

DAVID VIVEIROS JÚNIOR

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

Dissertação apresentada à Escola  
Politécnica da Universidade de São  
Paulo para obtenção do título de  
mestre em Engenharia.

São Paulo

1994

**DAVID VIVEIROS JÚNIOR**

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

**Dissertação apresentada à Escola  
Politécnica da Universidade de São  
Paulo para obtenção do título de  
mestre em Engenharia.**

**Área de concentração :**

**Microeletrônica**

**Orientadora :**

**Denise Consoni**

**São Paulo**

**1994**



UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO  
ESCOLA POLITÉCNICA

TERMO DE JULGAMENTO  
DE  
DEFESA DE DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Aos 13 dias do mês de dezembro de 1994, às 09:30 horas,  
no Departamento de Engenharia Eletrônica

da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, presente a Comissão Julgadora, integrada  
pelos Senhores Professores Drs. Denise Consoni, Orientadora do candidato,  
José Kleber da Cunha Pinto e Rui Fragassi Souza

iniciou-se a Defesa de Dissertação de Mestrado do Senhor \_\_\_\_\_

**DAVID VIVEIROS JÚNIOR**

Título da Dissertação: "Projeto de Filtros Passivos e Ativos em Técnicas de  
Circuitos Integrados de Microondas"

Concluída a arguição, procedeu-se ao julgamento na forma regulamentar, tendo a Comissão  
Julgadora atribuído ao candidato as seguintes notas:

Profª. Dra. Denise Consoni	<u>(9,5)</u>	<u>(nove e meio)</u>
Prof. Dr. José Kleber da Cunha Pinto	<u>(9,5)</u>	<u>(nove e meio)</u>
Prof. Dr. Rui Fragassi Souza	<u>(9,5)</u>	<u>(nove e meio)</u>

Para constar, é lavrado o presente termo, que vai assinado pela Comissão Julgado  
ra e pelo Secretário da Seção de Pós-Graduação

São Paulo, 13 de dezembro de 1994.

Presidente

Denise Consoni

Rui Fragassi Souza

Mara Fátima de Jesus Luz Sanches

Secretário

Mara Fátima de Jesus Luz Sanches

Observações: \_\_\_\_\_

Homologada pela C.P.G. em reunião realizada a 06/02/1995

PEE

## **AGRADECIMENTOS**

**Aos meus pais, David Viveiros e Maria Isabel de Melo Viveiros, pelo incentivo e apoio na realização deste trabalho**

**À Profa. Dra. Denise Consonni pela orientação e atenção dispensada durante todo o período do curso de pós-graduação.**

**Ao estagiário Douglas Atique pela contribuição no desenvolvimento de programas em computador.**

**Ao técnico Jair Pereira de Souza pelo auxílio prestado na caracterização dos circuitos desenvolvidos.**

**Aos colegas do Laboratório de Microeletrônica Cristina Gomes da Silva, Ana Rita Pereira dos Santos, Teresa Fumiyo Mori, João Carlos de Lima e Raimundo Izidro de Moura pela construção dos protótipos realizados.**

**À Neusa Yoscimoto pelo auxílio na organização das referências bibliográficas**

**A CAPES, pela bolsa concedida para a realização do mestrado.**

**A todos aqueles que contribuíram, direta ou indiretamente para a realização deste trabalho.**

# SUMÁRIO

Lista de símbolos

Resumo

"Abstract"

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	1
1.1 Descrição do Projeto de Filtros Passivos e Ativos .....	1
1.1.1 Filtros Passivos .....	1
1.1.2 Filtros Ativos .....	3
1.2 Etapas de Projeto .....	3
<b>2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS</b> .....	6
2.1 Conceitos de Filtragem .....	6
2.2 Aproximação Teórica .....	10
2.2.1 Aproximação de Butterworth .....	11
2.2.2 Aproximação de Chebyshev .....	13
2.3 Transformação de Richards, Normalizações de Impedância e Frequência .....	15
2.3.1 Transformação de Richards .....	15
2.3.2 Normalização de Impedância e Frequência .....	17
2.4 Linhas de Transmissão .....	18
2.4.1 Linhas Acopladas .....	20
2.4.2 Microlinhas Acopladas .....	21
2.5 Teoria de Filtros Ativos .....	23

<b>3 PROJETO DO FILTRO PASSIVO DE LINHAS ACOPLADAS .....</b>	<b>27</b>
3.1 Etapas de Projeto do Filtro "Hairpin" com Microlinhas Acopladas .....	32
<b>4 PROGRAMA HAIRPIN .....</b>	<b>37</b>
4.1 Utilização do Programa .....	40
4.2 Listagem do Programa .....	42
<b>5 PROJETO DE FILTROS ATIVOS .....</b>	<b>43</b>
5.1 Apresentação do Método .....	44
5.2 Etapas de Projeto de Filtros Ativos .....	50
<b>6 FILTROS REALIZADOS .....</b>	<b>54</b>
6.1 Filtros Passivos Realizados .....	55
6.2 Análise dos Resultados .....	67
6.3 Filtros Ativos Realizados .....	77
6.4 Montagem dos Filtros .....	90
6.5 Análise dos Resultados .....	97
<b>7 COMENTÁRIOS E CONCLUSÕES .....</b>	<b>99</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>102</b>
<b>Apêndice</b>	

## Lista de Símbolos

$Z_{oe}$	impedância característica de modo par
$Z_{oo}$	impedância característica de modo ímpar
$s$	variável da transformada de Laplace
$\alpha$	perdas
$j$	variável complexa = $\sqrt{-1}$
$\beta$	fase
$\ln$	logarítmo neperiano
$E$	tensão eficaz do gerador
$\rho_1$	coeficiente de reflexão de entrada
$\rho_2$	coeficiente de reflexão de saída
$S_{11}$	perda de retorno de entrada
$S_{22}$	perda de retorno de saída
$S_{21}$	perda de inserção
$S_{12}$	isolação
$P_{m\acute{a}x}$	potência máxima disponível de um gerador
$P_2$	potência absorvida pela carga
$K(s)$	função característica
$\omega$	frequência angular (rad/seg)
$\omega_0$	frequência angular central (rad/seg)
$\omega_c$	frequência angular de corte (rad/seg)
$\omega_p$	frequência angular quando a perda = $A_{m\acute{a}x}$
$\omega_s$	frequência angular quando a perda = $A_{m\acute{m}n}$
$\omega_n$	frequência angular normalizada (rad/seg)
$H(s)$	função de transferência
$A_{m\acute{m}n}$	perda mínima na banda de rejeição

$A_{m\acute{a}x}$	perda máxima na banda de rejeição
$\epsilon$	constante que define o "ripple" na banda de passagem $\epsilon = \sqrt{10 \frac{A_{m\acute{a}x}}{10^{-1}} - 1}$
$N$	ordem do filtro
$g_i$	$i$ -ésimo elemento concentrado normalizado em frequência e impedância de rede Chebyshev ou Butterworth
$S$	variável transformada de Richards
$\Omega$	variável de frequência da transformada de Richards
$Y_{oc}$	admitância de uma linha terminada em aberto
$l$	comprimento de uma linha de transmissão
$Z_o$	impedância característica de uma linha de transmissão
$Z_{sc}$	impedância de uma linha terminada em curto-circuito
$\lambda$	comprimento de onda
$w$	largura de uma microlinha de transmissão
$t$	espessura de uma microlinha de transmissão
$h$	espessura do substrato
$c_f$	capacitância de espraio de uma microlinha sem acoplamento
$c_{fe}$	capacitância de espraio de uma microlinha com acoplamento em modo par
$c_{fo}$	capacitância de espraio de uma microlinha com acoplamento em modo ímpar
$C_{oe}$	capacitância de modo par
$C_{oo}$	capacitância de modo ímpar
$\eta$	resistividade do meio
$\epsilon_r$	constante dielétrica relativa do meio
$\epsilon_{re}$	constante dielétrica relativa efetiva do meio
$\epsilon_m$	constante dielétrica do meio

$z_i$	i-ésimo zero de uma função de transferência Chebyshev ou Butterworth
$p_i$	i-ésimo pólo de uma função de transferência Chebyshev ou Butterworth
$\Delta B$	variação da banda de passagem, número adimensional
$K$	acoplamento entre duas linhas de transmissão acopladas, valor em dB
$Y_k$	k-ésima admitância própria de uma linha de transmissão do filtro SCTL
$Y_{k,k}$	k-ésima admitância mútua entre linhas de transmissão acopladas do filtro SCTL
$\Omega_c$	frequência de corte da transformada de Richards
$\Theta_c$	$\arctan \Omega_c = \arctan \left( \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_c}{\omega_0} \right)$
$n_i$	razão de transformação
$H$	constante de controle do nível interno de impedância do filtro "hairpin"
$C_{0k}$	k-ésimo elemento da matriz de capacitâncias do filtro SCTL
$L_{k,k}$	k-ésimo elemento da matriz de indutâncias normalizadas do filtro "hairpin" antes do "split"
$L_{s,k,k}$	k-ésimo elemento da matriz de indutâncias normalizadas do filtro "hairpin" depois do "split"
[C]	matriz de capacitâncias do filtro "hairpin"
[L]	matriz de indutâncias do filtro "hairpin"
$BW_{3\text{ dB}}$	banda de passagem de 3 dB
$f_0$	frequência central [Hz]
$Q_{sh}$	fator de mérito
$\Delta_{loc}$	comprimento do espraçamento de uma microlinha de transmissão terminada em aberto
$C_{oc}$	capacitância de espraçamento
$c$	velocidade da luz em espaço livre
$V_{DD}$	tensão de alimentação dos transistores FET

Z	impedância responsável pela função de rede do filtro ativo
G	terminal "gate" de um transistor MESFET
D	terminal dreno de um transistor MESFET
S	terminal "source" de um transistor MESFET
$g_m$	transcondutância do transistor MESFET
$v_i$	tensão de entrada fornecida pela fonte
$v_o$	tensão de saída
$f_{c1}$	frequência de corte inferior [GHz]
$f_{c2}$	frequência de corte superior [GHz]
$f_{s1}$	frequência de rejeição inferior [GHz]
$f_{s2}$	frequência de rejeição superior [GHz]
$w_e$	largura da linha de entrada
$w_h$	largura da microlinha que forma o grampo "hairpin"
$l$	distância entre os ressoadores internos de um grampo "hairpin"
$l_2$	localização de uma linha de acesso para o filtro passivo "hairpin" na versão "tapped"
$s_{i,j}$	distância entre grampos adjacentes de um filtro tipo "hairpin"
R	resistência elétrica
L	indutância
C	capacitância

## **RESUMO**

Os modernos sistemas de comunicação em microondas exigem a utilização de filtros que separem ou combinem canais, rejeitem a presença de sinais interferentes e também selecionem sinais provenientes de multiplicadores e misturadores. Esses filtros devem ser fabricados como módulos compactos, de baixo custo e compatíveis com a tecnologia utilizada em outros circuitos do sistema.

Com o objetivo de se estudar tais dispositivos foram projetados, realizados e medidos filtros passivos e ativos em técnicas de circuitos integrados de microondas. Para os filtros passivos escolheu-se a topologia "hairpin" de microlinhas acopladas. Os filtros ativos foram projetados com base nas características dos transistores MESFET ("metal semiconductor field-effect transistors"). Os filtros projetados foram simulados em computador e foi possível observar seu comportamento em função da variação de alguns de seus parâmetros e prever a resposta dos dispositivos e a validade dos métodos empregados antes de sua construção. Depois de realizados protótipos, os resultados obtidos foram comparados às simulações e comentadas as limitações encontradas tanto no processo de simulação quanto na realização dos filtros.

## **ABSTRACT**

Modern microwave systems employ filters for separating or combining channels, rejecting spurious signals and selecting responses of interest coming from multipliers and mixers. These filters must be built as low cost compact blocks, compatible with microwave integrated circuit technology.

In this work, design methods have been developed for the project of hairpin passive filters and MESFET microwave active filters.

The desing techniques include extensive simulation of the calculated components, in order to analyse their performance as function of various parameters.

Some prototypes have been constructed and characterized for checking the vality of desing methods. Pratical and simulated results have been compared and discussed, indicating the aspects on the simulation procedure and pratical realization of the filters.

## **1 INTRODUÇÃO**

A finalidade deste estudo é apresentar métodos de projeto de filtros passivos e ativos em técnicas de circuitos integrados de microondas, verificar sua validade através da utilização de simulações e com a realização de filtros práticos.

Filtros passivos foram estudados, utilizando-se técnicas de projeto com microlinhas acopladas em estruturas tipo "hairpin" (figura 1-1), próprias para realização em circuitos integrados. Foi elaborado um programa de computador para auxiliar no cálculo dessa estrutura devido, à grande quantidade de equações que se fazem necessárias no projeto deste tipo de filtro.

O método de projeto de filtros ativos adotado neste trabalho possibilita a construção de redes complexas a partir de redes simples, que ao serem conectadas em cascata proporcionam boa rejeição fora da banda e aumento de ganho na banda de passagem.

### **1.1 Projeto de Filtros Passivos e Ativos**

Neste item apresentamos o roteiro básico utilizado no projeto dos filtros passivos e ativos : métodos aplicados, roteiro de estudo de Teoria, simulação e caracterização dos protótipos.

#### **1.1.1 Filtros Passivos**

A estrutura de filtros passivos escolhida para o projeto foi a de filtros de linhas acopladas tipo "hairpin"<sup>(1,2,3,4)</sup>, com as topologias mostradas na figura 1-1.

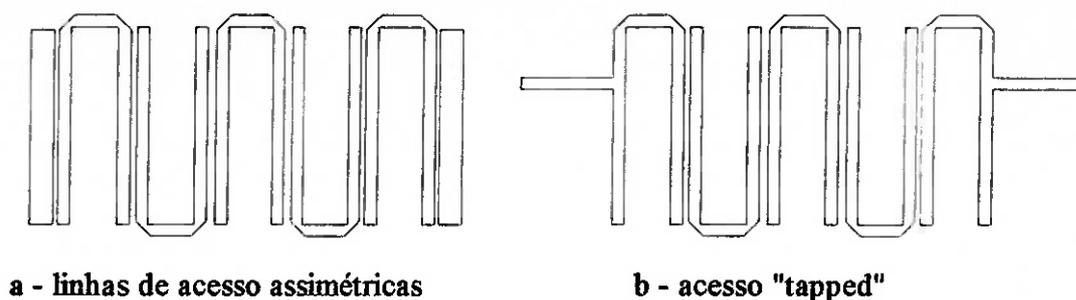


Figura 1-1 Filtros Hairpin

O trabalho neste tipo de filtro foi iniciado com o estudo das técnicas tradicionais de síntese de filtros a elementos concentrados<sup>(5,6,7)</sup>, estendendo-se para o caso de filtros a elementos distribuídos. Analisamos várias estruturas para a implementação prática de filtros : "end coupled"<sup>(8)</sup>, "parallel coupled"<sup>(9)</sup>, "comblines"<sup>(10)</sup>, "hairpin"<sup>(1,2,3,4)</sup> e "interdigital"<sup>(11)</sup>. Destas estruturas selecionamos o "hairpin" pois este apresenta menores dimensões quando comparado aos outros tipos de filtros, possibilitando uma implementação mais compacta em técnica de microlinhas.

A partir do estudo da síntese de filtros passivos a elementos concentrados<sup>(5, 6, 7, 8)</sup> e de técnicas de cálculo de impedâncias de linhas acopladas<sup>(8, 11, 12, 13)</sup> foi desenvolvido o programa HAIRPIN para o cálculo de filtros com estrutura "hairpin". Este programa é apresentado no capítulo 4. A partir dos resultados obtidos com o cálculo das impedâncias pares e ímpares pelo programa HAIRPIN, dimensionamos o filtro de microlinhas utilizando o software "Linecalc"<sup>(14)</sup> e o simulamos com o programa "Libra"<sup>(15)</sup>.

Foram projetados e realizados quatro tipos diferentes de filtros, três na frequência central de 4,7 GHz e um em 2,5 GHz. Estes filtros podem apresentar linhas de acesso acopladas<sup>(1,2)</sup> ( figura 1-1a ) ou "tapped"<sup>(3)</sup> ( figura 1-1b ). A utilização de cada tipo de acesso dependerá dos requisitos do projetista quanto às dimensões do componente e banda de passagem. Geralmente usamos o acesso "tapped" quando o espaçamento entre as linhas de acesso acopladas se torna muito pequeno.

Os filtros foram caracterizados no analisador escalar HP 8757 e os resultados obtidos comparados aos da simulação.

### **1.1.2 Filtros Ativos**

O projeto de filtros ativos de microondas foi baseado no estudo realizado por SUSSMAN-FORT<sup>(16)</sup>, depois de analisados outros trabalhos neste assunto (16,17,18,19,20,21). Este método foi julgado conveniente pela facilidade de construção do filtro e simplicidade da teoria apresentada.

O modelo de filtro proposto por SUSSMAN-FORT<sup>(16)</sup> utiliza dois transistores : um deles é responsável pela realização de uma função de transferência de segunda ordem, e outro, que é colocado na saída do circuito, para garantir uma impedância correta para o funcionamento do circuito e para permitir o cascadeamento do módulo básico com outros, na obtenção de filtros de ordem superior. A operação do circuito será explicada no capítulo 5.

A teoria básica estudada foi a de filtros ativos em baixa frequência<sup>(22, 23)</sup>, que foi utilizada para a síntese dos elementos concentrados.

## **1.2 Etapas de Projeto**

As etapas de projeto de filtros passivos foram :

- desenvolvimento de um programa de computador para o cálculo das impedâncias pares e ímpares (  $Z_{oe}$  e  $Z_{oo}$  ) das microlinhas, a partir das especificações do filtro, como frequências de corte e rejeição, atenuações nas bandas de passagem e rejeição e tipo de função de transferência (Chebyshev ou Butterworth) ;

- síntese das microlinhas a partir dos cálculos das impedâncias pares e ímpares, realizados pelo programa HAIRPIN;
- simulação dos filtros projetados com as dimensões que serão utilizadas na realização prática dos filtros, incluindo ainda a influência de alguns parâmetros práticos, como por exemplo, a dispersão de microlinhas em aberto ;
- fabricação dos filtros em estruturas de microlinhas acopladas, empregando-se técnicas de fabricação de circuitos integrados, como o uso de fotolitografia para a construção do circuito em substrato flexível ;
- caracterização e medidas dos filtros realizadas em analisador de rede escalar : foram medidas as características de perdas de inserção e retorno dos protótipos realizados ;
- análise dos resultados simulados e medidos, discutindo-se a validade dos métodos empregados.

As etapas de projeto de filtros ativos foram :

- estudo de técnicas de projetos de filtros ativos de microondas através de vários artigos publicados em periódicos especializados. Nesta etapa, fez-se a escolha de um método de projeto que utiliza transistores MESFET's empregando a otimização dos elementos passivos da rede com a finalidade de se obterem as características desejadas de ganho e rejeição ;
- projetos de filtros com elementos ideais. No método utilizado, considera-se inicialmente que todos os elementos passivos e ativos são ideais e definem-se, a partir disto, os valores que serão utilizados na otimização, quando os transistores da rede

apresentarem comportamento real, ou seja, com variação de seus parâmetros em função da frequência ;

- otimização dos elementos passivos do filtro. Nesta etapa, os transistores não são mais considerados ideais e seu comportamento real altera a resposta inicial do circuito. Deve-se então otimizar os elementos passivos do circuito para se obter as características desejadas para o filtro. A otimização é realizada através do programa "Libra"<sup>(15)</sup>, de análise e otimização de circuitos lineares e não lineares;

- simulação do protótipo otimizado, levando-se em conta detalhes e descontinuidades do "layout" do filtro ;

- realização e medidas dos filtros ;

- análise dos resultados, comparando a simulação às medidas .

## 2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

A Teoria estudada pode ser dividida em :

- introdução aos conceitos de filtragem onde se estudaram as definições de função de transferência e função característica ;
- estudo da Teoria da Aproximação utilizada na síntese de redes ;
- transformação de Richards, normalizações de impedância e frequência ;
- estudo de linhas de transmissão ;
- estudo de microlinhas de transmissão ( "microstrip lines" ) acopladas ;
- estudo da Teoria de Filtros Ativos ;
- estudo de técnicas de construção de Filtros Ativos em tecnologia de microondas.

### 2.1 Conceitos de Filtragem<sup>(5,6,7,8)</sup>



Figura 2-1 Filtro Elétrico

Supondo o filtro composto somente por elementos lineares tem-se na figura 2-1 que,

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t - \tau)x(\tau)dt \quad (2-1)$$

$y(t)$  = resposta

$x(t)$  = excitação

$h(t)$  = resposta impulsiva .

Esta relação entrada/saída<sup>1</sup> no domínio do tempo pode ser convertida para o domínio da frequência através da transformada de Laplace :

$$Y(s) = H(s) \cdot X(s) \quad (2-2)$$

$H(s)$  = função de transferência

$Y(s), X(s)$  = transformada de Laplace de  $y(t)$  e  $x(t)$ , respectivamente .

Para que o filtro seja estável,  $H(s)$  deve possuir pólos somente no semi-plano esquerdo de  $s$  .

A eficiência de um filtro é normalmente especificada em termos das partes Real e Imaginária do logaritmo da função de transferência<sup>(5)</sup> :

$$\alpha + j\beta = \ln \left\{ \frac{\text{transformada de Laplace da excitação}}{\text{transformada de Laplace da resposta}} \right\} \quad (2-3)$$

$\alpha$  = perda em nepers

$\beta$  = fase em radianos

Na prática utilizamos os valores de  $\alpha$  em dB e de fase em graus,

$$1 \text{ neper} = 20 \log e \cong 8,868 \text{ dB}$$

$$1 \text{ radiano} = 180/\pi \text{ graus} \cong 57,296 \text{ graus}$$

---

<sup>1</sup> Esta relação entre entrada/saída nos dá uma função de perdas, e é mais utilizada em filtros passivos. Filtros ativos geralmente utilizam a relação saída/entrada, que é uma função de ganho. O estudo da função de transferência em nosso texto é feito baseado em perdas. O estudo da função de transferência em ganho é análogo ao desenvolvido nesta seção e portanto achamos que seria desnecessário seu desenvolvimento.

- Função de transferência

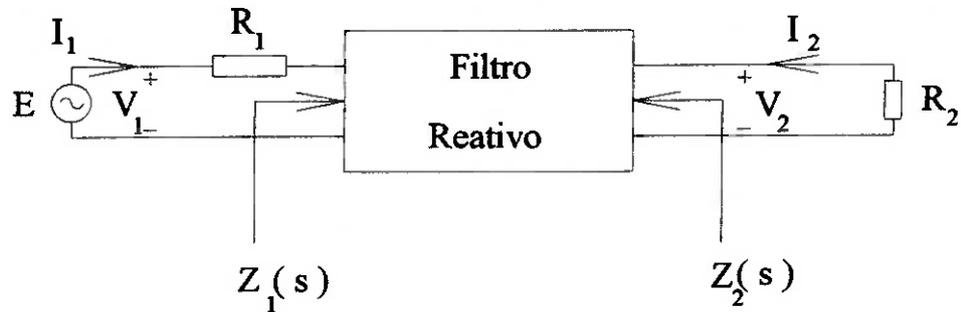


Figura 2-2 Filtro Reativo

Com relação à figura 2-2, as impedâncias  $Z_1(s)$  e  $Z_2(s)$  ou os coeficientes de reflexão,

$$\rho_1(s) = \frac{Z_1(s) - R_1(s)}{Z_1(s) + R_1(s)} \quad (2-4)$$

e

$$\rho_2(s) = \frac{Z_2(s) - R_2(s)}{Z_2(s) + R_2(s)} \quad (2-5)$$

descrevem o nível de casamento de impedância entre o filtro e as terminações  $R_1$  e  $R_2$ .

Temos também que as perdas de retorno  $S_{11}$  e  $S_{22}$  são dadas por

$$S_{11} = 20 \log |\rho_1| \quad (2-6)$$

$$S_{22} = 20 \log |\rho_2| \quad (2-7)$$

para  $|\rho_1| = |\rho_1(j\omega)|$  e  $|\rho_2| = |\rho_2(j\omega)|$

A transmissão de potência do filtro pode ser descrita pela razão de transdução de potência, definida como a razão entre a máxima potência disponível do gerador  $P_{\text{máx}}$  e a potência  $P_2$  absorvida pela carga<sup>2</sup>  $R_2$  :

$$\frac{P_{\text{máx}}}{P_2} = \frac{E^2/4 \cdot R_1}{|V_2|^2/R_2} = \left| \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \cdot \frac{E}{V_2} \right|^2 \quad (2-8)$$

$E$  : tensão eficaz do gerador

$V_2$  : tensão eficaz na carga

Para uma rede passiva  $\frac{P_{\text{máx}}}{P_2} \geq 1$  e podemos definir uma quantidade auxiliar, a função característica  $K(s)$ , pela equação,

$$\frac{P_{\text{máx}}}{P_2} = 1 + |K(s)|^2 \Big|_{s=j\omega} \quad (2-9)$$

A partir da equação (2-8) podemos definir a função de transferência  $H(s)$  como,

$$H(s) = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \cdot \frac{E}{V_2} \quad (2-10)$$

e da relação 2-10 temos,

$$|H(s)|^2 = 1 + |K(s)|^2 \Big|_{s=j\omega} \quad (2-11)$$

A perda ( em dB ) é dada por,

$$\alpha = 10 \log \left[ \frac{P_{\text{máx}}}{P_2} \right] = 20 \log |H(j\omega)|, \quad (2-12)$$

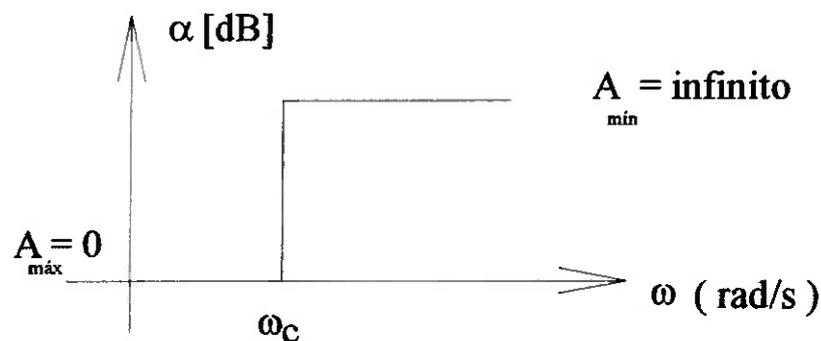
que para uma rede passiva corresponde à perda de inserção do filtro .

<sup>2</sup>Considerando que as impedâncias do gerador de tensão e da carga são reais <sup>(5)</sup> .

## 2.2 Aproximação Teórica<sup>(4,6,7,8)</sup>

### Introdução

A função de perdas de um filtro passa-baixas ideal é ilustrada na figura 2-3, representando perda nula para frequências menores que  $\omega_c$  e infinita para frequências acima deste valor.



$A_{\text{máx}}$  : perda máxima na banda de passagem  
 $A_{\text{mín}}$  : perda mínima na banda de rejeição

Figura 2-3 Resposta de perda de um filtro passa-baixas ideal

Esta resposta não pode ser obtida por circuitos composto por um número finito de elementos<sup>(5)</sup>. Normalmente as especificações são feitas de maneira mais prática, em que a perda exigida deve ser a menor até o limite superior  $A_{\text{máx}}$  no intervalo  $0 \leq \omega \leq \omega_p$  e tomar valores maiores que o limite inferior  $A_{\text{mín}}$  para  $\omega_s \leq \omega \leq \infty$  (figura 2-4).

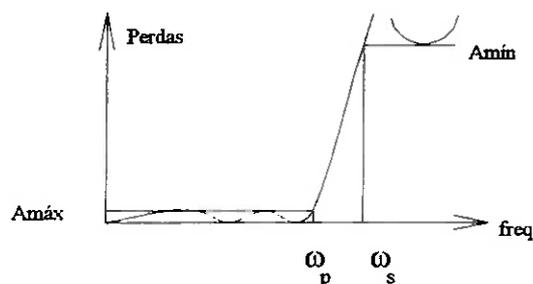


Figura 2-4 Especificação e resposta de um filtro passa-baixas prático.

### 2.2.1 Aproximação de Butterworth

A função de perdas de um filtro passa-baixas Butterworth é expressa por

$$\alpha(\omega) = 10 \cdot \log \left| 1 + \varepsilon^2 \cdot \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right)^{2N} \right| = 10 \cdot \log(1 + \omega_n^{2N}) \text{ [dB]} \quad (2-13)$$

onde  $\omega_n = \varepsilon^{\frac{1}{N}} \cdot \frac{\omega}{\omega_c}$  é a frequência normalizada.

N : ordem do filtro ( número inteiro e maior que 1 ).

A perda dentro da banda (até  $\omega_c$ ) é uma função crescente monotônica.

Em particular para  $\omega = \omega_c$ ,

$$\alpha(\omega_c) = 10 \cdot \log|1 + \varepsilon^2| = A_{\text{máx}} \quad (2-14)$$

então,

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{A_{\text{máx}}}{10}} - 1} \quad (2-15)$$

Fora da banda e em altas frequências,

$$\alpha(\omega) \cong 20 \cdot \log \left[ \varepsilon \cdot \frac{\omega}{\omega_c} \right]^N \quad (2-16)$$

de modo que a perda aumenta à taxa de  $20 \cdot N$  dB/década (figura 2-5).

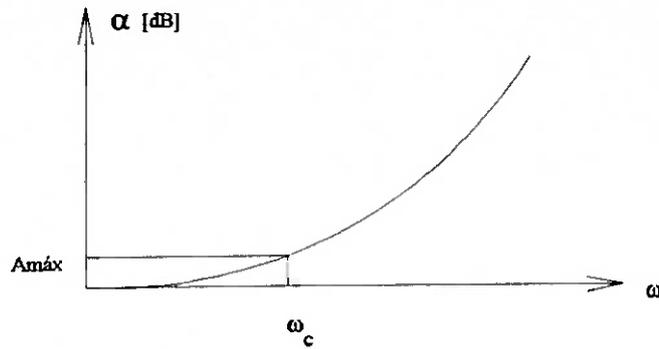


Figura 2-5 Aproximação de Butterworth

Para o cálculo da ordem do filtro, a partir das especificações de  $\omega_s$  e  $A_{\text{mín}}$  usamos a equação abaixo que vem de ( 2-13 ) :

$$N = \frac{\ln(10^{\frac{A_{\text{mín}}}{10}} - 1)}{2 \cdot \ln \frac{\omega_s}{\omega_c}} \quad (2-17)$$

Os valores dos elementos concentrados do protótipo passa-baixas são encontrados por

$$\begin{aligned} g_0 &= 1 \\ g_{N+1} &= 1 \\ g_k &= 2 \cdot \sin\left[(2 \cdot k - 1) \cdot \frac{\pi}{2N}\right], \quad k = 1, 2, \dots, N. \end{aligned} \quad (2-18)$$

Estes elementos estão representados na figura 2-6.

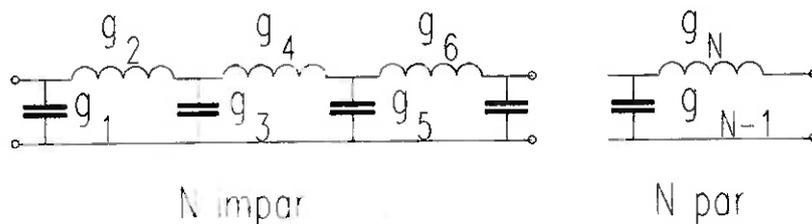


Figura 2-6 Elementos concentrados normalizados.

### 2.2.2 Aproximação de Chebyshev

Na aproximação de Chebyshev a função característica  $K(s) \big|_{s=j\omega}$  é dada por

$$|K(\omega)|^2 = \varepsilon^2 \cdot C_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right) \quad (2-19)$$

$C_N^2(\omega_n)$  é a função de N-ésima ordem definida por

$$\begin{aligned} C_N(\omega_n) &= \cos(N \cdot \cos^{-1} \omega_n) \quad \text{para } |\omega_n| \leq 1 \\ C_N(\omega_n) &= \cosh(N \cdot \cosh^{-1} \omega_n) \quad \text{para } |\omega_n| > 1 \end{aligned} \quad (2-20)$$

onde  $\omega_n = \frac{\omega}{\omega_c}$

Para  $|\omega_n| \leq 1$ , o valor de  $\cos^{-1}$  é real e  $C_N(\omega_n)$  fica limitado entre os valores -1 e +1. Para  $|\omega_n| > 1$ ,  $\cos^{-1}$  é imaginário (daí ser tratado como cosseno hiperbólico) e  $|C_N(\omega_n)|$  cresce com a frequência.

Nos valores  $|\omega_n| \leq 1$  para os quais a função  $|\cos|$  é unitária, então  $|C_N(\omega_n)| = 1$  e a perda é máxima, isto é

$$A_{\text{máx}} = 10 \cdot \log(1 + \varepsilon^2) \quad (2-21)$$

Em outros pontos, o cosseno da função  $C_N(\omega_n)$  é nulo e assim a função de perdas "ondula" dentro de uma banda entre os valores  $A_{\text{máx}}$  e zero (figura 2-7).

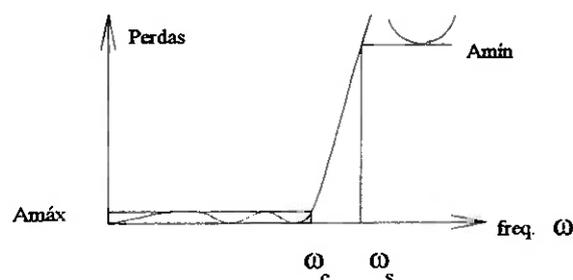


Figura 2-7 Resposta Passa-baixas Chebyshev

Observa-se que  $C_N(1) = 1$  e portanto  $\omega_n = 1$  é o limite da banda. Neste caso também, se ao projetista for especificado  $A_{\text{máx}}$  dentro da banda, resulta

$$\varepsilon = \sqrt{10^{0.1 A_{\text{máx}}} - 1} \quad (2-22)$$

É importante verificar que a função de Chebychev pode ser expressa através de um polinômio em  $\omega_n$ . Para isso escrevemos:

$$C_{N+1}(\omega_n) = C_{N-1}(\omega_n) = \cos[(N+1) \cdot \cos^{-1} \omega_n] + \cos[(N-1) \cdot \cos^{-1} \omega_n] \quad (2-23)$$

Usando a identidade  $\cos(A+B) + \cos(A-B) = 2 \cdot \cos A \cdot \cos B$ , o lado direito de (2-23) reduz-se a

$$2 \cdot \cos(\cos^{-1} \omega_n) \cdot \cos(N \cdot \cos^{-1} \omega_n) \quad (2-24)$$

que forma a relação recursiva

$$C_{N+1}(\omega_n) = 2 \cdot \omega_n \cdot C_N(\omega_n) - C_{N-1}(\omega_n) \quad (2-25)$$

A partir da definição, tem-se imediatamente que,

$$N = 0 \Rightarrow C_0(\omega_n) = 1$$

$$N = 1 \Rightarrow C_1(\omega_n) = \omega_n$$

então,

$$\begin{aligned} C_2(\omega_n) &= 2 \cdot \omega_n^2 - 1 \\ C_3(\omega_n) &= 4 \cdot \omega_n^3 - 3 \cdot \omega_n \\ C_4(\omega_n) &= 8 \cdot \omega_n^4 - 8 \cdot \omega_n^2 + 1 \end{aligned} \quad (2-26)$$

O cálculo da ordem, a partir das especificações é dado por:

$$N = \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{A_{\text{máx}}}{(10^{0.1} - 1)}}}{\cosh^{-1} \frac{\omega_s}{\omega_c}} \quad (2-27)$$

Os valores dos elementos concentrados do protótipo passa-baixas são dados por :

$$\begin{aligned}
 g_0 &= 1 \\
 g_{N+1} &= 1 \text{ para } N \text{ ímpar, } \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) \text{ para } N \text{ par} \\
 g_1 &= \frac{2 \cdot a_1}{\gamma} \\
 g_k &= \frac{4 \cdot a_{k-1} \cdot a_k}{b_{k-1} \cdot g_{k-1}}, & k= 2, 3, \dots N. \\
 a_k &= \sin\left[(2 \cdot k - 1) \cdot \frac{\pi}{2 \cdot N}\right] & k= 1, 2, 3, \dots N. \\
 b_k &= \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k \cdot \pi}{N}\right) & k= 1, 2, 3, \dots N. \\
 \beta &= \ln\left(\coth \frac{A_{\text{max}}}{17.37}\right) & A_{\text{max}} \text{ em dB.} \\
 \gamma &= \sinh\left(\frac{\beta}{2 \cdot N}\right).
 \end{aligned}$$

(2-28)

## 2.3 Transformação de Richards, Normalizações de Impedância e Frequência

### 2.3.1 Transformação de Richards<sup>(4)</sup>

Richards introduziu uma nova variável de frequência <sup>(4, 5 (capítulo 7))</sup> :

$$\begin{aligned}
 S &= j\Omega \\
 \text{onde } \Omega &= \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega}{\omega_0}\right)
 \end{aligned}
 \tag{2-29}$$

Com esta transformação podemos estabelecer uma equivalência entre elementos concentrados e distribuídos. Um trecho de linha de transmissão em aberto pode então ser representada por um capacitor e um trecho de linha terminado em curto pode ser representado por um indutor. As relações de equivalência estão indicadas a seguir .

Seja  $Y_{oc}$  a admitância de entrada de uma linha em aberto :

$$Y_{oc} = \frac{j}{Z_0} \tan \beta l = \frac{j}{Z_0} \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad (2-30)$$

Usando-se 2-29, tem-se :

$$Y_{oc} = \frac{j}{Z_0} \cdot \Omega \quad (2-31)$$

$l$  : comprimento da linha

$\omega$  : frequência em rad/s

$\omega_0$  : frequência em que  $l$  representa um quarto do comprimento de onda

$Z_0$  : impedância característica da linha

Para a linha em curto temos que a impedância de entrada é dada por

$$Z_{sc} = jZ_0 \tan \beta l = jZ_0 \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega}{\omega_0}\right) \quad (2-32)$$

Usando-se (2-29) tem-se que :

$$Z_{sc} = jZ_0 \cdot \Omega \quad (2-33)$$

As equações de admitância e impedância de um indutor e um capacitor são respectivamente

$$Y_c(s) = j\omega C \quad (2-34)$$

$$Z_L(s) = j\omega L \quad (2-35)$$

Comparando-se 2-31 com 2-34 e 2-33 com 2-35 podemos extrair que

$$C = 1/Z_0 \quad (2-36)$$

e

$$L = Z_0 \quad (2-37)$$

Portanto  $\Omega = \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega}{\omega_0}\right)$  estabelece a correspondência entre o circuito a elementos concentrados e circuito distribuído (figura 2-8).

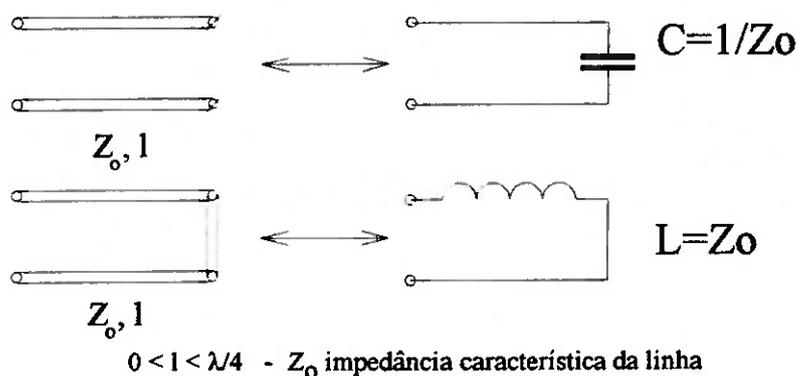


Figura 2-8 Linhas em curto e aberto com impedância  $Z_0$  e comprimento  $l$ .

### 2.3.2 Normalizações de Impedância e Frequência<sup>(4,7)</sup>

Os protótipos de filtros Butterworth e Chebyshev, com a estrutura indicada na figura 2-6 têm seus elementos concentrados normalizados em relação à frequência e impedância, ou seja, os protótipos Passa-baixas têm frequência de corte em 1 rad/seg e terminações de 1 Ohm.

A mudança de impedância de 1 para 50 Ohms não altera a resposta em frequência da rede.

Os capacitores e indutores em elementos concentrados são denominados por  $g_c$  e  $g_L$ , respectivamente. Os valores desnormalizados em impedância são

$$G_c = \frac{g_c}{Z_0} \quad \text{e} \quad G_L = g_L \cdot Z_0 \quad (2-38)$$

Os valores depois da transformação em frequência resultam em,

$$C = \frac{G_C}{\Omega_C} = \frac{g_C}{\Omega_C \cdot Z_0} \quad (2-39)$$

$$L = \frac{G_L}{\Omega_C} = \frac{g_L \cdot Z_0}{\Omega_C} \quad (2-40)$$

onde  $\Omega_C$  vem da transformação de Richards e corresponde à frequência de corte do protótipo passa-baixas desnormalizado.

#### 2.4 Linhas de Transmissão<sup>(4, 5)</sup>

O estudo da linhas de transmissão será aplicado em algumas estruturas considerando-se o modo de propagação Transversal Eletro-Magnético (TEM). Utilizamos linhas em aberto e em curto, como mostra a figura 2-9. As linhas terminadas em curto e em aberto são as mesmas descritas no item 2.3.1 .

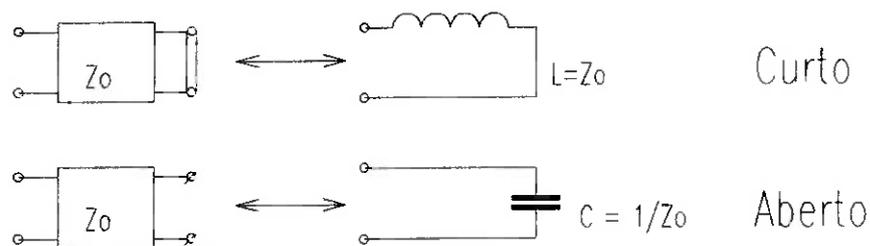


Figura 2-9 Representação de linhas de transmissão

Não entraremos em detalhes referentes a cálculos de impedância de entrada e perdas de uma linha de transmissão por se tratar de um assunto extenso. Comentaremos, quando necessário, o uso de determinadas equações utilizadas em estruturas TEM.

As estruturas da figura 2-9 são representações que podem ter a forma de linhas com condutores cilíndricos ou retangulares (figura 2-10) e que terão suas impedâncias internas em função, entre outros fatores, de suas dimensões.

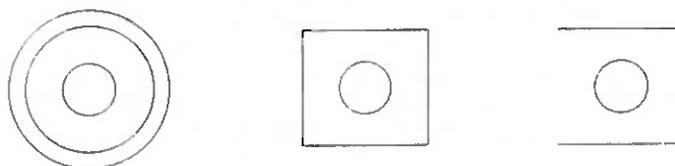


Figura 2-10 Linhas cilíndricas e retangulares.

A estrutura utilizada neste projeto é uma classe de estrutura planar e está representada na figura 2-11.

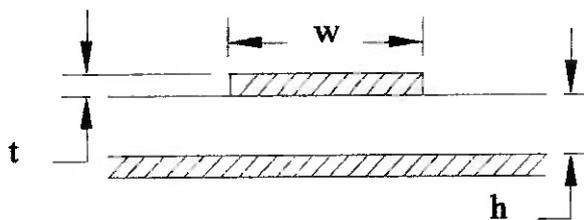


Figura 2-11 Microlinha

Esta estrutura é denominada de microlinha, podendo ser simples ou acoplada .

Um estudo mais aprofundado<sup>(24)</sup> nos mostra que este tipo de estrutura não suporta uma onda se que propague em modo TEM puro. Podemos, entretanto, aproximar esta estrutura para TEM quando o comprimento de onda da frequência de operação for muito maior que a largura -  $w$  - da microlinha e a espessura -  $h$  - do substrato (modo denominado "quasi-TEM").

### 2.4.1 Linhas Acopladas<sup>(11, 12, 13, 25)</sup>

Quando dois condutores são colocados próximos, há um acoplamento entre os campos elétrico e magnético destes condutores e um exerce influência sobre o outro. Este circuito pode ser representado como duas linhas em paralelo sobre um plano terra (figura 2-12).

Podemos modelar estas linhas acopladas como um circuito de quatro portas (figura 2-12-b) que apresenta entre os condutores capacitâncias próprias e mútuas (figura 2-12-a).

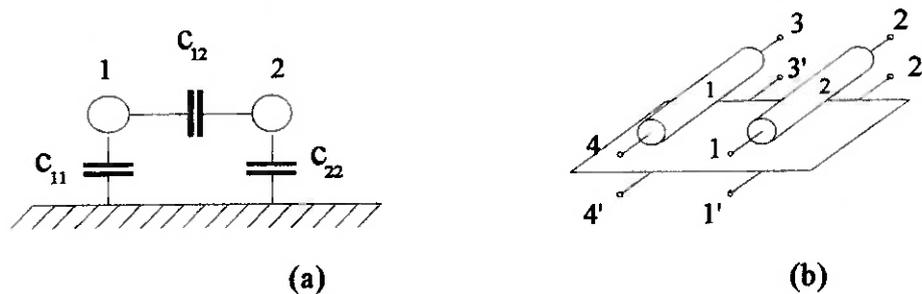


Figura 2-12 Modelo de linhas acopladas

Com esta representação conseguimos montar uma matriz de capacitâncias<sup>(4)</sup> :

$$[ C ] = \begin{bmatrix} C_{11} + C_{12} & - C_{12} \\ - C_{12} & C_{12} + C_{22} \end{bmatrix} \quad (2-41)$$

As linhas acopladas são denominadas simétricas, quando apresentam a mesma impedância característica, e assimétricas quando as impedâncias das linhas diferem.

Devido ao acoplamento eletromagnético entre as linhas, a estrutura apresenta dois modos de propagação que produzem diferentes impedâncias características. Estes modos de propagação são denominados par e ímpar. Eles coexistem em um sistema de linhas acopladas. O modo par é o modo em que as linhas possuem o mesmo potencial, e o ímpar caracterizado pelos condutores apresentarem potenciais opostos. Como estes

modos têm impedâncias diferentes, as ondas se propagam com velocidades diferentes. As impedâncias são denominadas par ( $Z_{oe}$ ) e ímpar ( $Z_{oo}$ ). Podemos relacionar as capacitâncias representadas em forma de matriz (equação 2-41) às impedâncias par e ímpar e conseqüentemente obter as dimensões das linhas <sup>(12)</sup>.

### 2.4.2 Microlinhas acopladas

As microlinhas acopladas apresentam comportamento semelhante às linhas de transmissão acopladas, se for utilizada uma análise quase-estática<sup>(24)</sup>. O acoplamento pode ser caracterizado também por capacitâncias próprias e mútuas. A figura 2-13 mostra as capacitâncias próprias e mútuas de um par de microlinhas acopladas. Podemos relacionar estas capacitâncias às estudadas no item 2.4.1 e como resultado obter as capacitâncias pares e ímpares das microlinhas acopladas ( ver figura 2-14).

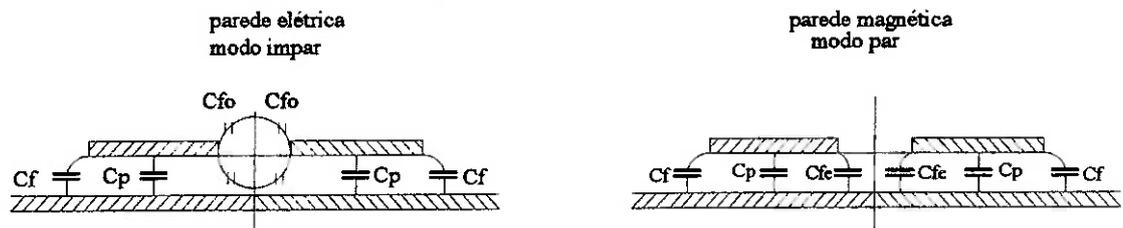


Figura 2-13 Representação de capacitâncias de um par de microlinhas acopladas

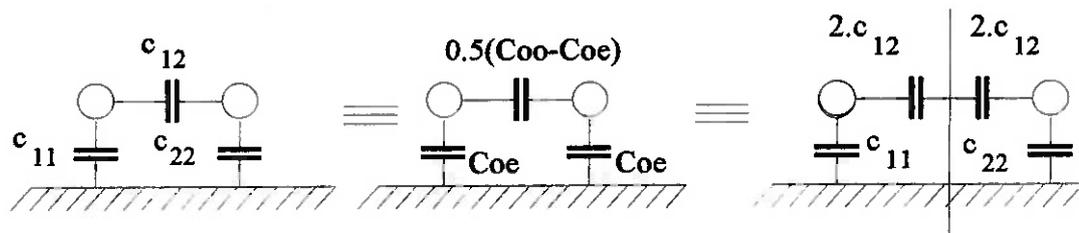


Figura 2-14 Representação de um par de linhas de transmissão acopladas

Este procedimento é feito para microlinhas acopladas simétricas.

Comparando-se as figuras 2-13 e 2-14 temos que,

para o modo par

$$c_{12} = 0 \Rightarrow c_{11} = c_p + c_f + c_{fe} = C_{oc}$$

para o modo ímpar

$$2 \cdot c_{12} + c_{11} = c_p + c_f + c_{fo} = C_{oo}$$

então

$$C_{oo} = C_{oc} + 2 \cdot c_{12} \quad (2-42)$$

e = modo par

o = modo ímpar

As capacitâncias estão relacionadas às impedâncias<sup>(9)</sup> por

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

$\eta$  = resitividade do meio

$\epsilon_r$  = constante dielétrica relativa do meio

$\epsilon_m$  = constante dielétrica do meio

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

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

(2-43)

Para linhas assimétricas, que apresentam impedância características diferentes (figura 2-15) e portanto, capacitâncias próprias diferentes<sup>(11, 13, 26, 27)</sup>, tem-se que:

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

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

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

(2-44)

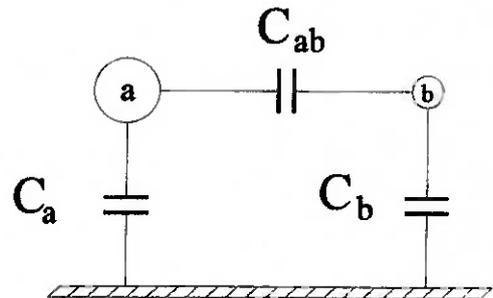


Figura 2-15 Representação de um par de linhas acopladas assimétricas

Através destas equações, calculam-se as impedâncias pares e ímpares de linhas assimétricas. Estas impedâncias serão utilizadas para o cálculo das microlinhas de acesso do filtro passivo.

## 2.5 Teoria de Filtros Ativos

Como explicado no item 2.1, a função de transferência pode tanto representar uma função de perdas como de ganho. No estudo de Filtros Passivos utilizamos como a de perdas, e para os Filtros Ativos, utilizaremos a função de ganho.

A função de aproximação realiza uma função de transferência em "s" e pode ter a forma

$$H(s) = K \cdot \frac{(s - z_1)(s - z_2) \cdots (s - z_N)}{(s - p_1)(s - p_2) \cdots (s - p_M)} \quad (2-45)$$

onde K é uma constante e  $z_i$  e  $p_i$  são, respectivamente, os pólos e zeros da função de transferência.

$H(s)$  pode ser fatorada em funções biquadráticas<sup>(22)</sup>, da forma :

$$H(s) = \prod_{i=1}^N K_i \cdot \frac{m_i s^2 + c_i s + d_i}{n_i s^2 + a_i s + b_i} \quad (2-46)$$

$$\begin{pmatrix} m_i = 1 \text{ ou } 0 \\ n_i = 1 \text{ ou } 0 \end{pmatrix}$$

Esta representação é bastante geral e pode ter pólos e zeros reais ou complexos.

Uma função  $H_i(s)$  biquadrática, ou seja, numerador e denominador com funções de segundo grau, tem a forma :

$$H_i(s) = K \cdot \frac{s^2 + c \cdot s + d}{s^2 + a \cdot s + b} \quad (2-47)$$

e podemos ter, de acordo com os coeficientes  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $d$  várias funções de filtro, como mostra a seguinte tabela :

<b>Função de filtro</b>	<b>Função de transferência</b>
Passa-Baixas	$H(s) = K \cdot \frac{1}{s^2 + a \cdot s + b}$
Passa-Altas	$H(s) = K \cdot \frac{s^2}{s^2 + a \cdot s + b}$
Passa-Faixa	$H(s) = K \cdot \frac{s}{s^2 + a \cdot s + b}$
Elimina-Faixa	$H(s) = K \cdot \frac{s^2 + d}{s^2 + a \cdot s + b}$
Passa-Tudo	$H(s) = K \cdot \frac{s^2 - a \cdot s + b}{s^2 + a \cdot s + b}$

Como vimos anteriormente em (2-46), a função de transferência pode ser expressa como o produto de funções biquadráticas,

$$H(s) = \prod_{i=1}^N H_i(s) \quad (2-48)$$

onde

$$H_i(s) = K_i \cdot \frac{m_i s^2 + c_i s + d_i}{n_i s^2 + a_i s + b_i} \quad (2-49).$$

Cada função biquadrática ( $H_i(s)$ ) representa um circuito que, se for ligado em cascata com outros, realiza a função de transferência total  $H(s)$ . A figura (2-16) mostra redes ligadas em cascata.

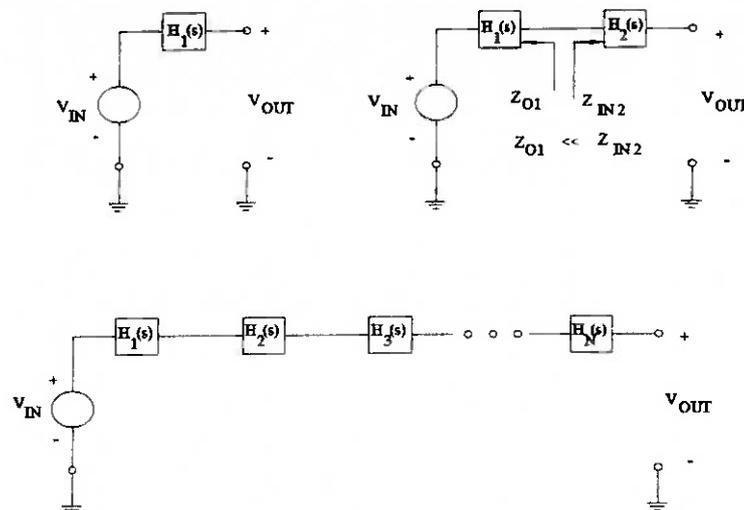


Figura 2-16 Redes em Cascata

Para que isto seja válido, deve-se impor que um bloco não interfira no outro, ou seja, que a impedância de saída de um bloco seja bastante baixa quando comparada com a impedância de entrada do próximo bloco. Matematicamente, esta condição leva às seguintes relações :

$$\begin{aligned} V_{O_1} &= H_1(s) \cdot V_{IN} \\ V_{O_2} &= H_2(s) \cdot V_{O_1} = H_1(s) \cdot H_2(s) \cdot V_{IN} \end{aligned}$$

então para  $N$  seções ,

$$\begin{aligned} V_O &= H_1(s) \cdot H_2(s) \cdots H_N(s) \cdot V_{IN} \\ \frac{V_O}{V_{IN}} &= H_1(s) \cdot H_2(s) \cdots H_N(s) = \prod_{i=1}^N H_i(s) \end{aligned} \quad (2-50)$$

Os circuitos que constituem os blocos biquadráticos são conhecidos como "biquads". Cada "biquad" realiza a função de transferência de um filtro de segundo grau. O cascadeamento de "biquads" permite a realização de filtros de ordem superior.

Em baixas frequências, os "biquads" são implementados utilizando-se amplificadores operacionais. Estes circuitos não operam na faixa de microondas, e são substituídos, nestas frequências, por estruturas empregando transistores MESFET's. Neste caso, as funções de transferência  $H_i(s)$  representam o parâmetro  $S_{21}(s)$  de cada bloco, e a condição de cascadeamento dos "biquads" torna-se válida impondo-se que as impedâncias de entrada e saída dos blocos seja igual à impedância de referência<sup>(16)</sup> (normalmente  $Z_0 = 50 \text{ Ohms}$ ).

### 3 PROJETO DO FILTRO PASSIVO DE LINHAS ACOPLADAS

O tipo de filtro projetado - "hairpin" - tem origem em estudos feitos por Mathaei<sup>(11)</sup> para o projeto de filtros interdigitais. Esta teoria foi utilizada por Cristal<sup>(1)</sup> para o projeto de filtros "hairpin", a fim de obter uma redução em dimensões físicas, adequada à realização de circuitos integrados.

Mathaei estudou, em seu trabalho<sup>(9)</sup> a utilização de elementos concentrados baseados em funções de Butterworth e Chebyshev para o projeto de filtros com microlinhas acopladas de meio comprimento de onda (figura 3-1 c). Em outro trabalho<sup>(11)</sup>, estendeu a teoria para filtros com ressoadores com um quarto de comprimento de onda (figura 3-1 b), os chamados "interdigitais", que possuíam suas extremidades em curto. Baseado neste texto, Cristal<sup>(1)</sup> projetou a estrutura "hairpin" (figura 3-1 a).

Malherbe<sup>(4)</sup> denomina o filtro "interdigital" de "SCTL ( Short Circuit Terminated Line ) Filters". O "hairpin" é dual ao SCTL, ou seja, o SCTL tem sua extremidades terminadas em curto-circuito, enquanto que no "hairpin" essas extremidades terminam em circuito aberto. Quando montamos a matriz de capacitâncias para a rede de linhas acopladas do SCTL estamos montando, para o "hairpin" a matriz de indutâncias<sup>(1, 4)</sup>. Esta matriz de indutâncias deve ser modificada de tal modo que o acoplamento interno das linhas que formam o grampo do filtro "hairpin" seja levado em consideração. Esta modificação é chamada "split" e estabelece a equivalência entre as linhas do SCTL e as linhas dobradas (grampos) do "hairpin" (figura 3-2).

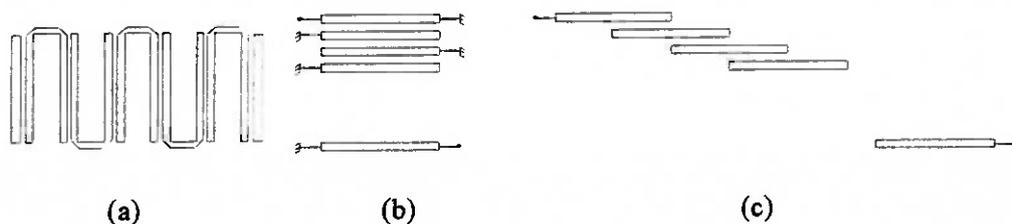


Figura 3-1 Filtros de Linhas Acopladas

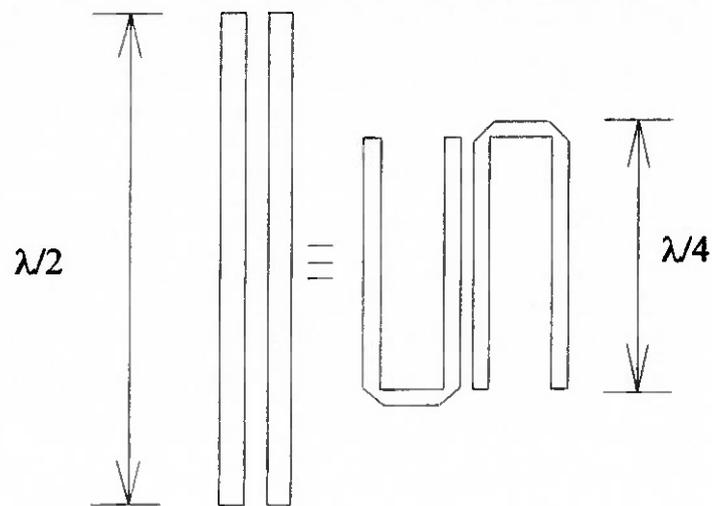


Figura 3-2 Equivalência entre as Linhas Acopladas e "Hairpin"

Quando fazemos o "split", a matriz de indutâncias que tinha ordem  $[ N+2 ]$  passa a ter ordem  $[ 2N+2 ]$ .

O dobramento das linhas ( ou "split" ) produz o acoplamento entre as linhas que formam o grampo fazendo com que a banda de passagem do filtro seja diminuída de  $\Delta B^{(1,4)}$ ,

$$\Delta B = 0.255 \exp-[ 0,2188 ( K - 8 ) ] \quad (3-1)$$

onde  $K$  é o acoplamento interno dos grampos do "hairpin" em dB. Portanto quando formos calcular a banda de passagem, a partir da especificação original, devemos aumentá-la de  $\Delta B$ .  $\Delta B$  é um número adimensional e para se aumentar a banda a ser projetada, deve-se dividir a banda original por  $1 - \Delta B$ .

De acordo com literatura estudada<sup>(1, 3, 4)</sup>, o acoplamento deve ser maior que 12 dB para que a influência do acoplamento entre os braços de um ressonador seja pequena. Adotamos  $K = 35$  dB em nossos projetos para garantir baixo acoplamento interno .

As equações de admitância do SCTL são dadas por :

$$\begin{aligned}
 Y_1 &= H \cdot \Omega_c - \frac{H}{\sqrt{g_1 \cdot g_2}} \cdot \sin \Theta_c & Y_{12} &= \frac{H}{\sqrt{g_1 \cdot g_2}} \cdot \sin \Theta_c \\
 Y_N &= H \cdot \Omega_c - \frac{H}{\sqrt{g_{N-1} \cdot g_N}} \cdot \sin \Theta_c & Y_{N-1,N} &= \frac{H}{\sqrt{g_{N-1} \cdot g_N}} \cdot \sin \Theta_c \\
 Y_k &= H \cdot \Omega_c - [Y_{k-1,k} + Y_{k,k+1}] & n_0 &= \sqrt{\frac{g_1 \cdot g_2}{H}} & n_{N+1} &= \sqrt{\frac{g_N \cdot g_{N+1}}{H}} \\
 Y_{k,k+1} &= \frac{H}{\sqrt{g_k \cdot g_{k+1}}} \cdot \sin \Theta_c & Y_{01} &= \frac{H}{g_0 \cdot g_1} & Y_{N,N+1} &= \frac{H}{g_N \cdot g_{N+1}}
 \end{aligned}
 \tag{3-2}$$

onde,

$$\Omega_c = \tan\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{\omega_c}{\omega_0}\right)$$

$$\Theta_c = \arctan \Omega_c$$

$g_k$  = elementos da síntese Chebyshev ou Butterworth

$n_i$  = razão de transformação,  $i = 0$  ou  $N+1$

$N$  = ordem do filtro .

$H$  = controle do nível interno de impedância

A constante  $H$  é um número adimensional e possibilita que se construam filtros com impedância interna diferente da impedância de referência. Isto é útil quando as dimensões do filtro se tornam muito pequenas ou muito grandes. As linhas acopladas de acesso se encarregam de ajustar o nível de impedâncias de entrada e saída ao valor de referência<sup>(26, 27)</sup>, normalmente 50 ohms.

Destas equações montamos a matriz de capacitâncias do SCTL utilizando a relação

$$\frac{C_{0k}}{\epsilon_m} = \frac{\eta}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot Y_k \quad (3-3)$$

$C_{0k}/\epsilon_m$  = k-ésimo elemento da matriz de capacitâncias normalizada

$\epsilon_m$  = constante dielétrica do meio

$\eta$  = resistividade do meio

$\epsilon_r$  = constante dielétrica relativa do meio

$Y_k$  = admitâncias próprias e mútuas calculadas em (3-2)

$k$  = número inteiro de 0 a  $N$  ( ordem do filtro )

A matriz de capacitâncias do SCTL é a matriz de indutâncias para o "hairpin", já que esses dois filtros são duais. Devemos agora fazer o "split", ou seja, o dobramento das linhas.

Chamaremos de  $L_{k,k}$  aos elementos da matriz de indutâncias antes do "split" e  $L_{sk,k}$  aos elementos depois do "split".

Os acessos não são alterados, ou seja,

$$\begin{aligned} L_{s0,0} &= L_{0,0} \\ L_{s2N+2,2N+2} &= L_{N+2,N+2} \\ L_{sp,p} &= L_{sp+1,p+1} = \frac{L_{k,k}}{2(1-\zeta)}, \quad k=1 \text{ a } N-1, \quad p=2k-1 \\ L_{sp,p+1} &= L_{sp+1,p} = L_{k,k+1}, \quad k=0 \text{ a } N-1, \quad p=2k \\ &= \zeta \cdot L_{sp,p}, \quad k=1 \text{ a } N-1, \quad p=2k-1 \\ \zeta &= 10^{-\frac{K}{20}} \end{aligned} \quad (3-4)$$

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

Para dimensionarmos as microlinhas do filtro precisamos de suas impedâncias pares e ímpares. Portanto necessitamos calcular a matriz de capacitâncias do "hairpin". De acordo com<sup>(1, 4)</sup> esta matriz é obtida invertendo-se a matriz de indutâncias

$$[C] = [L]^{-1} \quad (3-5)$$

[C] matriz de capacitâncias do hairpin

[L] matriz de indutâncias do hairpin após o "split".

Quando invertemos a matriz [C] aparecerão termos que indicam acoplamento entre linhas não adjacentes.

Por exemplo, a capacitância entre as linhas 1 e 3 ( figura 3-3) não será nula. Uma aproximação que fazemos é desprezar os acoplamentos entre as linhas que não são diretamente adjacentes.

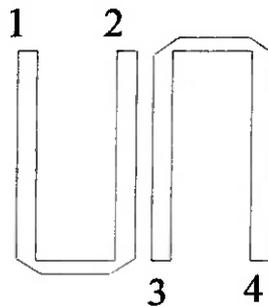


Figura 3-3 Ressonadores "hairpin" acoplados

### **3.1 Etapas de Projeto do Filtro Passivo "Hairpin" com Microlinhas Acopladas**

#### **- Especificações do Filtro**

Nesta primeira etapa especificamos as características desejadas para o filtro : frequências de corte e rejeição, as atenuações máxima na banda de passagem e mínima na banda de rejeição e o tipo de resposta : Butterworth ou Chebyshev.

#### **- Normalização e Transformação de Richards.**

Transformamos o filtro Passa-Faixa desejado no protótipo Passa-Baixas e normalizamos a variável de frequência através da transformação de Richards.

- Com os valores especificados, calculamos a ordem do filtro e os elementos concentrados normalizados da síntese de Butterworth ou Chebyshev.

- Cálculo das admitâncias do SCTL a partir dos elementos concentrados (equações 3-2). Com estes valores montamos a matriz de indutâncias do hairpin e fazemos o "split" (equações 3-4).

Como explicado no item 3 a constante "H" ajusta a impedância interna do filtro. Em nosso trabalho utilizamos valores de 0.1 a 0.65, dependendo do nível de impedância interna que se fez necessário.

- Inversão da matriz de indutâncias e cálculo das impedâncias pares e ímpares através das equações (2-43) e (2-44).

- Obtenção das dimensões das microlinhas através do programa "Linecalc"<sup>(14)</sup> da EEsof. Devemos nesta fase escolher o substrato que será utilizado, já que os valores da sua constante dielétrica e espessura influirão no cálculo das dimensões das linhas.

- Montamos uma tabela com os valores de impedâncias pares e ímpares, o acoplamento (em dB) entre as linhas e as dimensões calculadas para o filtro.

Como visto no item 2.4.2 (equações 2-44) cada linha de acesso assimétrica tem valores próprios de impedâncias pares e ímpares. O cálculo de tais linhas é muito complicado e requer técnicas de computação sofisticadas que fugiriam dos propósitos do trabalho. Adotamos a solução proposta por<sup>(26,27)</sup> que consiste em calcular as dimensões das linhas assimétricas a partir da síntese de linhas simétricas.

Com os valores das impedâncias pares e ímpares de cada linha assimétrica (equações 2-44) calculam-se as dimensões através de equações de linhas acopladas simétricas (em nosso caso utilizamos o programa "Linecalc"<sup>(14)</sup> para o cálculo de tais dimensões). Temos, portanto, para cada linha acoplada assimétrica um valor de largura e um de espaçamento. A largura final de cada linha assimétrica será a que foi obtida nos cálculos das dimensões quando usamos as equações de linhas simétricas, e o espaçamento será a média ponderada dos resultados obtidos.

Caso o espaçamento entre as linhas de acesso se torne muito pequeno e incompatível com a tecnologia de fabricação, pode-se optar pela versão "tapped" do filtro ( figura 1-1-b ). Este tipo de filtro tem as linhas de acesso conectadas direta e perpendicularmente às linhas que formam os ressoadores das extremidades (figura 3-4). Esta estrutura foi proposto por Wong<sup>(3)</sup> e é descrita pelas equações de (3-6) a (3-8).

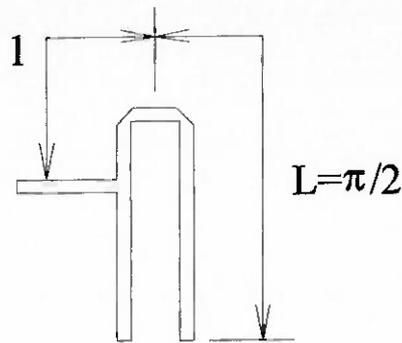


Figura 3-4 Ressorador "hairpin-tapped"

$$l = \frac{2 \cdot L}{\pi} \cdot \sin^{-1} \left( \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \frac{R/Z_0}{Q_{sh}}} \right) \quad (3-6)$$

$$Q_{sh} = q_i \cdot \left( \frac{f_0}{BW_{3\text{ dB}}} \right) \quad (3-7)$$

$$\frac{1}{q_i} = \frac{G_{i+1}}{g_i} \quad (3-8)$$

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

$q_i$  = fator de mérito do acesso  $i$  do filtro

$G_{i+1} = 1/R_{i+1}$  condutância do acesso  $i$

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

$BW_{3\text{ dB}}^1$  = Banda de passagem de 3 dB

$f_0$  = frequência central do filtro

$R$  = impedância do gerador

$Z_0$  = impedância característica da linha

$Q_{sh}$  = fator de mérito desnormalizado

A figura 3-5 mostra os elementos  $g_k$  e  $R_i$  ( $i = 1$  ou  $N+1$ ) utilizados nos cálculos da distância  $l$ .

<sup>1</sup> A banda de passagem de 3 dB para os protótipos Chebyshev e Butterworth não é mesma que a banda de passagem dada no projeto, que é a banda para  $A_{\text{máx}}$ . Este valor de banda pode ser encontrado em tabelas. Em nosso projeto utilizamos os valores dados em <sup>(6)</sup>.

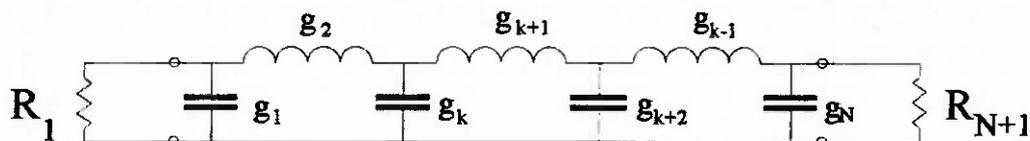


Figura 3-5 Elementos Normalizados do Protótipo Passa-Baixa

Essas linhas não realizam o casamento de impedâncias como no caso das linhas de acesso assimétricas. Devemos, portanto, projetar o filtro com impedância interna de aproximadamente 50 ohms, para se evitar descasamentos de impedância.

- Podemos considerar, também, o efeito de dispersão<sup>(24)</sup> causado nas extremidades das linhas dos ressoadores ( figura 3-6 ) devido ao espriamento do campo eletromagnético, que causa um aumento  $\Delta l_{oc}$  no comprimento efetivo do ressoador. Este aumento no comprimento pode ser representado por uma capacitância  $C_{oc}$ .

Devemos diminuir, portanto, a linha de  $\Delta l_{oc}$  para que a frequência central do filtro não seja deslocada.

$$\frac{\Delta l_{oc}}{h} = 0.412 \cdot \left( \frac{\epsilon_{re} + 0.3}{\epsilon_{re} - 0.258} \right) \cdot \left( \frac{w/h + 0.264}{w/h + 0.8} \right) \quad (3-9)$$

$$C_{oc} = \frac{\Delta l_{oc}}{h} \cdot \frac{1}{w/h} \cdot \frac{\sqrt{\epsilon_{re}}}{c \cdot Z_0} \quad (3-10)$$

$c$  = velocidade da luz em espaço livre.

$Z_0$  = impedância da linha

$\epsilon_{re}$  = constante dielétrica relativa do meio

para  $\frac{w}{h} \geq 0.2$  e  $2 \leq \epsilon_{re} \leq 50$

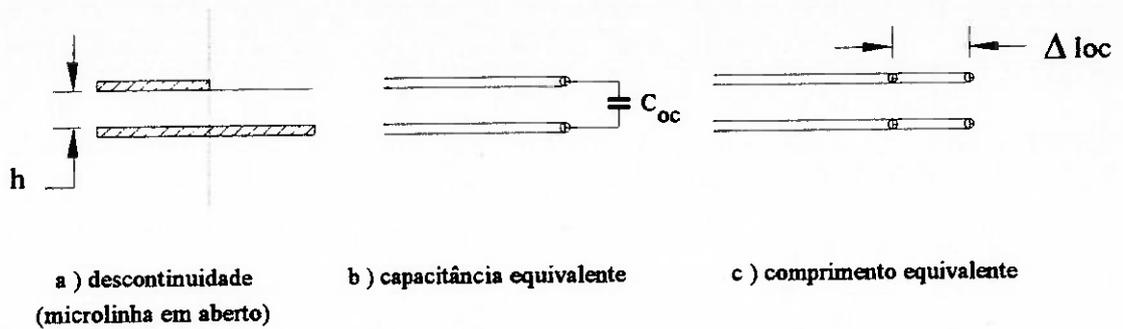


Figura 3-6 Descontinuidade de uma Microlinha em Aberto

- A simulação do filtro resultante foi realizada no programa "Libra"<sup>(15)</sup> da Eesof e baseada no artigo de Behzad Ziai<sup>(31)</sup>. Na simulação não consideramos as perdas no substrato, o acoplamento interno entre os braços de um mesmo grampo, nem o acoplamento entre braços não adjacentes de ressoadores. A dispersão foi simulada com capacitores colocados nas extremidades das linhas do filtro. A figura 3-7 mostra o exemplo de um circuito simulado.

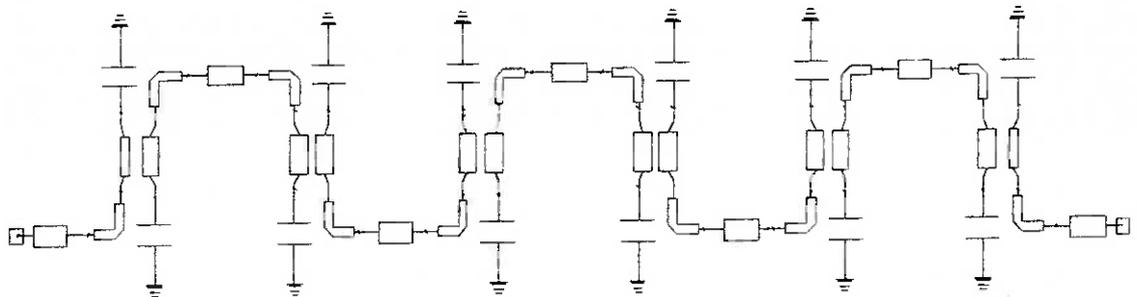


Figura 3-7 Circuito Simulado

#### **4 PROGRAMA HAIRPIN**

O programa HAIRPIN foi desenvolvido durante este trabalho para facilitar o projeto dos filtros passivos do tipo "hairpin". Alguns exemplos de "softwares" comerciais que realizam o projeto de filtros de microlinha são :

1- "MFILTER", desenvolvido pela "Eagleware Corporation", 1750 Mountain Glen, Stone Mountain, GA 30087.

Este programa calcula filtros de linhas acopladas Passa-Baixas, Passa-Altas, Passa-Faixa e Elimina-Banda em estruturas como "hairpin", "Interdigital", "edge-coupled"( linhas acopladas de meio comprimento de onda) e "comblin";

2- "PARFIL" da "WaveCon" - P.O. Box 2697, Escondido, CA 92033

Programa que calcula filtros com elementos distribuídos do tipo "comblin", "interdigital" e "hairpin", com linhas de acesso "tapped" ou acopladas em vários tipos de estruturas : "stripline", "suspended stripline", "round rod" e "retangular bar". As funções de transferência são Chebyshev ou Butterworth.

- "FILTER DESIGN KIT", da CCC COMPACT - THE SOFTWARE COMPANY -

483, Melean Blud and 18th Avenue, Paterson, New Jersey 07504.

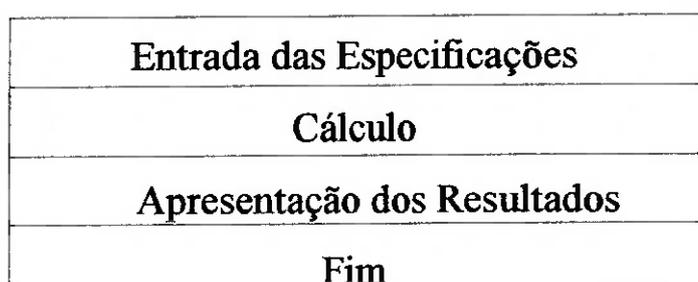
Calcula filtros com elementos concentrados e com elementos distribuídos do tipo "interdigital".

Outros fabricantes de "software" para o cálculo de filtros passivos são :

- a "Circuit Busters" com o progama "Filter" para o cálculo de filtros com elementos concentrados, que oferece a possibilidade de se sintonizar o filtro projetado com valores padrão de componentes e também de otimizá-lo.

- "Trinit Software" com o programa "ELSIE"<sup>(33)</sup>, que calcula e analisa filtros Butterworth, Chebyshev, Gaussianos e Elípticos e "constant K-types". Este programa utiliza a análise de Monte-Carlo para visualização da variação da resposta do filtro com relação à tolerância dos componentes. Também apresenta características como perda de inserção, perda de retorno, ângulo de inserção, impedância de entrada e VSWR de saída.

O programa aqui desenvolvido calcula o valor das impedâncias pares e ímpares de microlinhas acopladas, na estrutura "hairpin" a partir das características desejadas de perda de inserção nas bandas de passagem e rejeição do filtro. Este programa pode ser resumido de acordo com o diagrama :



Na rotina "Entrada das Especificações" o usuário deve fornecer os valores das atenuações dentro e fora da banda de passagem . Essa rotina também faz o cálculo da ordem do filtro, que define o número de ressoadores. Alternativamente poderá ser fornecida a ordem do filtro como parâmetro de entrada. Neste caso, os dados de entrada se resumirão nas frequências que definem a banda de passagem já que as características de rejeição serão dependentes da ordem especificada.

As frequências utilizadas nos cálculos são normalizadas pelo programa, que também calcula a transformada de Richards. As bandas especificadas para o filtro podem não ser simétricas. Neste caso, o programa calcula outras frequências de corte e rejeição de tal modo que as características de atenuação não fiquem prejudicadas.

"Entrada das Especificações" :

Chebyshev ou Butterworth ?	
Chebyshev	Butterworth
Atenuações mínima e máxima	Atenuações mínima e máxima
Cálculo da ordem ?	
Sim	Não
Frequências de passagem e rejeição	Ordem
normalização	Frequência de corte
cálculo da ordem	Frequência de corte
Ordem = N	

Nesta parte, o programa pergunta ao usuário qual o tipo de função de aproximação, as frequências de corte e rejeição, atenuação mínima fora da banda e "ripple" para o caso do protótipo Chebyshev, e o valor da constante de impedância (H). Esta constante define o valor interno de impedância do filtro. Podemos ver sua influência nas equações (3-2). Para o caso Butterworth, o programa assume o valor  $A_{\text{máx}} = 3 \text{ dB}$ .

A rotina "Cálculo" é responsável pelos cálculos dos valores dos elementos Chebyshev (equações 2-28) ou Butterworth (equações 2-18) do protótipo Passa-Baixas, das admitâncias normalizadas (equações 3-2), das matrizes de indutância e capacitância e das impedâncias pares e ímpares. As equações utilizadas estão nos ítems que se referem à Teoria (Capítulo 2).

"Cálculo" :

Chebyshev	Chebyshev ou Butterworth ?	Butterworth
Cálculo dos valores dos elementos - $g_k$		Cálculo dos valores dos elementos - $g_k$
Cálculo das admitâncias normalizadas - $Y_k$		
Cálculo das capacitâncias normalizadas do SCTL		
Construção da matriz de indutâncias		
Split		
Inversão da matriz de indutâncias		
Construção da Matriz de Capacitâncias do Hairpin		
Cálculo das impedâncias Par e Ímpar		

A rotina "Apresentação dos Resultados" mostra os valores das impedâncias pares e ímpares para valores de  $H = 0.1$ ,  $0.2$  e  $0.3$ , em forma de tabela e também cria um arquivo que contém os valores, não só dessas impedâncias, mas também dos elementos concentrados Chebyshev ou Butterworth. Este arquivo ("hairpin.out") possibilita o armazenamento dos resultados dos cálculos em disco. Um exemplo para um filtro calculado encontra-se no Apêndice.

#### 4.1 Utilização do Programa

O programa foi denominado hairpin.exe (em modo executável) e para iniciá-lo deve-se digitar apenas hairpin.

O programa inicia-se com a apresentação da tela :

**Ferramenta para Síntese de Filtros Passa-Faixa tipo Hairpin para Microondas**  
**Versão 1.0**

**Data : 29/04/94**

**Autores : David Viveiros Júnior**  
**Douglas Atique**

**Atenção ! Este programa trabalha com filtros até ordem 24 !**  
**Pressione ESC para terminar, ou outra tecla para continuar ...**

Depois disto ele nos pergunta se se deseja calcular a ordem do filtro :

Calcular ordem do filtro ? ( S / N ) :

Se a resposta for afirmativa aparecerá na tela a mensagem :

Função de Transferência C (hebyshev) ou B (utterworth) :

Com a escolha da aproximação de Chebyshev teremos a mensagem :

Frequências de corte na banda de passagem ( GHz ) :

-> inferior  $fc1$  ( $>0$ ) :

-> superior  $fc2$  ( $>fc1$ ) :

Frequências limites da banda de rejeição (GHz) :

-> inferior  $fs1$  ( $>0$  e  $< fc1$ ) :

-> superior  $fs2$  ( $>fc2$ ) :

Atenuação mínima na banda de rejeição ( dB,  $>0$ ) :

Ondulação máxima na banda de passagem (dB,  $>0$ ) :

Para a aproximação de Butterworth o programa não pergunta sobre a ondulação na banda de passagem, pois esta função não apresenta ondulação nesta faixa. Se for escolhida a opção de se fornecer a ordem do filtro, não aparecerão na tela as questões relativas à banda de rejeição.

Depois de digitados todos os dados, o programa calcula as impedâncias pares e ímpares das linhas do filtro para três valores da constante de controle de impedância (  $H= 0.1, 0.2$  e  $0.3$  ) e armazena os dados em disco para posterior consulta. O arquivo armazenado recebe sempre o nome de "hairpin.out". Após estes cálculos, podem-se calcular novas impedâncias pares e ímpares com a escolha de um novo  $H$ , que também serão armazenadas em disco. No Apêndice temos o exemplo de um arquivo **hairpin.out** criado para o projeto de um determinado filtro.

A intenção em se apresentar os resultados para três valores diferentes da constante de impedância  $H$  é a de possibilitar ao projetista escolher qual nível de impedância, e conseqüentemente, as dimensões e espaçamento entre as linhas que sejam mais convenientes.

#### **4.2 Listagem do Programa :**

O programa foi criado em linguagem "C"<sup>(34)</sup> e sua listagem está no Apêndice no final do texto.

## 5 PROJETO DE FILTROS ATIVOS

Foram estudadas várias técnicas de projeto e implementação de filtros ativos para a faixa de microondas :

A primeira delas foi descrita por DAVID K. ADAMS e RAYMOND Y. C. HO<sup>(17)</sup> e se utiliza das características internas do transistor bipolar para produzir um efeito indutivo associado a uma resistência negativa. Com isto é possível produzir indutores com alto Q.

Também RICHARD V. SNYDER, JR. e DAVID L. BOZARTH<sup>(18)</sup>, analisaram esta técnica e desenvolveram um procedimento de projeto utilizando técnicas conhecidas de filtros passivos<sup>(28)</sup>.

Estes dois trabalhos utilizaram transistores bipolares a silício, o que restringia a utilização dos filtros às regiões de UHF e baixas frequências de microondas.

Mais recentemente CHI-YANG CHANG e TATSUO ITOH<sup>(19)</sup>, baseados nos artigos anteriores, apresentaram procedimentos de projeto utilizando-se MESFET's e elementos distribuídos. Os circuitos resultantes apresentam ganho de zero dB, banda estreita e muitas restrições quanto à estabilidade.

Outra configuração, conhecida como Transversal e Recursiva, foi estudada por CHRISTEN RAUSCHER<sup>(20)</sup>, e consiste em usar conceitos de técnicas digitais em filtros analógicos. Com estes princípios, pode-se obter filtros com largas bandas de passagem e com características de rejeição bem acentuadas.

Também pode-se utilizar um indutor ativo ou girador para a construção de filtros ativos : VLAD PAUKER<sup>(21)</sup> construiu um filtro empregando esses princípios, utilizando MESFET's em configurações apropriadas.

O método que utilizamos em nosso projeto foi o apresentado por STEPHEN E. SUSSMAN-FORT<sup>(16)</sup>. Este método é baseado na realização de redes de segunda ordem com comportamento de impedância constante, que podem ser cascatadas para se obter as características desejadas para o filtro.

### 5.1 Apresentação do Método

O projeto de Filtros Ativos em baixas frequências ( até algumas dezenas de MHz) pode ser considerado como uma técnica bastante madura, em que as imperfeições dos elementos ativos que constituem a rede (os transistores ou amplificadores operacionais) são consideradas desprezíveis, o que não acontece na faixa de frequência de microondas onde os componentes ativos, que são transistores bipolares ou FET's, estão longe de serem considerados ideais.

Sussman-Fort<sup>(29)</sup> adaptou o estudo que Orchard<sup>(30)</sup> fez com transistores bipolares, para FET's. Orchard considerou os transistores de uma rede Passa-Tudo como ideais, e fez todo o desenvolvimento de análise de circuito (figura 5-1) a partir dessas considerações. Os resistores  $R_i$  ( $i = 1$  a  $4$ ) e a impedância  $Z$  produzem a função de rede Passa-Tudo.

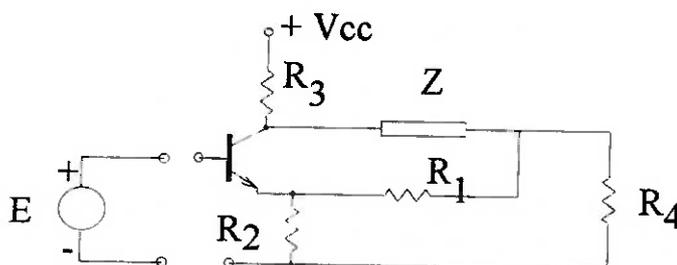


Figura 5-1 Rede Passa-Tudo estudada por Orchard

Sussman-Fort em <sup>(29)</sup> fez o mesmo desenvolvimento teórico, só que utilizando FET's ao invés de transistores bipolares. Em seguida, simulou a rede com os FET's como elementos reais, através dos parâmetros "S" do transistor. Comparando os resultados obtidos em simulações de computador das redes ideal (calculada teoricamente) e real (obtida com os parâmetros "S" do FET), e utilizando a otimização dos elementos passivos da rede, aproximou a curva do circuito real ao do ideal.

Em <sup>(16)</sup> utilizou-se o mesmo método adotado em <sup>(29)</sup> alterando-se a rede Passa-Tudo para uma característica Passa-Faixa, modificando-se a impedância  $Z$ . Novamente com utilização da otimização, aproximou-se a resposta do circuito com transistores reais ao circuito ideal.

O método consiste em se utilizar uma rede com a topologia indicada na figura 5-2.

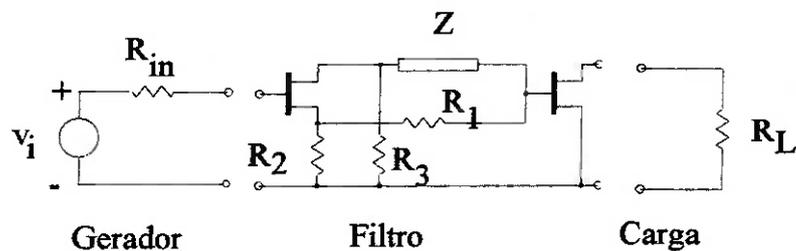


Figura 5-2 Rede de Filtro Ativo

Na realidade o circuito deve conter, além dos componentes indicados, elementos de polarização, tomando a forma da figura 5-3.

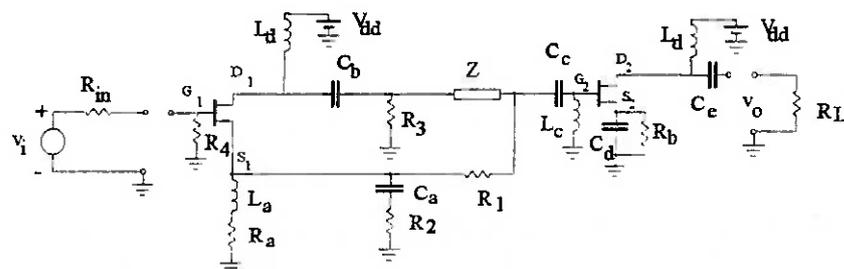


Figura 5-3 Rede de Filtro Ativo com Elementos de Polarização

Para fazermos a análise RF teórica do circuito da figura 5-3 , vamos considerar ideais os elementos de polarização e desprezá-los, isto é, os indutores serão substituídos por circuito aberto, e os capacitores por curto-circuitos. Os transistores podem ser modelados idealmente como um gerador de corrente controlado por tensão<sup>(29)</sup> (figura 5-4).

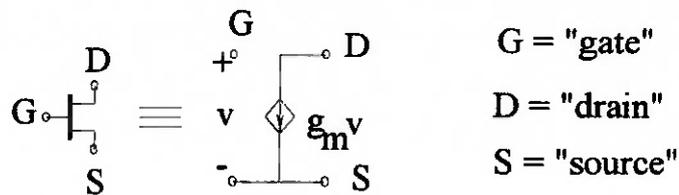


Figura 5-4 Modelo de Transistor

Nestas condições, o circuito da figura 5-3, é representado pela rede da figura 5-5 :

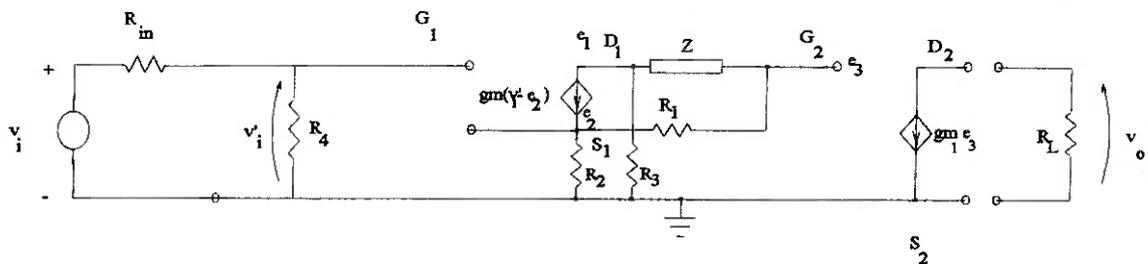


Figura 5-5 Rede Ativa Ideal

Aplicando-se análise nodal à figura 5-5, resulta que

$$\frac{v_o}{v_i} = - \frac{gm \cdot R_2 \cdot gm_1 \cdot R_L}{1 + gm \cdot R_2} \cdot \frac{Z - \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2}}{Z + R_1 + \frac{R_2 + R_3}{1 + gm \cdot R_2}} \quad (5-1)$$

Considerando a impedância Z com a topologia indicada na figura 5-6, e também,

$$\begin{aligned} R_1 &= R \\ R_2 &= R_3 \end{aligned} \quad (5-2)$$

então resulta para o parâmetro  $S_{21}$  do quadripolo ( supondo  $R_m = R_L$  e  $R_4 = R_m$  ) :

$$S_{21} = \frac{v_o}{v_i/2} = \frac{-2 \cdot g_m \cdot R_L \cdot g_{m1} \cdot R \cdot R_2}{1 + g_m \cdot R_2} \cdot \frac{1}{R + \frac{R_2}{1 + g_m \cdot R_2}} \cdot \frac{s \cdot \frac{R}{2L}}{s^2 + s \cdot \frac{R}{2L} \cdot \frac{R + \frac{R_2}{1 + g_m \cdot R_2}}{R + \frac{R_2}{1 + g_m \cdot R_2}} + \frac{1}{LC}} \quad (5-3)$$

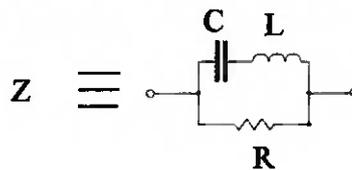


Figura 5-6 Circuito Equivalente da impedância Z

Considerando agora o último transistor como um "buffer" de tensão fazemos

$$R_L \cdot g_{m1} = -1 \quad (5-4)$$

isto é, impomos  $v_0 = e_3$ .

Como foi comentado no item 2.5, este transistor serve para isolar a rede de uma impedância de carga finita, que causaria alteração na função de resposta do circuito<sup>(30)</sup>.

Adotando-se também,

$$\left( \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R} \right) \ll g_m \quad (5-5)$$

temos,

$$S_{21}(s) = -2 \cdot \frac{\frac{R}{2L} \cdot s}{s^2 + \frac{R}{2L} \cdot s + \frac{1}{LC}} \quad (5-6)$$

Mas  $S_{21}(s)$  também pode ser colocado na forma:

$$S_{21}(s) = T(s) = K \cdot \frac{\frac{\omega_0}{q} \cdot s}{s^2 + \frac{\omega_0}{q} \cdot s + \omega_0^2}, \quad (5-7)$$

tal que :

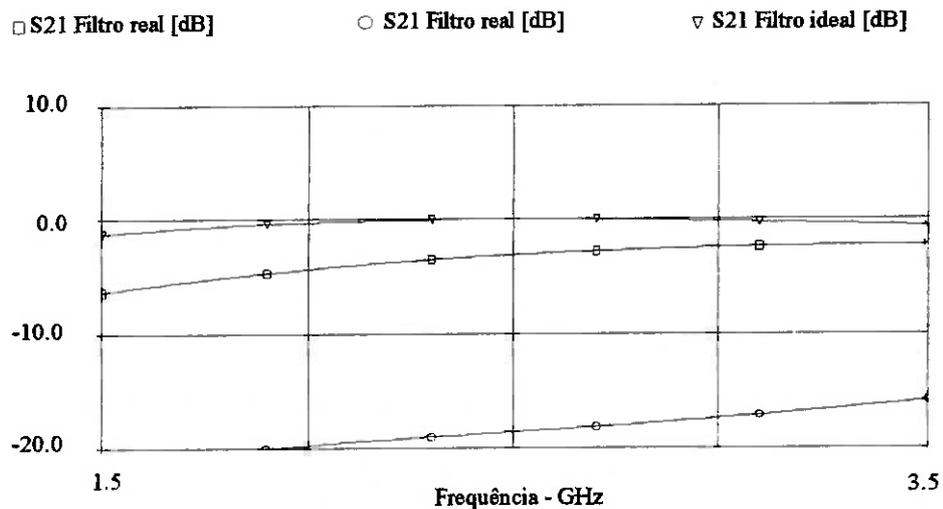
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}, \quad q = \frac{2}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{e} \quad K = -2 \quad (5-8)$$

$\omega_0$  = frequência central  
 $q$  = índice de mérito

Note-se que o comportamento de impedância constante da rede (seção 2.5) é obtido fazendo-se  $R_4 = R_L$ .

### Otimização das Seções de Segunda Ordem

Ao substituímos os transistores por seus parâmetros reais, observa-se que a resposta do circuito se distancia do resultado obtido com o modelo ideal do transistor. Na figura 5-7 temos um exemplo de simulação deste efeito.



Obs : S11 do Filtro Ideal = - 600 dB

Figura 5-7 Exemplo comparando a resposta do filtro ativo com transistores ideais e reais

Para que a resposta do filtro se aproxime do ideal, utilizamos a otimização dos elementos passivos da rede.

Os valores iniciais de otimização são os obtidos do cálculo da função de transferência de segunda ordem. A função de transferência pode vir das aproximações de Butterworth ou Chebyshev. Essas aproximações fornecem os valores dos coeficientes da função de segunda ordem Passa-Faixa, indicados na equação (2-47). Com esses valores e levando-se em conta as considerações que serão descritas na seção 5.2, faz-se a otimização dos elementos passivos da rede. Adota-se valor inicial de 50 ohms para a otimização de  $R_4$ , já que o circuito deve ter comportamento de impedância constante<sup>(16,30)</sup>, isto é, todas as seções devem ter impedâncias de entrada e saída iguais, para que, ao se cascatear seções de segunda ordem, não haja influência das impedâncias no ganho total resultante. Em microondas, utiliza-se normalmente o valor de 50 ohms como impedância de referência dos sistemas. Em baixas frequências, a técnica de cascateamento aproveita as características de impedância de entrada infinita e de saída nula dos amplificadores operacionais para que uma célula de segunda ordem não influencie na operação de seguinte.

Na figura 5-8 temos um exemplo de simulação do circuito de segunda ordem com os elementos passivos otimizados, comparado ao circuito ideal.

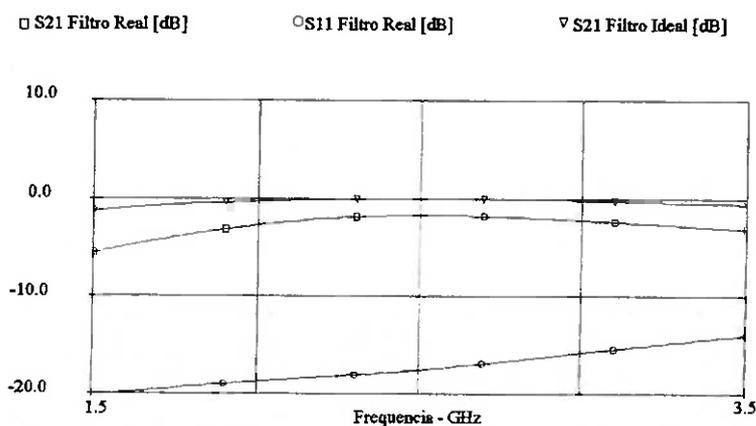


Figura 5-8 Comparação entre a rede com transistores ideais e a rede otimizada

A diferença entre os ganhos das duas redes deve-se ao fato de que no modelo ideal não se leva em consideração as perdas do transistor e nem a variação de seu comportamento em função da frequência.

### **Redes com Ordem Superior a Dois**

Para se obter redes com ordem superior a dois, que apresentam maior ganho e maior seletividade, utiliza-se a técnica de cascadeamento de seções de segunda ordem. As seções de segunda ordem são projetadas conforme o método já descrito anteriormente e realiza-se um processo de otimização a cada seção que é adicionada ao circuito. Por exemplo, para obtermos um filtro de quarta ordem, projeta-se e otimiza-se uma seção de segunda ordem como visto no item anterior. A seção da rede que será cascadeada é idêntica à anterior. Quando se faz o cascadeamento, a resposta de quarta ordem desvia-se do esperado, devido às características não-ideais dos transistores. Fixando-se então os valores dos componentes de primeira seção, otimizam-se os elementos passivos da segunda seção com o objetivo de se aproximar às características desejadas de quarta ordem do protótipo ideal.

### **5.2 Etapas de Projeto de Filtros Ativos**

Como vimos na Teoria de Filtros Ativos, um filtro Passa-Faixa deve ter a Função de Transferência do tipo

$$T(s) = \frac{c \cdot s}{s^2 + a \cdot s + b} \quad (5-9)$$

Esta função pode ser obtida das funções de aproximação Chebyshev ou Butterworth, de onde se obtém os valores dos coeficientes a, b e c.

Em nosso projeto utilizamos o programa FILTER<sup>(32)</sup> para o cálculo desses coeficientes, mas pode ser utilizado qualquer outro programa que calcule a Função de Transferência de segunda ordem. O cálculo pode também ser feito manualmente<sup>(6)</sup>.

Para o cálculo da Função de Transferência adota-se o seguinte procedimento :

- Escolhe-se a função de transferência tipo Butterworth ou Chebyshev ;
- Especificam-se as frequências de passagem e rejeição e as atenuações máxima na banda de passagem e mínima na banda de rejeição. Fixa-se a ordem da função de transferência em dois, pois o objetivo é o de se obter uma célula de segunda ordem. Geralmente as especificações iniciais não serão atendidas com as células de segunda ordem, pois sua característica de rejeição é muito suave. Para filtros em que se desejam rejeições maiores deverá ser feito uso do cascadeamento de seções de ordem dois.

Com a função de transferência calculada e normalizada em frequência e impedância, devemos calcular os valores de R, L e C. Esses valores são obtidos comparando a equação da função de transferência calculada, com as equações (5-7) e (5-8).

Para se obter valores de componentes práticos fazemos escalonamento de impedâncias e frequência<sup>(22)</sup>. O escalonamento consiste em se mudar os valores de impedância de modo que os valores dos componentes estejam em uma faixa compatível com a impedância de referência utilizada, e também que a resposta do filtro se desloque para a faixa de frequência de utilização.

Por exemplo. se quisermos aumentar as impedâncias de 50 vezes devemos multiplicar todas as resistências e indutâncias por 50 e dividir as capacitâncias por esse mesmo valor:

$$R \times 50, L \times 50, C \div 50 \quad (5-10)$$

O escalonamento em frequências segue raciocínio análogo, por exemplo, para se passar de  $\omega_0=1$  rad/s para  $\omega_0=2\pi \times 10^9$  rad/s, faz-se :

$$R \text{ não se altera, } L \div 2\pi \cdot 10^9 \text{ e } C \div 2\pi \cdot 10^9 \quad (5-11)$$

Depois de calculados os valores dos elementos R, L e C para impedância e frequência corretas, devemos otimizar o circuito, pois os transistores reais não se comportam como o modelo ideal considerado. O modelo ideal é substituído por uma matriz de parâmetros "S" do transistor real. Note-se que o segundo transistor não atuará como "buffer" perfeito, devido ao valor real de  $g_m$ .

Esses valores de R, L e C calculados são apenas iniciais para o processo de otimização, realizado através do "software" Libra<sup>(15)</sup>, e adotando-se banda de passagem conveniente e variação dos valores de acordo com os componentes disponíveis para a realização do circuito.

O circuito considerado para a otimização foi o da figura 5-9 onde  $R_1 = R$ ,  $R_2 = R_3$  e  $R_4=50$  ohms. Utilizamos o modelo de transistores de pequenos sinais (pequenos sinais) que o simulador possui em sua biblioteca. Os componentes de polarização não foram considerados na otimização pois sua influência na resposta RF do circuito é pequena.

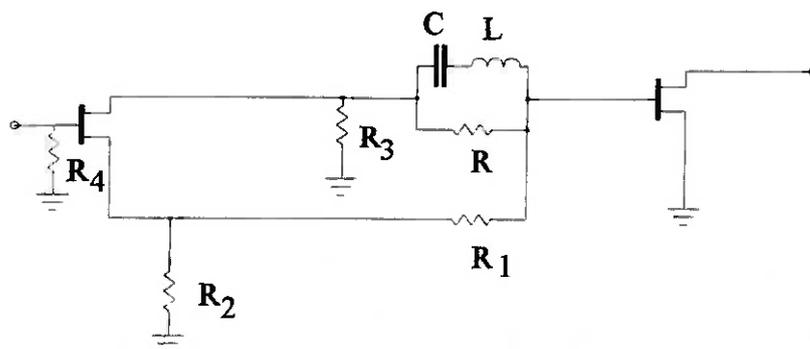


Figura 5-9 Circuito de Segunda Ordem Utilizado na Otimização

O projeto do filtro de quarta ordem baseia-se em cascatear dois filtros de segunda ordem idênticos e otimizados. A diferença é que fazemos mais uma otimização, só que agora na última seção de segunda ordem, deixando fixos os valores dos componentes da primeira.

O circuito de quarta ordem tem a topologia indicada na figura 5-10.

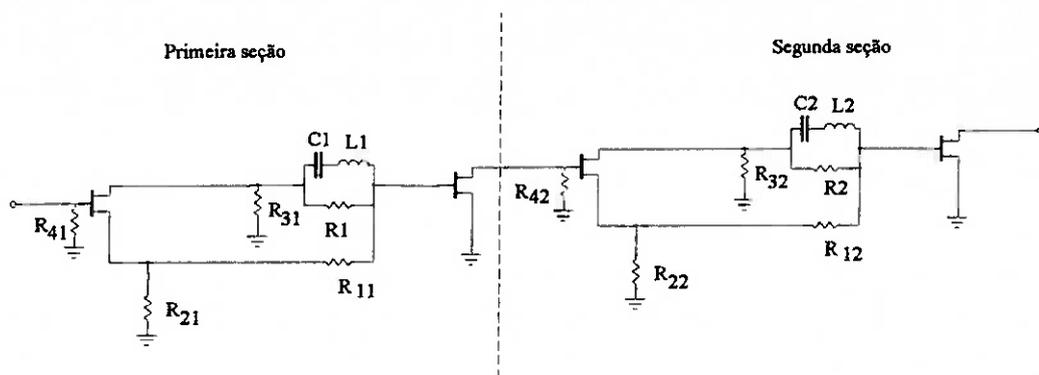


Figura 5-10 Circuito de Quarta Ordem Utilizado na Simulação

## 6 FILTROS REALIZADOS

Foram simulados, fabricados e testados quatro filtros passivos "hairpin" e dois filtros ativos, todos construídos em substrato flexível com  $\epsilon_r = 6$  e espessura = 0,762 mm = 30 mil.

As frequências centrais dos quatro filtros passivos fabricados são : três na frequência de 4,7 GHz e um em 2,5 GHz. Os filtros de 4,7 GHz foram projetados com impedâncias internas diferentes e com os dois tipos de linhas de acesso (linhas de entrada acopladas ou "tapped"). O filtro de 2,5 GHz foi projetado na versão "tapped". Os protótipos foram caracterizados utilizando-se o analisador escalar HP 8757, calibrado na faixa de 1,5 a 3,5 GHz para os filtros com frequência central de 2,5 GHz e de 3,5 a 5,5 GHz para os filtros projetados com frequência central de 4,7 GHz.

Também foram fabricados dois filtros ativos, um de segunda ordem e outro de quarta ordem, ambos para a frequência central de 2,5 GHz. Foi utilizado o programa "Libra"<sup>(15)</sup> da EEsof para otimização. Esses filtros foram medidos no analisador vetorial 8510 da HP.

Todos os projetos foram previamente simulados e os resultados medidos foram comparados com os simulados.

A seguir apresentamos as características dos filtros, os resultados de simulações e da caracterização realizada.

## 6.1 Filtros Passivos Realizados

Dadas as características de projeto : frequências de corte e rejeição, atenuações nessas bandas e tipo da função de transferência, utilizamos o programas HAIRPIN para o cálculo das impedâncias das linhas de transmissão. Com os valores de impedância dessas linhas, usamos o programa "Linecalc"<sup>(14)</sup> para dimensionarmos as microlinhas que compõem os ressoadores do filtro. O programa "Linecalc" calcula as dimensões das microlinhas a partir das impedâncias pares e ímpares. Devemos fornecer a este programa as características do substrato, como sua espessura, a constante relativa de permissividade elétrica ( $\epsilon_r$ ) e também o tipo do metal do condutor (cobre ou ouro) e a sua espessura. Com todos estes dados obtemos as dimensões das microlinhas e montamos uma tabela, como por exemplo, a do projeto do filtro 1, em que temos os valores das impedâncias e das dimensões calculados pelos programas HAIRPIN e "Linecalc". Nesta tabela observamos que temos valores diferentes de largura de linhas, espaçamentos e comprimentos. Adotamos o seguinte critério para obtenção das dimensões das linhas (referência figura 6-1) :

- A largura dos ressoadores ( $w_h$ ) foi escolhida como sendo a calculada para as linhas internas de maior acoplamento, que foram consideradas como as que exercem maior influência na resposta do filtro;
- A distância entre as linhas que formam um grampo ( $l$ ) se obtém fazendo a média entre os valores das linhas de menor acoplamento, ou seja, as linhas que apresentam maior distância entre os ressoadores. Por exemplo, na tabela valores calculados do Filtro 1 utilizamos os valores das linhas  $k = 3, 5, 7$  e  $9$ , para o cálculo da média ;
- O comprimento das linhas ( $l_h$ ) foi fixado como o das linhas de maior acoplamento (sem considerar as linhas de acesso), pois observou-se que essas linhas têm maior influência na

resposta do filtro. Deve-se ainda ter o cuidado de descontar de seu comprimento o valor  $l/2$  (visto no item anterior), pois o comprimento total do grampo deve ser de meio comprimento de onda. Além disso desconta-se de cada ressoador o espraimento, calculado através da equação 3-9 ;

-O espaçamento entre grampos adjacentes é o obtido do cálculo realizado no "Linecalc" sem nenhuma alteração, com exceção das linhas de acesso em que o método de cálculo foi discutido no item 3-1.

#### Filtro 1 -

Características	
Tipo de acesso	"tapped"
Frequência de corte inferior - GHz	2.25
Frequência de corte superior - GHz	2.75
Frequência de rejeição inferior - GHz	2.0
Frequência de rejeição superior - GHz	3.0
Frequência central - GHz	2.5
Tipo da Função de Transferência	Chebyshev
Ondulação máxima na banda de passagem - dB	0.1
Atenuação mínima na banda de rejeição - dB	25
Ordem	5
Constante de impedância	0.35

**Valores Calculados :**

<b>k</b>	<b>Z<sub>oc</sub> (Ω)</b>	<b>Z<sub>oo</sub> (Ω)</b>	<b>W (mm)</b>	<b>S (mm)</b>	<b>L (mm)</b>
0	78.59	21.98	0.84	6.4 e-03	14.91
1	96.67	40.05	0.55	0.11	15.05
2	85.44	52.41	0.58	0.41	14.92
3	72.39	69.12	0.56	3.02	14.77
4	71.07	49.21	0.79	0.56	14.73
5	71.04	67.94	0.58	3.10	14.75
6	71.04	49.19	0.79	0.56	14.43
7	71.07	67.91	0.59	3.06	14.75
8	72.29	47.19	0.79	0.45	14.75
9	85.44	80.45	0.38	2.51	14.93
10	96.67	40.05	0.55	0.11	15.05
11	78.59	21.98	0.84	6.4 e-03	14.91

As medidas usadas na simulação e na montagem foram :

<b>Dimensão</b>	<b>Medida (mm)</b>
wh	0.79 (*)
we	0.84
s <sub>12</sub>	0.41
s <sub>34</sub>	0.56
l	3.0
l <sub>1</sub>	5.5513
l <sub>2</sub>	2.4
lh	13.1677

(\*) De acordo com o critério de escolha das dimensões, deveria ser empregado o valor de wh = 0,58 mm, que corresponde ao valor da linha de maior acoplamento. Porém este valor de largura, correspondente ao par de microlinhas acopladas k = 2, resultaria em uma impedância característica igual a :

$$Z_0 = \sqrt{Z_{oc} \cdot Z_{oo}} = \sqrt{85,44 \cdot 52,41} = 66,92 \, \Omega \quad (6-1)$$

que está distante da impedância de referência 50 ohms. Vemos que o par de linhas  $k=8$  apresenta

$$Z_0 = \sqrt{Z_{oc} \cdot Z_{sc}} = \sqrt{72,29 \cdot 47,19} = 58,41 \Omega \quad (6-2)$$

Para a versão "tapped" deve-se também ter o cuidado de considerar a impedância que o par de microlinhas acopladas apresenta, pois o filtro com este tipo de linhas de acesso não possui casamento de impedância como na versão com linhas de acesso acopladas. O que fizemos foi considerar  $wh = 0,79$  mm mas com o espaçamento de  $0,41$  mm. Com isto obtém-se uma impedância de  $57,14$  ohms, que está mais próxima de  $50$  ohms.

Filtro realizado :

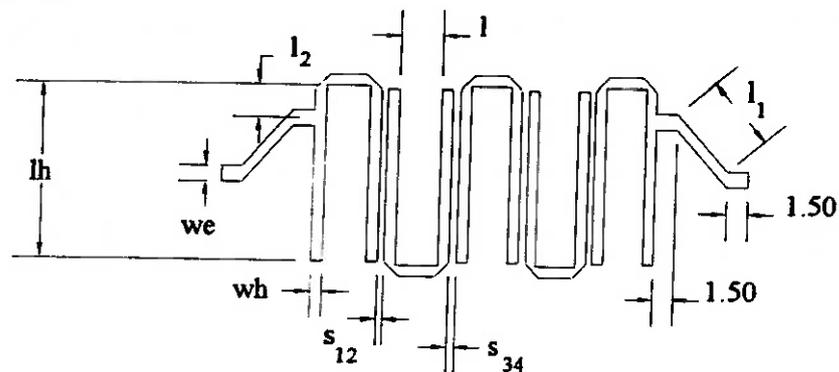
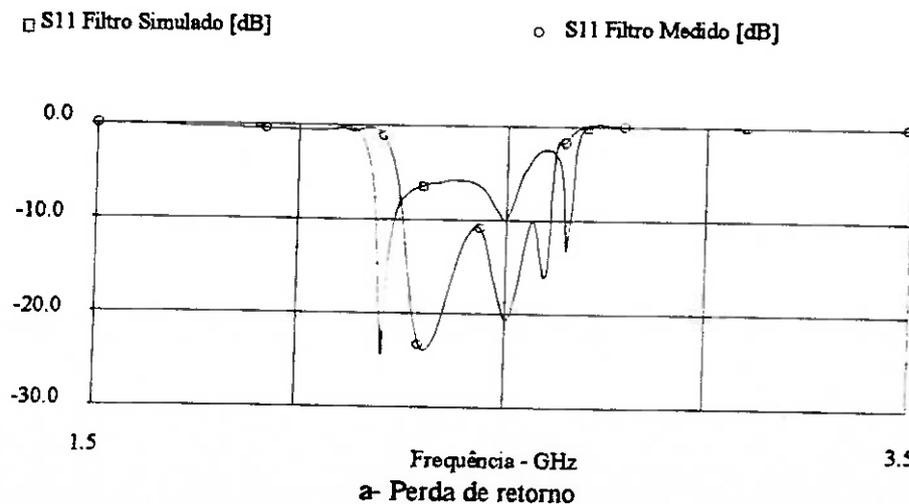


Figura 6-1 Layout do Filtro Realizado (Filtro 1)

Simulação e medidas:



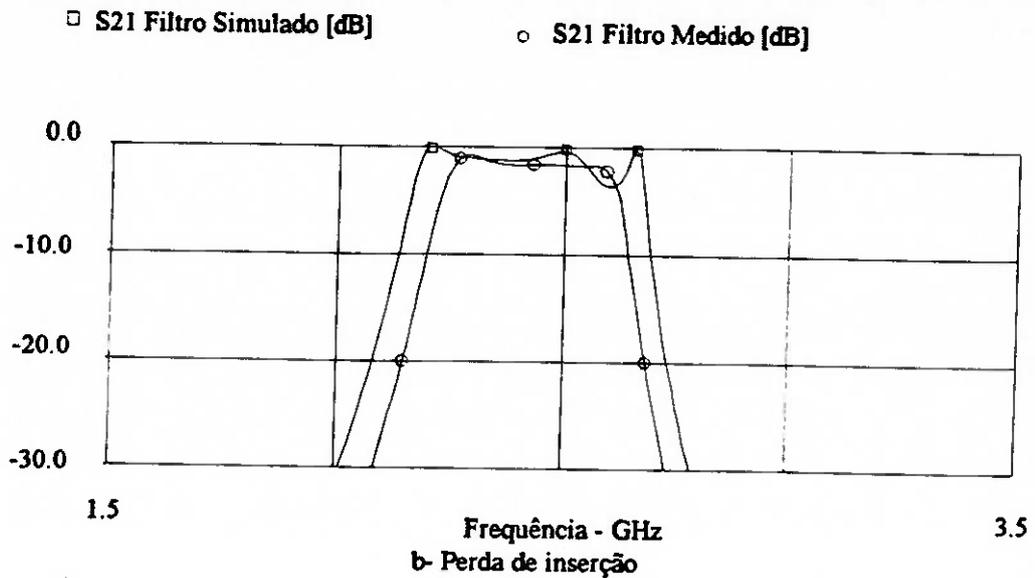


Figura 6-2 Resultados Medidos e Simulados (Filtro 1)

**Filtro 2 -**

**Características**

Tipo de acesso	acoplado
Frequência de corte inferior - GHz	4.4
Frequência de corte superior - GHz	5.0
Frequência de rejeição inferior - GHz	4.3
Frequência de rejeição superior - GHz	5.1
Frequência central - GHz	4.7
Tipo da Função de Transferência	Chebyshev
Ondulação máxima na banda de passagem - dB	0.1
Atenuação mínima na banda de rejeição - dB	10
Ordem	5
Constante de impedância	0.2

**Valores Calculados :**

<b>k</b>	<b>Zoe (<math>\Omega</math>)</b>	<b>Zoo (<math>\Omega</math>)</b>	<b>W (mm)</b>	<b>S (mm)</b>	<b>L (mm)</b>
0	71.51	28.83	0.97	0.05	7.84
1	79.18	36.50	0.79	0.13	7.88
2	66.99	48.97	0.85	0.67	7.77
3	60.64	58.15	0.82	3.26	7.72
4	59.43	46.87	1.01	0.87	7.69
5	59.42	57.04	0.85	3.31	7.71
6	59.42	46.86	1.01	0.87	7.69
7	59.43	57.03	0.85	3.31	7.71
8	60.64	45.49	1.01	0.71	7.71
9	66.99	63.74	0.67	2.88	7.78
10	79.18	36.50	0.79	0.13	7.88
11	71.51	28.83	0.97	0.05	7.84

As medidas usadas na simulação e na montagem foram :

<b>Dimensão</b>	<b>Medida (mm)</b>
wh	0.85
we	0.97
s <sub>01</sub>	0.09 ( * )
s <sub>12</sub>	0.67
s <sub>34</sub>	0.87
l	3.30
lh	5.8625

( \* ) A distância s<sub>01</sub> foi calculada pela média das distâncias para k = 0 e k = 1.



**Filtro 3 -**

<b>Características</b>	
<b>Tipo de acesso</b>	<b>"tapped"</b>
Frequência de corte inferior - GHz	4.4
Frequência de corte superior - GHz	5.0
Frequência de rejeição inferior - GHz	4.3
Frequência de rejeição superior - GHz	5.1
Frequência central - GHz	4.7
<b>Tipo da Função de Transferência</b>	<b>Chebyshev</b>
Ondulação máxima na banda de passagem - dB	0.1
Atenuação mínima na banda de rejeição - dB	10
<b>Ordem</b>	<b>5</b>
<b>Constante de impedância</b>	<b>0.2</b>

**Valores calculados :**

<b>k</b>	<b>Z<sub>oe</sub> (Ω)</b>	<b>Z<sub>oo</sub> (Ω)</b>	<b>W (mm)</b>	<b>S (mm)</b>	<b>L (mm)</b>
0	71.51	28.83	0.97	0.05	7.84
1	79.18	36.50	0.79	0.13	7.88
2	66.99	48.97	0.85	0.67	7.77
3	60.64	58.15	0.82	3.26	7.72
4	59.43	46.87	1.01	0.87	7.69
5	59.42	57.04	0.85	3.31	7.71
6	59.42	46.86	1.01	0.87	7.69
7	59.43	57.03	0.85	3.31	7.71
8	60.64	45.49	1.01	0.71	7.71
9	66.99	63.74	0.67	2.88	7.78
10	79.18	36.50	0.79	0.13	7.88
11	71.51	28.83	0.97	0.05	7.84

As medidas usadas na simulação e na montagem foram :

Dimensão	Medida (mm)
$w_h$	0.85
$w_e$	0.85
$s_{12}$	0.67
$s_{34}$	0.87
$l$	3.30
$l_1$	5.01
$l_2$	zero
$l_h$	5.8625

Filtro realizado :

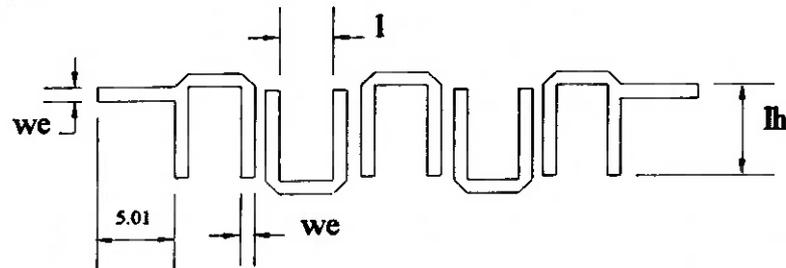
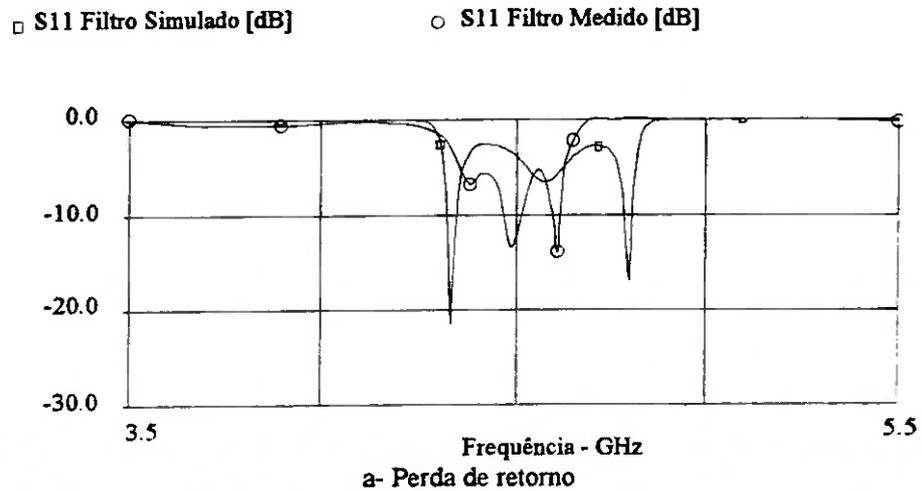


Figura 6-5 Layout do Filtro Realizado (Filtro 3)

Simulação e medidas :



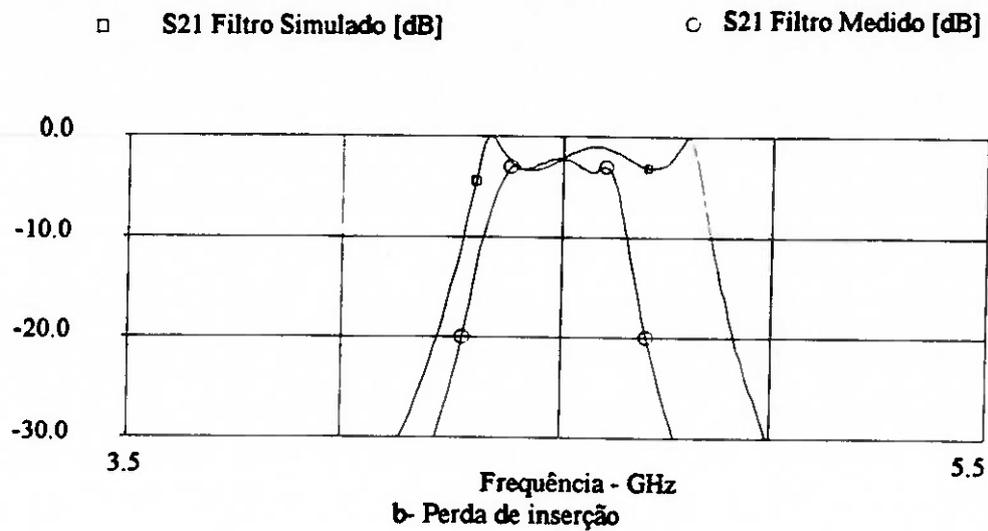


Figura 6-6 Resultados Medidos e Simulados (Filtro 3)

#### Filtro 4-

##### Características

Tipo de acesso	acoplado
Frequência de corte inferior - GHz	4.4
Frequência de corte superior - GHz	5.0
Frequência de rejeição inferior - GHz	4.3
Frequência de rejeição superior - GHz	5.1
Frequência central - GHz	4.7
Tipo da Função de Transferência	Chebyshev
Ondulação máxima na banda de passagem - dB	0.1
Atenuação mínima na banda de rejeição - dB	10
Ordem	5
Constante de impedância	0.3

**Valores calculados :**

<b>k</b>	<b>Z<sub>oe</sub> (Ω)</b>	<b>Z<sub>oo</sub> (Ω)</b>	<b>W (mm)</b>	<b>S (mm)</b>	<b>L (mm)</b>
0	76.30	24.03	0.88	0.01	7.89
1	112.89	60.62	0.33	0.32	8.04
2	100.48	73.45	0.33	0.76	7.99
3	90.96	87.23	0.31	3.03	7.95
4	89.14	70.31	0.42	0.97	7.93
5	89.13	85.56	0.33	3.12	7.94
6	89.13	70.30	0.42	0.97	7.93
7	89.14	85.55	0.33	3.11	7.94
8	90.96	68.23	0.42	0.82	7.94
9	100.48	95.62	0.23	2.70	8.00
10	112.89	60.62	0.33	0.32	8.04
11	76.30	24.03	0.88	0.01	7.89

As medidas usadas na simulação e na montagem foram :

<b>Dimensão</b>	<b>Medida (mm)</b>
wh	0.42
we	1.00
s <sub>01</sub>	0.165
s <sub>12</sub>	0.76
s <sub>34</sub>	0.97
l	3.00
lh	6.2325

Filtro realizado :

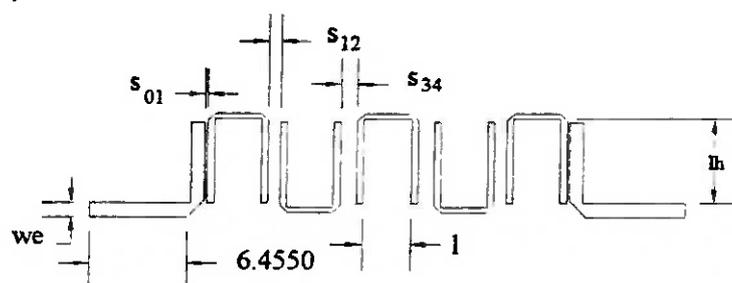


Figura 6-7 Layout do Filtro Realizado (Filtro 4)

**Simulação e medidas :**

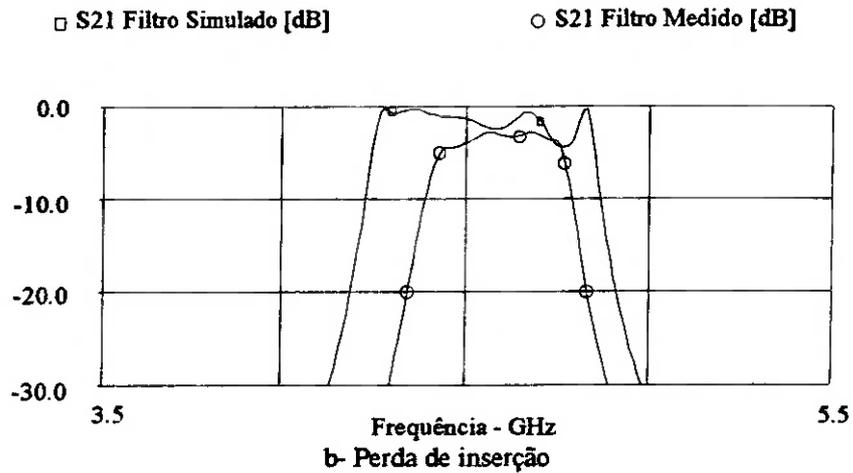
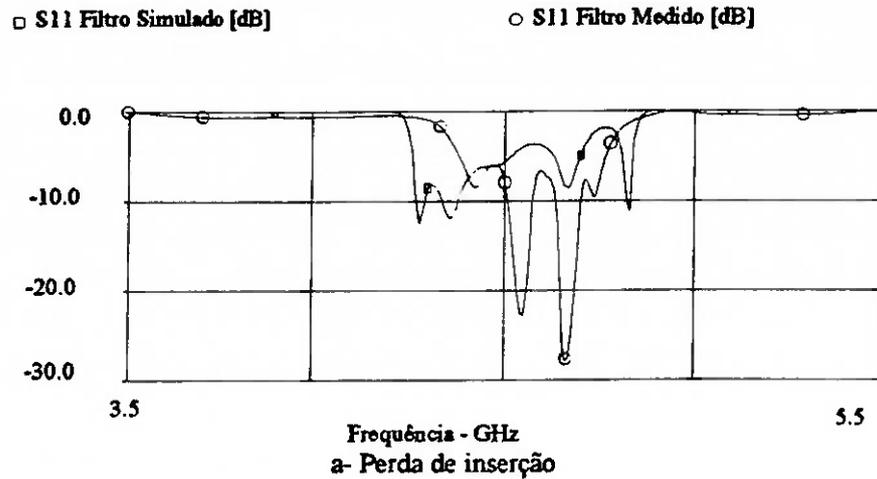


Figura 6-8 Resultados Medidos e Simulados (Filtro 4)

As figuras 6-9 e 6-10 mostram a fotografia dos filtros realizados em substrato flexível. A figura 6-9 apresenta quatro filtros construídos para frequência central de 4,7 GHz. Os filtros da esquerda têm as linhas de acesso acopladas e os da direita representam as versões "tapped".

Na figura 6-10 tem-se um filtro para a frequência central de 4,7 GHz ao lado de um filtro construído para 2,5 GHz na versão "tapped".

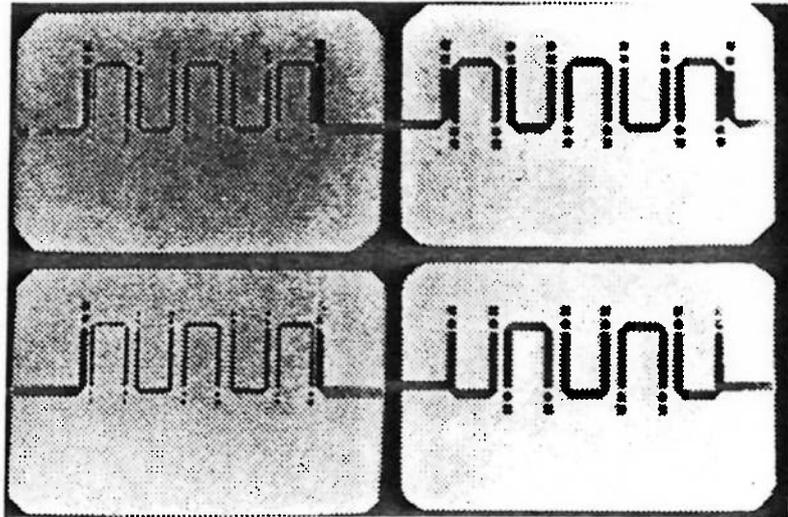


Figura 6-9 Filtros construídos

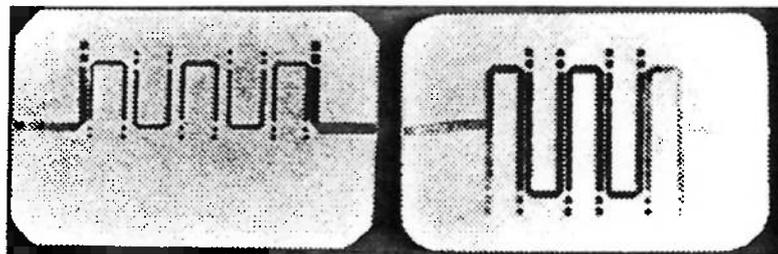


Figura 6-10 Filtros construídos

## 6.2 Análise dos Resultados

Observamos que a banda de passagem em todos os filtros realizados resultou menor que a projetada - 40% do valor da banda projetada para os filtros com frequência central de 4,7 GHz e 52% para o filtro em 2,5 GHz - e que a frequência central também está deslocada para um valor menor que a do projeto (em torno de 90 MHz para os filtros 1 e 4).

Observou-se também que quanto maior a frequência de operação do filtro, maior a distância entre os resultados simulados e o medidos. Isto porque com aumento da

frequência, aumenta-se também o efeito de acoplamento entre os ressoadores internos dos grampos do "hairpin" que foi desprezado tanto no projeto como na simulação. Na simulação isto foi necessário devido às próprias limitações do "software" utilizado que não aceita mais que duas linhas acopladas. No projeto esta aproximação deve-se às considerações teóricas de construção do "hairpin", ou seja, no item 3 vimos que o filtro "hairpin" deriva do "SCTL" e que neste tipo de filtro as linhas são terminadas por curto-circuito. Pois bem, ao se dobrar as linhas do SCTL para se formar o grampo do "hairpin" vemos que o acoplamento pode ser considerado nulo, pois em uma das extremidades do grampo temos uma linha de transmissão e na outra temos os ressoadores curto-circuitados que anulam o efeito do acoplamento. Esta aproximação é válida nos casos onde a distância entre os ressoadores internos dos grampos é grande e a frequência de utilização é baixa.

A seguir comparamos as características de projeto com resultados de simulação e medidos de um filtro fabricado para 2,5 GHz e outro para 4,7 GHz .

#### Filtro 1-

	<b>Projeto</b>	<b>Simulação</b>	<b>Medidas</b>
Freq. de corte inferior - GHz	2.25	2.19	2.27
Freq. de corte superior- GHz	2.75	2.67	2.53
Freq. rejeição inferior- GHz	2.00	2.03	2.12
Freq. rejeição superior-GHz	3.00	2.82	2.70
Frequência central- GHz	2.49	2.42	2.40
Banda de Passagem- GHz	0.50	0.48	0.26
$A_{m\acute{a}x}$ - dB	0.1	1	0.30
$A_{m\grave{i}n}$ - dB	25	25	25
Perda de inserção mínima -dB	-	-	1.20
Perda de retorno mínima -dB	-	-	10

#### Filtro 4-

	<b>Projeto</b>	<b>Simulação</b>	<b>Medidas</b>
Freq. de corte inferior - GHz	4.40	4.25	4.5
Freq. de corte superior- GHz	5.00	4.84	4.7
Freq. rejeição inferior- GHz	4.30	4.22	4.4
Freq. rejeição superior-GHz	5.10	4.87	4.8
Frequência central- GHz	4.69	4.53	4.6
Banda de Passagem- GHz	0.60	0.59	0.2
$A_{m\acute{a}x}$ - dB	0.1	1.03	1.1
$A_{m\acute{i}m}$ - dB	10	10	10
Perda de inserção mínima -dB	-	-	2.4
Perda de retorno mínima -dB	-	-	4.4

Pode-se observar nestas tabelas o deslocamento da frequência central e diminuição da banda de passagem dos protótipos medidos, com relação aos valores projetados. Nota-se também que os filtros reais apresentam perda de inserção devido a perdas nas microlinhas e nos conectores (não considerados na simulação).

Os protótipos com acesso "tapped" e de linhas acopladas apresentam respostas semelhantes, com boa planicidade na banda de passagem. Pode-se utilizar o "tapped" quando a distância entre as linhas de acesso do outro tipo de filtro torna-se muito pequena e de difícil construção. Isto ocorre quando a banda de passagem requerida para o filtro é muito grande<sup>(3)</sup>. A seguir temos uma tabela comparando os resultados destes dois tipos de filtros.

Características	Projeto	Simulação		Medidas	
		Linhas acopladas	Tapped	Linhas acopladas	Tapped
Freqüência corte inferior - GHz	4.40	4.2	4.3	4.34	4.36
Freq. de corte superior- GHz	5.00	4.81	4.84	4.6	4.7
Freq. rejeição inferior- GHz	4.30	4.24	4.26	4.23	4.3
Freq. rejeição superior- GHz	5.10	4.84	4.88	4.62	4.67
Frequência central- GHz	4.69	4.54	4.56	4.47	4.49
Banda de Passagem- GHz	0.60	0.53	0.54	0.26	0.26
$A_{\text{máx}}$ - dB	0.1	0.94	2.07	1.94	1.67
$A_{\text{mín}}$ - dB	10	10	10	10	10
Perda de inserção mínima -dB	-	-	-	2.78	2.4
Perda de retorno mínima -dB	-	-	-	5.00	5.56

Observando a diminuição da banda obtida nos protótipos reais, reprojeteamos um filtro passivo com especificação de banda maior que a desejada. O filtro reprojeteado foi o número 1. A banda desejada era de 0,50 GHz e a medida foi de 0,26 GHz, ou seja, 52 % do desejado. Projeteamos, então um novo filtro, com a banda especificada para 0,96 GHz =  $0,5 \text{ GHz} / 0,52$ .

## Filtro 5-

<b>Características</b>	
<b>Tipo de acesso</b>	<b>"tapped"</b>
<b>Frequência de corte inferior - GHz</b>	<b>2.065</b>
<b>Frequência de corte superior - GHz</b>	<b>3.025</b>
<b>Frequência central - GHz</b>	<b>2.5</b>
<b>Tipo da Função de Transferência</b>	<b>Chebyshev</b>
<b>Ondulação máxima na banda de passagem - dB</b>	<b>0.1</b>
<b>Ordem (*)</b>	<b>5</b>
<b>Constante de impedância</b>	<b>0.65</b>

(\*) O filtro foi projetado para ter ordem 5, independente da atenuação na banda de rejeição, por isso não temos os dados da faixa de rejeição.

## Valores calculados :

<b>k</b>	<b>Z<sub>oe</sub> (Ω)</b>	<b>Z<sub>oo</sub> (Ω)</b>	<b>W (mm)</b>	<b>S (mm)</b>	<b>L (mm)</b>
0	89.6333	11.7152	0.41	430 x 10 <sup>-6</sup>	15.24
1	115.0240	37.1059	0.41	0.05	15.20
2	114.7306	45.1659	0.38	0.12	15.19
3	78.9946	74.3869	0.46	2.54	14.85
4	80.5577	40.6953	0.73	0.19	14.88
5	80.4468	75.8734	0.44	2.57	14.87
6	80.4468	40.6670	0.74	0.19	14.88
7	80.5577	75.7714	0.44	2.50	14.87
8	78.9946	38.3383	0.77	0.16	14.86
9	114.7306	103.7822	0.16	1.72	15.17
10	115.0240	37.1059	0.41	0.05	15.20
11	89.6333	11.7152	0.41	430 x 10 <sup>-6</sup>	15.24

As medidas utilizadas foram :

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

Filtro Realizado :

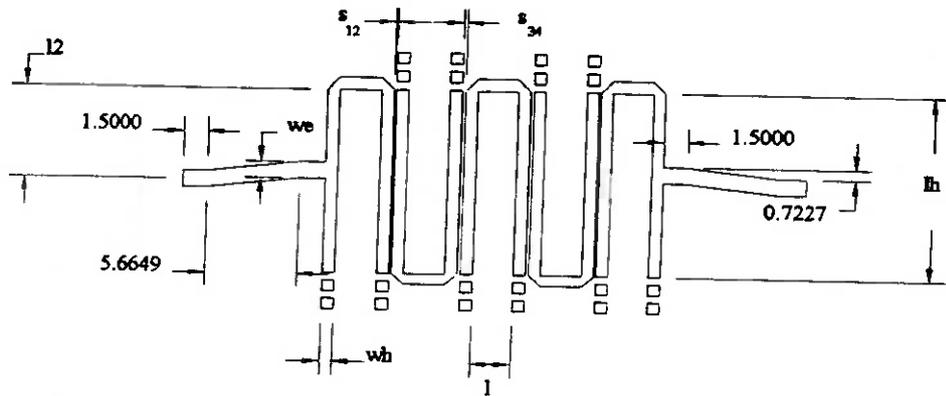
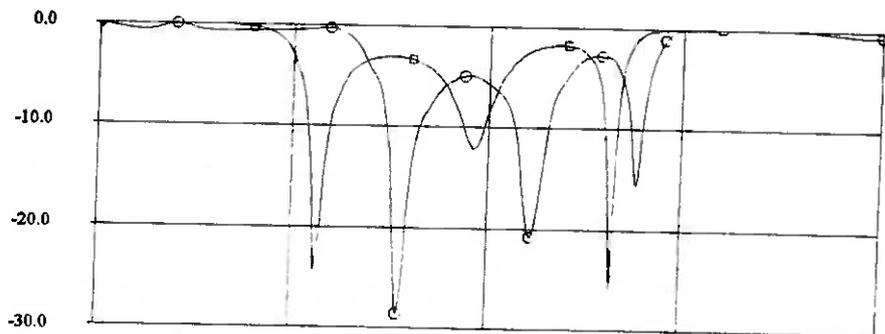


Figura 6-11 Layout do Filtro Realizado (Filtro 5)

Simulação e medidas :

□ S11 Filtro Simulado [dB]

○ S11 Filtro Medido [dB]



a- Perda de retorno

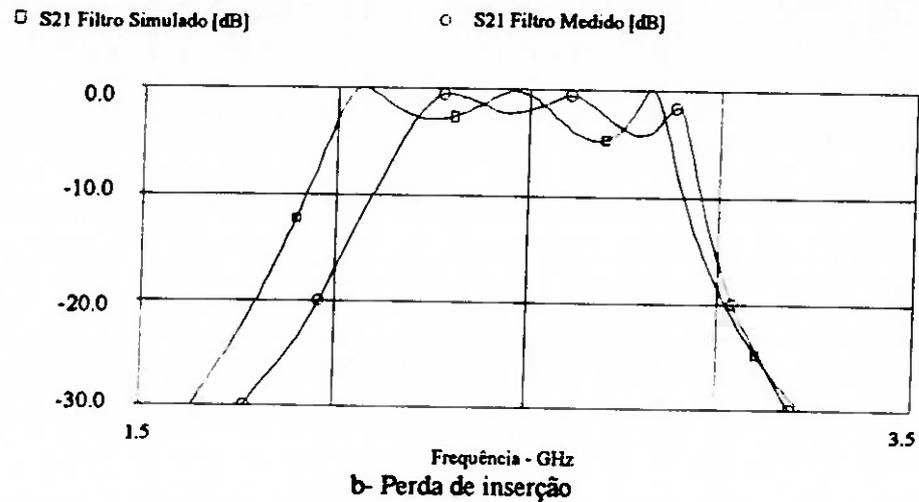


Figura 6-12 - Resultados Medidos e Simulados (Filtro 5)

A seguir compara-se o projeto com a simulação e com a resposta do filtro medido:

	Projeto	Simulação	Medidas
Freq. de corte inferior - GHz	2.065	1.98	2.18
Freq. de corte superior- GHz	3.025	2.91	2.92
Ordem do Filtro	5	5	5
Frequência central- GHz	2.50	2.40	2.52
Banda de Passagem- GHz	0.96	0.93	0.74
$A_{m\acute{a}x}$ - dB	0.1	4.64	3.33
Perda de inserção mínima -dB	-	0.71	0.56
Perda de retorno mínima -dB	-	2.14	4.17

Observamos que o filtro apresentou redução de banda de apenas 22,92% (77,08% da banda original). Podemos concluir que a banda está diretamente relacionada com os acoplamentos internos entre os grampos, e que um acoplamento maior entre os ressoadores, como foi o caso deste projeto, ajuda a diminuir a influência do acoplamento que existe entre os ressoadores internos de um grampo, melhorando a previsão de resposta do filtro. Na prática equivale dizer que a distância entre os ressoadores internos do grampo (pela figura 6-13, a distância entre os ressoadores 1 e 2 ou 3 e 4) deve ser grande quando comparada distância entre os ressoadores de grampos adjacentes (distância entre 2 e 3).

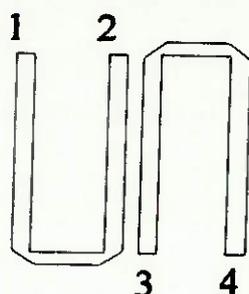


Figura 6-13 Ressoadores "Hairpin" Acoplados

Observou-se que os resultados medidos para os filtros de frequência central mais baixa (filtros 1 e 5) foram mais próximos aos resultados projetados e simulados, concluindo-se que efeitos não considerados no projeto são menos graves para frequências mais baixas.

Pôde-se observar através da simulação, a influência sobre a resposta do filtro variando-se algumas de suas dimensões. Por exemplo ao se variar a distância das linhas de acesso (para o caso de linhas de acesso acopladas), nota-se o aumento da banda quando se diminui a distância entre essas linhas, a figura 6-14 ilustra este efeito.

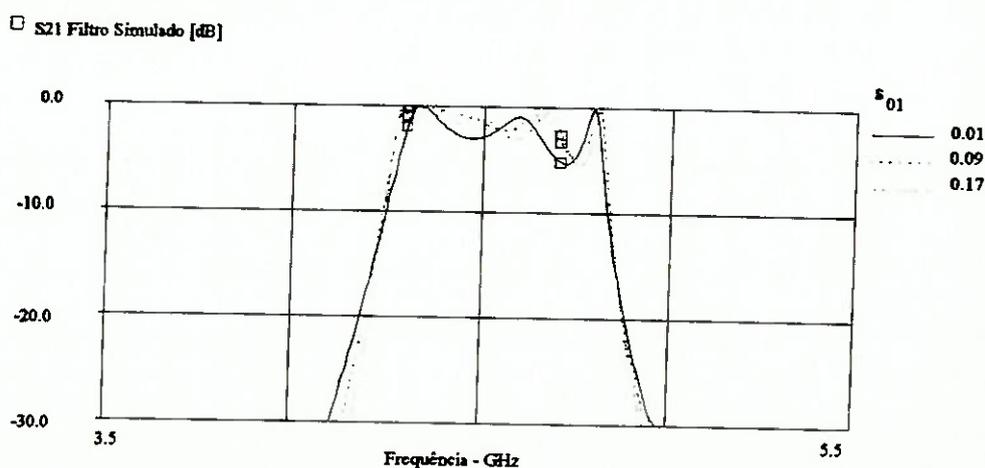


Figura 6-14 Variação da resposta com variação de espaçamento entre linhas de acesso

Outra variação que pode ser observada é a do comprimento da linha de acesso acoplada. Nota-se que ao se variar essa dimensão, altera-se a planicidade da resposta do filtro dentro da banda de passagem. A figura 6-15 mostra este efeito.

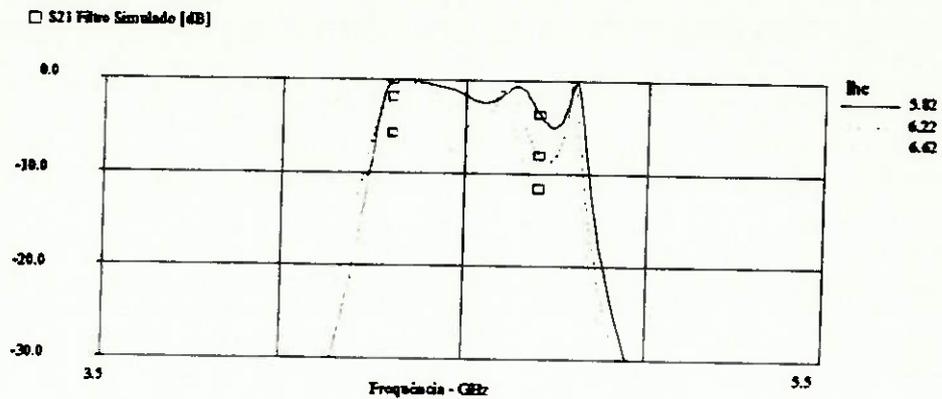


Figura 6-15 Variação de resposta com variação do comprimento da linha de acesso

Na prática conseguimos melhorar a resposta de um filtro utilizando a observação anterior. Realizamos um filtro com frequência central de 4,7 GHz e obtivemos como resposta a curva da figura 6-16.

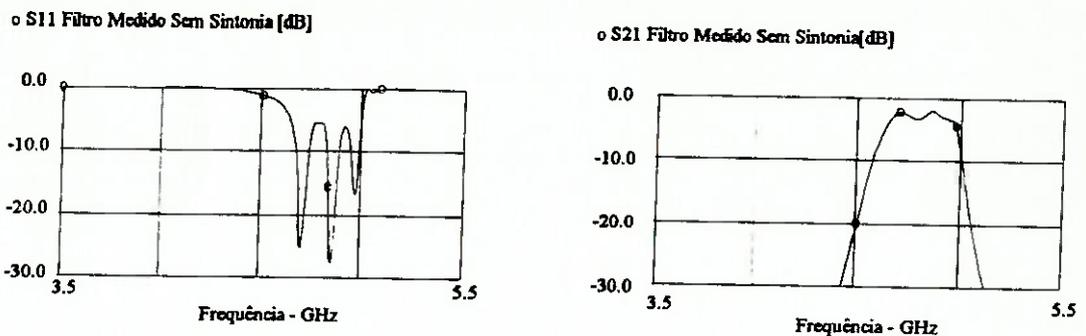


Figura 6-16 Filtro Passivo antes da sintonia

Ao se aumentar o comprimento da linha de acesso melhorou-se a planicidade da resposta, conforme mostra a figura 6-17.

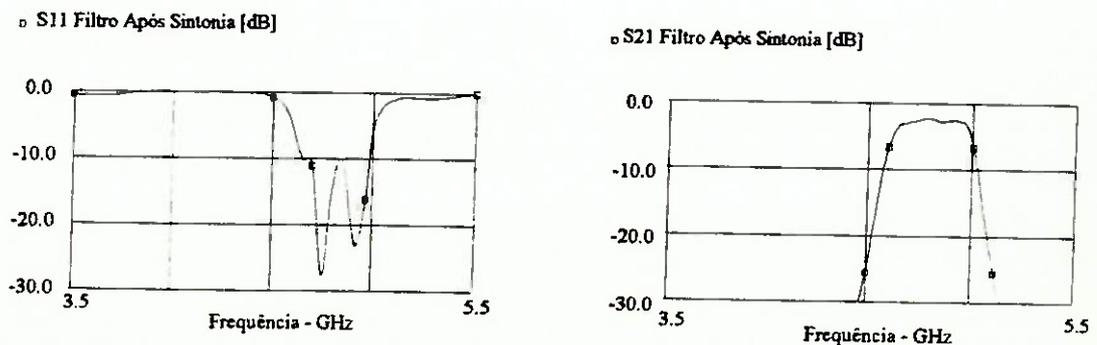


Figura 6-17 Filtro Passivo sintonizado

A dimensão mais sensível que observamos, e com a qual se deve ter maior cuidado durante o projeto, foi o comprimento dos ressoadores "hairpin". Esta dimensão afeta a frequência central da banda do filtro, conforme pode ser observado na figura 6-18.

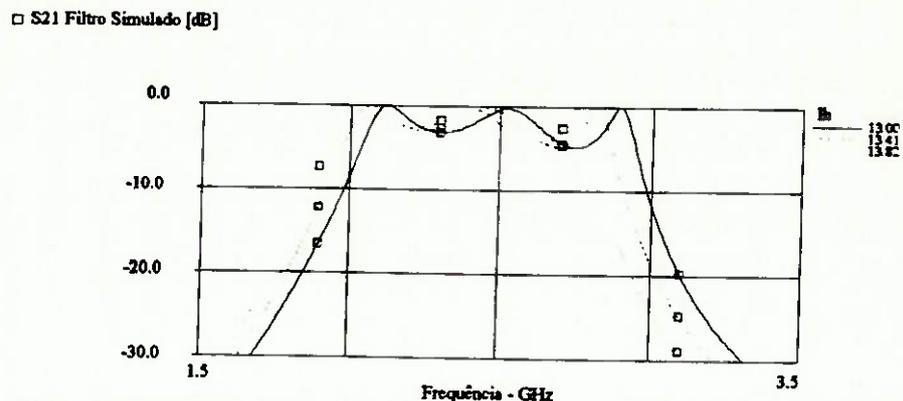


Figura 6-18 Variação da resposta com variação do comprimento dos ressoadores

Dos resultados apresentados podemos concluir que o método de projeto proposto é válido e que produz boa concordância entre os resultados medidos e simulados. A concordância maior é para filtros de baixas frequências (até 2,5 GHz), já que para faixas mais altas, os efeitos de acoplamento entre as linhas não adjacentes do "hairpin", afetam significativamente a operação dos filtros, principalmente no que se refere banda de passagem resultante. Tais efeitos produzem uma diminuição da banda de passagem, com relação ao valor do projeto desejado.

Nota-se também que a etapa de simulação é importante no projeto destes filtros, indicando a sensibilidade dos resultados em função das dimensões do circuito.

### 6.3 Filtros Ativos Realizados

Foram projetados e realizados dois filtros ativos : um de segunda ordem, e outro de quarta ordem, composto por dois filtros de segunda ordem cascadeados. Estes filtros foram projetados para a frequência central de 2,5 GHz, simulados e otimizados através do programa "Libra". Os coeficientes da função de transferência de segunda ordem foram obtidos utilizando-se o programa "Filter"<sup>(32)</sup>. A partir desses coeficientes encontramos os valores de R, L e C normalizados em impedância e frequência (figura 5-6). Para obter valores práticos adotamos o escalonamento em impedância de 50 vezes e o de frequência em  $\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2,5 \times 10^9}$  vezes.

A função de transferência escolhida foi do tipo Chebyshev de segunda ordem, com 0,1 dB de "ripple" na banda de passagem.

#### Filtro de segunda ordem realizado

Especificações iniciais :

Características	
Frequência de corte inferior - GHz	2.25
Frequência de corte superior - GHz	2.75
Frequência de rejeição inferior - GHz	2.0883
Frequência de rejeição superior - GHz	3.00
Frequência central - GHz	2.5
Tipo da Função de Transferência	Chebyshev
Ondulação máxima na banda de passagem - dB	0.1
Atenuação mínima na banda de rejeição - dB	25
Ordem	2
Banda de passagem - GHz	0.50

O cálculo da função de transferência foi feito através do programa "Filter", que a partir das especificações das frequências de corte e rejeição e com os respectivos valores da rejeição e da ondulação na banda de passagem fornece a função de transferência normalizada em impedância e em frequência e as perdas que tal função oferece. Este programa possui a opção de escolha da ordem do filtro : neste caso a ordem foi fixada em dois, para se obter função de transferência biquadrática.

Com as especificações iniciais estabelecidas, a função de segunda ordem fornece a perda de 0,3579 dB nas frequências de rejeição, o que está bem distante dos 25 dB desejados. Esta diferença está no fato de que a rejeição especificada inicialmente só é possível de ser alcançada com uma função de transferência de ordem superior a dois. Para que essas especificações fossem atendidas seria necessário cascatear cinco seções de segunda ordem (filtro de ordem 10). Como o propósito do trabalho é o estudo de um método de projeto baseado em células de segunda ordem ("biquads"), utilizamos a função de transferência fornecida pelo programa "Filter" para o projeto de um filtro de segunda ordem e outro de quarta ordem com seções de segunda ordem cascateadas, para verificar a validade do método proposto.

A função de transferência de segunda ordem é :

$$S_{21}(s) = \frac{1,250875 \cdot s}{s^2 + 1,250875 \cdot s + 1} \quad (6-3)$$

Comparando a equação anterior com as equações (5-7) e (5-8), temos :

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

fazendo  $L=1$  H, então :

$$R = 2,5018 \Omega$$

$$\text{como } \omega_0 = 1 \text{ rad/s e } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow C = 1 \text{ F}$$

O fator K, neste caso, é igual a 1.

Escalonando as impedâncias em 50 vezes e a frequência para  $\omega_0 = 2\pi \cdot 2,5 \times 10^9 \text{ rad/s}$  temos,

$$\begin{aligned} R &= 125,09 \Omega & R_1 &= R = 125,09 \Omega \\ L &= 3,1831 \text{ nH} & \text{e } R_2 &= R_3 = 100 \Omega \\ C &= 1,2732 \text{ pF} & R_4 &= 50 \Omega \end{aligned} \quad (6-4)$$

Os valores de  $R_2$  e  $R_3$  podem ser escolhidos arbitrariamente. Preferiu-se adotar resistores com a mesma ordem de grandeza dos resistores calculados, que estão próximos a 100 Ohms.

Esses parâmetros serão utilizados na otimização, como valores iniciais. Nesta etapa deve-se definir os objetivos ("goals") da otimização, ou seja, quais os valores de ganho e perda de retorno que se espera que o circuito otimizado alcance em determinada faixa de frequência. Estes "goals" são definidos pela resposta da equação 6-3 em função da frequência.

O circuito que representa esta resposta teórica é o visto na figura 5-5, em que os valores dos componentes passivos estão listados em (6-4). Devem ser definidos os valores da transcondutância dos transistores idealizados neste circuito. O transistor considerado como "buffer" deve ter a transcondutância igual a 20 mS, pois da expressão (5-4), vemos que este transistor deve ter ganho de tensão unitário. Já o transistor responsável pela resposta do filtro - o transistor de entrada - deve ter uma transcondutância que ofereça o mesmo ganho da função de transferência teórica calculada. No caso em questão, o valor de  $g_m = 26 \text{ mS}$  resulta em ganho de 0 dB para a frequência central (figura 5-7).

Encontrou-se este valor através da simulação da rede ideal, variando-se  $g_m$  de modo a se obter ganho de 0 dB na frequência central.

Na figura 6-19, tem-se a resposta do filtro ideal comparada do filtro real com os valores dos elementos dados em (6-4). No protótipo ideal os transistores foram representados pelo modelo com fonte de corrente controlada por tensão, e nos filtros reais, por seus parâmetros "S".

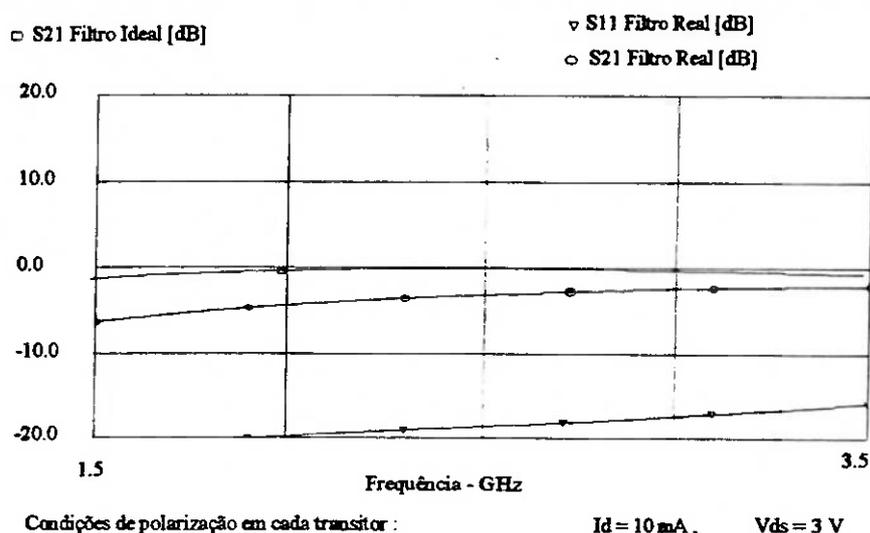


Figura 6-19 Comparação entre o filtro ideal e o real sem otimização

Observa-se a necessidade da etapa de otimização para tentar aproximar a resposta do filtro real do circuito ideal.

A otimização possibilita ao projetista grande flexibilidade quanto variação dos valores dos componentes e da própria resposta. Quanto aos componentes, adota-se uma faixa de variação que seja compatível com a faixa de valores práticos disponíveis para a montagem dos filtros. Quanto resposta, pode-se optar inclusive por otimizar o circuito com características diferentes das obtidas com o modelo ideal. Por exemplo, inicialmente optamos por otimizar o filtro com o objetivo de se obter uma resposta com ganho de 2

dB e com uma rejeição maior que a projetada, sem nos importarmos inicialmente com a perda de retorno do filtro. Os "goals" utilizados foram :

"Goal" 1	"Goal" 2	"Goal" 3
freq. 2.27 a 2.75 GHz	freq. 2.08 a 2.1 GHz	freq. 3.0 a 3.1 GHz
$S_{21} > 2$ dB e	$S_{21} < -2$ dB	$S_{21} < -2$ dB
$S_{21} < 2.1$ dB		

Com a otimização chegamos aos seguintes valores :

$$\begin{array}{ll}
 R = 100,1030 \ \Omega & R_1 = 125,7982 \ \Omega \\
 L = 4,6994 \ \text{nH} & R_2 = 70,1787 \ \Omega \\
 C = 1,2281 \ \text{pF} & R_3 = 66,3442 \ \Omega \\
 & R_4 = 759,2694 \ \Omega
 \end{array} \quad (6-5)$$

Obtivemos para esta otimização um resultado que não asseguraria o comportamento de impedância constante, pois  $R_4$  obtido foi muito grande e por consequência a perda de retorno  $S_{11}$  estava muito alta. A figura 6-20 mostra a resposta do filtro depois da otimização.

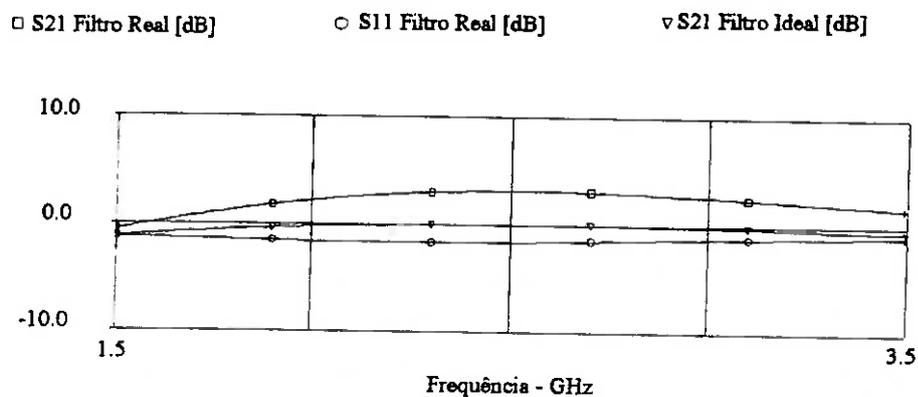


Figura 6-20 Comparação entre o filtro ideal e o real otimizado

Para se melhorar as condições da perda de retorno, resolvemos considerar mais um "goal" na otimização :

"Goal" 4

freq. 2.27 a 2.75 GHz

$S_{11} < -5$  dB

Com isso  $R_4$  foi para 199,4986 ohms, o que melhorou o retorno, mas ainda a impedância de entrada estava longe de 50 ohms. Na figura 6-21 vemos o comportamento da impedância de entrada com a variação da frequência e na figura 6-22 a resposta do filtro.

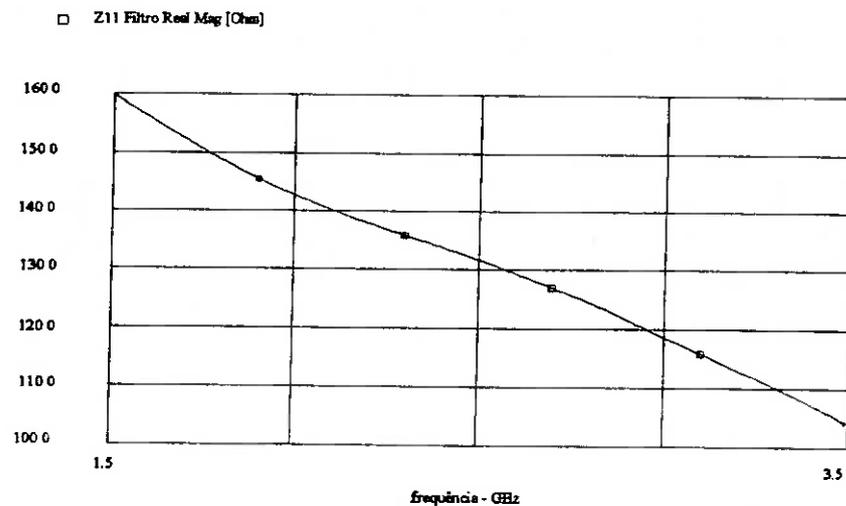


Figura 6-21 Impedância de Entrada com  $R_4 = 199,4986$  Ohms

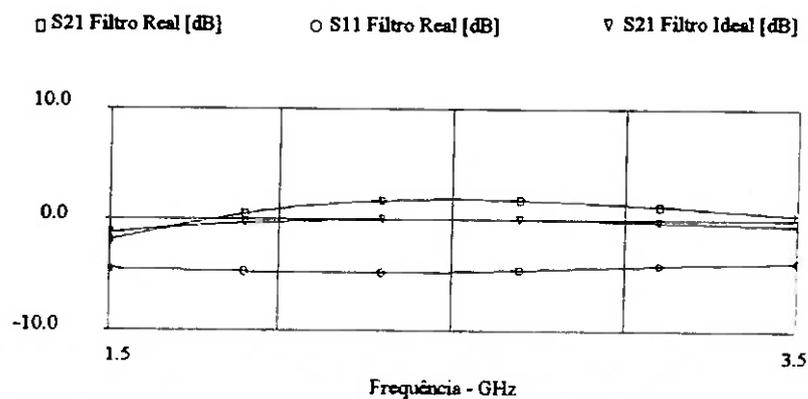


Figura 6-22 Comparação entre o filtro ideal e o real otimizado com  $R_4 = 199,4986$  Ohms

Adotamos então que o "goal" 4 deveria ter como objetivo  $Z_{11} = 50$  ohms :

"Goal" 4

freq. 2.27 a 2.75 GHz

$Z_{11} = 50$  ohms

e resultou  $R_4 = 53,8443$  ohms.

O que se nota com essas variações na impedância de entrada é que ao se melhorar o retorno, o ganho do circuito diminui : isto porque com a diminuição da impedância de  $R_4$ , parte da potência que seria dirigida ao transistor é dissipada sobre este resistor. A figura 6-23 mostra o comportamento da entrada do filtro com  $Z_{11}$  otimizado para o comportamento de impedância constante.

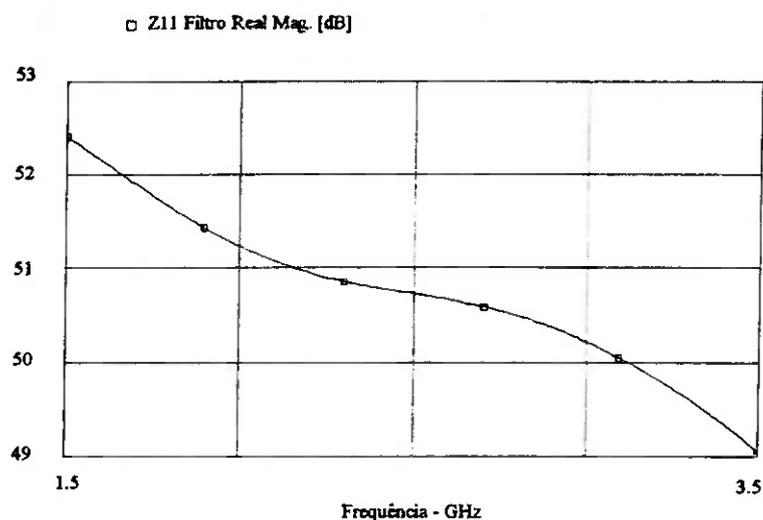
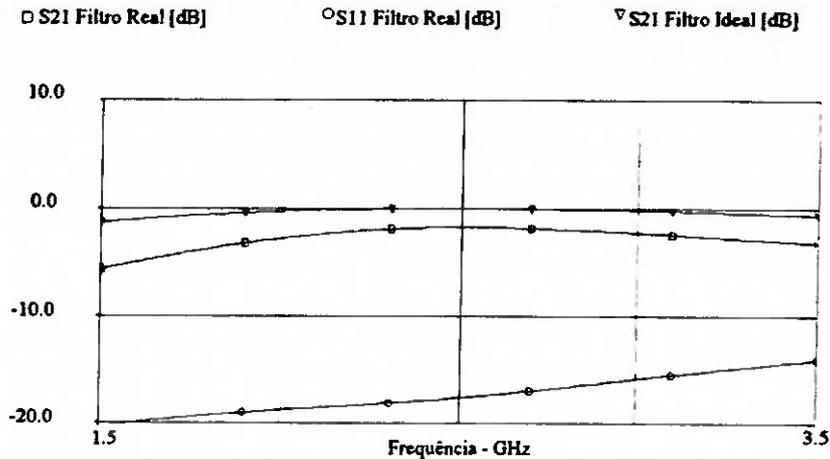


Figura 6-23 Impedância de entrada com  $R_4 = 53.8443$  Ohms

A comparação entre o filtro otimizado com  $R_4 = 53,8443$  ohms e protótipo ideal é feita a seguir e apresentada na figura 6-24.

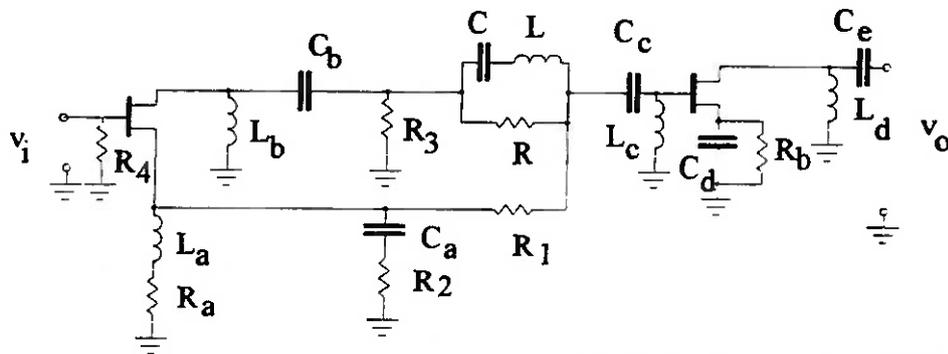


$S_{11} = -600$  dB para o filtro ideal  
 Condições de polarização para cada transistor :  $I_{ds} = 10$  mA,  $V_{gs} = 3$  V.

Figura 6-24 Comparação entre o filtro ideal e o real otimizado

Dos resultados simulados vemos que há um compromisso entre a impedância de entrada e o ganho do filtro. Quando se deseja que o ganho do circuito seja maior, a resistência  $R_4$  de entrada deve ser aumentada, para que uma potência maior seja dirigida ao transistor de entrada.  $R_4$  deve ser próxima a 50 Ohms quando se deseja obter o comportamento de impedância constante, com o objetivo de se cascatear as células de segunda ordem. Neste caso, o ganho resultante do circuito será menor.

O circuito completo de segunda ordem tem a topologia indicada na figura 6-25.



$C_a, C_b, C_c, C_e$  - capacitores de bloqueio DC  
 $C_d$  - capacitor de desacoplamento  
 $L_a, L_b, L_c, L_d$  - chokes de RF (polarização)  
 $R_a, R_b$  - resistores de autopolarização

Figura 6-25 Esquema Elétrico do Filtro Ativo de Segunda Ordem

### Filtro de quarta ordem realizado

O projeto do filtro de quarta ordem é o mesmo do filtro de segunda ordem, com a diferença que são empregadas duas seções de segunda ordem cascadeadas. Utilizam-se os valores otimizados da célula de segunda ordem, e então realiza-se uma otimização da segunda célula com as duas seções cascadeadas.

Considerando o circuito formado com os elementos cujos valores estão listados em (6-5), obtém-se a resposta do circuito com seções cascadeadas, e sem a otimização da segunda célula conforme indicado na figura 6-26.

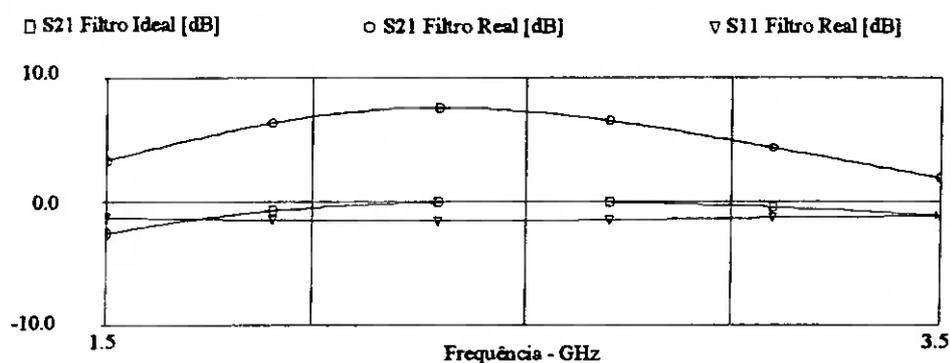


Figura 6-26 Comparação entre o protótipo ideal de quarta ordem e o filtro real com seções repetidas sem otimização

O circuito apresenta bom ganho na banda de passagem devido, em parte, alta impedância de entrada - como no filtro de segunda ordem - porém a frequência central se desloca para um valor menor que 2,5 GHz e perda de retorno tem um valor muito alto.

Otimizando a segunda célula do filtro com os "goals" :

"Goal" 1  
 freq. 2,27 a 2,75 GHz  
 $S_{21} > 4,5$  dB e  
 $S_{21} < 4,6$  dB

"Goal" 2  
 freq. 2,08 a 2,1 GHz  
 $S_{21} < 0$  dB

"Goal" 3  
 freq. 3,0 a 3,1 GHz  
 $S_{21} < 0$  dB

Obtivemos, portanto, os resultados da figura 6-27.

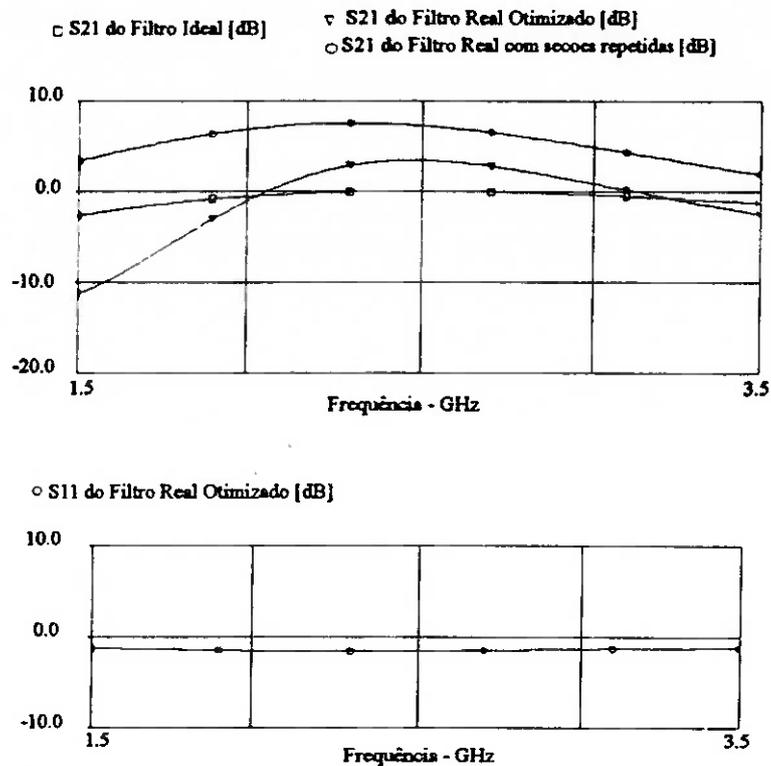


Figura 6-27 Comparação entre o protótipo ideal de quarta ordem e o filtro real com seções otimizadas

O filtro de quarta ordem terá, para a primeira seção os mesmos valores do filtro de segunda ordem (6-5) otimizado e para a segunda seção, os elementos otimizadas :

$$\begin{array}{ll}
 R = 65,0096 \ \Omega & R_1 = 96,5133 \ \Omega \\
 L = 5,9949 \ \text{nH} & R_2 = 88,2070 \ \Omega \\
 C = 0,8714 \ \text{pF} & R_3 = 33,8143 \ \Omega \\
 & R_4 = 774,0699 \ \Omega
 \end{array} \quad (6-6)$$

Como ocorreu para o filtro com seções repetidas, o retorno não se apresentou satisfatório, pois este parâmetro não foi considerado na otimização. Para que o retorno do circuito melhorasse, utilizamos o valor de  $R_4 = 199,4986$  Ohms nas duas seções e obtivemos como resultado da simulação as curvas representadas na figura 6-28.

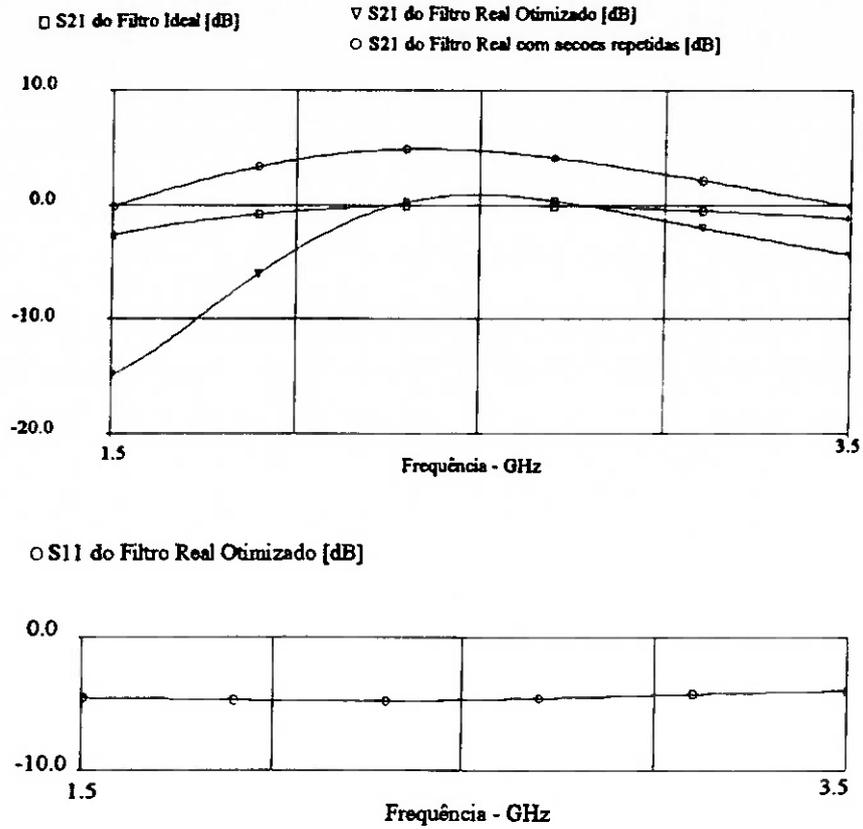


Figura 6-28 Comparação entre os circuitos ideal e real com  $R_4 = 199,4986$  Ohms

Estes resultados mostram que nestas condições, o filtro apresenta ganho um pouco superior a zero dB na frequência central, e perda de retorno próxima a -5 dB.

O esquema completo do filtro de quarta ordem está representado na figura 6-29.

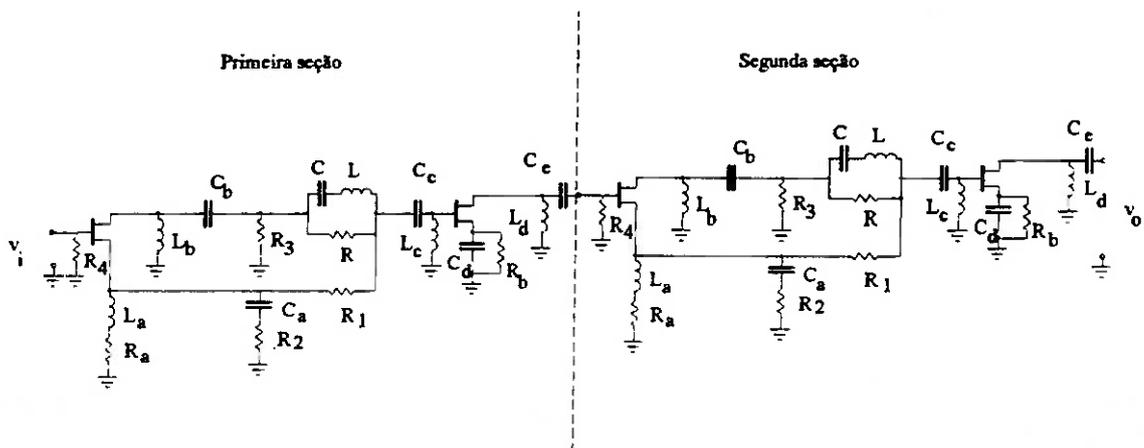


Figura 6-29 Esquema Elétrico do Filtro Ativo de Quarta Ordem

## Polarização

Foram utilizados transistores MESFET encapsulados tipo NE 72089, fabricados pela NEC. Os protótipos foram projetados para operar com duas condições de corrente de dreno : de 10 mA ou 30 mA em cada transistor e tensão  $V_{DS} = 3$  V. Utilizou-se um esquema de autopolarização, em que apenas uma fonte de tensão positiva é utilizada para polarizar o dreno, e a tensão  $V_{GS}$  (porta-fonte) e, conseqüentemente a corrente de polarização são ajustadas através de um resistor conectado entre fonte e terra. Com o auxílio da análise DC do "Libra", e utilizando-se o modelo não-linear do transistor, obtivemos que uma resistência de polarização ( $R_a$  ou  $R_b$ ) de 100 ohms, produz uma corrente de 10 mA em cada transistor, e que para se obter 30 mA deve ser utilizada uma resistência de 25 ohms.

O filtro de quarta ordem teve polarização fixa em 10mA, empregando-se resistência de polarização de 100 ohms.

O circuito considerado na simulação DC, está representado na figura 6-29 para cada caso de polarização. Nesta análise, os indutores foram considerados como curto-circuito e os capacitores como circuito aberto, resultando o circuito da figura 6-30.

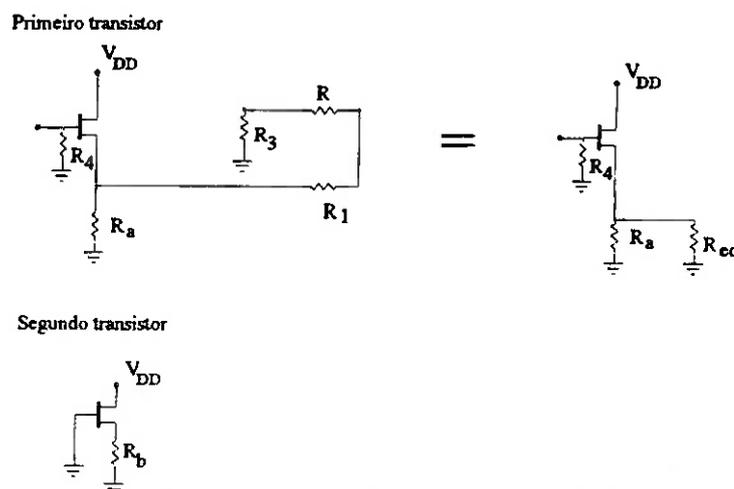


Figura 6-30 Modelo utilizado na simulação DC para cada seção de segunda ordem

Os valores dos resistores da figura 6-30 são, para a primeira seção :

$$R=100,1030 \text{ Ohms}$$

$$R_1=125,7982 \text{ Ohms}$$

$$R_3=66,3442 \text{ Ohms}$$

que ao serem associados realizam  $R_{eq} = 292,2454 \text{ Ohms}$ .

Para a segunda seção :

$$R=65,0096 \text{ Ohms}$$

$$R_1=96,5133 \text{ Ohms}$$

$$R_3=33,8143 \text{ Ohms}$$

resultando  $R_{eq} = 195,3372 \text{ Ohms}$ .

Estas resistências equivalentes ( $R_{eq}$ ) ao serem associadas em paralelo aos resistores  $R_a$ , resultam a corrente de polarização desejada, 10 ou 30 mA.

#### **6.4 Montagem dos Filtros**

Neste item apresentamos os filtros ativos montados, os componentes utilizados, o "layout" e os resultados medidos e simulados dos protótipos realizados.

##### **- Componentes utilizados**

Na montagem do circuito empregamos resistores e capacitores em "chip" com valores padronizados. Os indutores foram fabricados utilizando-se fio 35 AWG e núcleos miniatura de ferrite com oito espiras e caracterizados no "Frequency LCR Meter" HP 4275.

Os elementos de polarização utilizados foram :

indutores = 100 nH;

capacitores = 100 pF;

resistores ( $R_a$  e  $R_b$ ) = 100 ohms, estes valores de resistência proporcionam corrente de aproximadamente de 10 mA em cada transistor.

Os transistores utilizados foram MESFET's em GaAs: NE72089 fabricado pela NEC.

Para que obtivéssemos valores de componentes práticos próximos aos calculados, fizeram-se necessárias algumas associações em série e em paralelo, a saber :

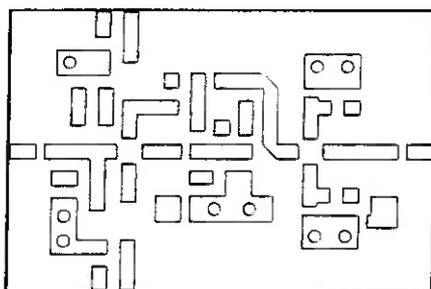
Para o filtro de segunda ordem :

$R = 100 \Omega$   
 $R_1 = 125 \Omega$ , associação em série de 25 e  $100 \Omega$  ;  
 $R_2 = 75 \Omega$ , associação em paralelo de dois resistores de  $150 \Omega$  ;  
 $R_3 = 60 \Omega$ , associação em paralelo entre 100 e  $150 \Omega$  ;  
 $R_4 = 50 \Omega$  ;  
 $C = 1 \text{ pF}$  ;  
 $L = 4,6694 \text{ nH}$ .

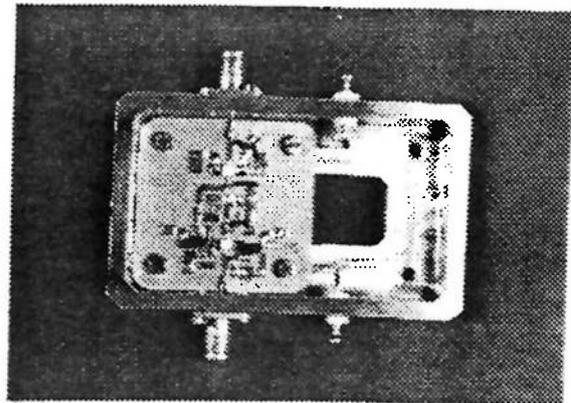
Para o filtro de quarta ordem os valores para a primeira seção são os mesmos do filtro de segunda ordem, e os da segunda seção são :

$R = 66,67 \Omega$ , associação em paralelo de 100 e  $200 \Omega$  ;  
 $R_1 = 100 \Omega$  ;  
 $R_2 = 100 \Omega$  ;  
 $R_3 = 35 \Omega$ , associação em série entre 10 e  $25 \Omega$  ;  
 $R_4 = 50$  ou  $200 \Omega$  ;  
 $C = 1 \text{ pF}$  ;  
 $L = 5,99 \text{ nH}$ .

O "Layout" e a montagem do circuito dos filtros construídos estão representados nas figuras 6-31 e 6-32.



a- "Layout"



b- Montagem

Figura 6-31 "Layout" e montagem do filtro de segunda ordem construído

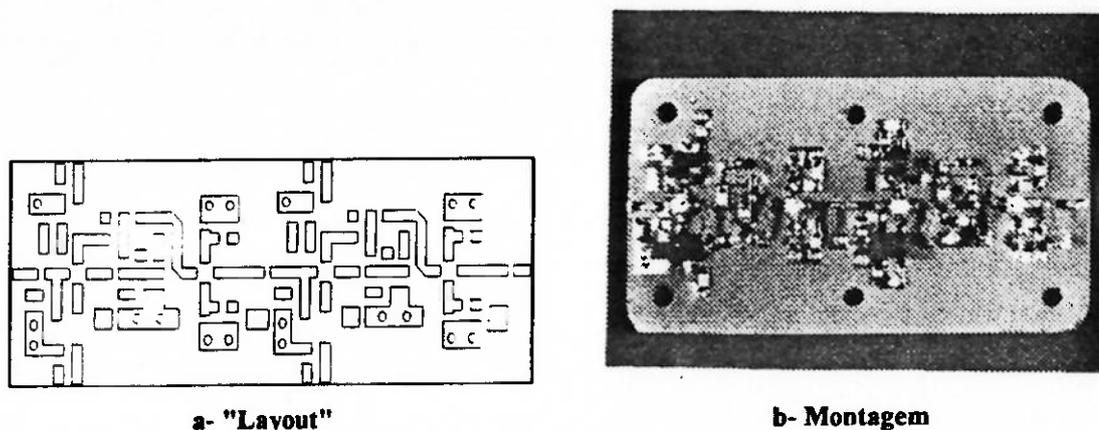


Figura 6-32 "Layout" e montagem do filtro de quarta ordem construído

### Medidas dos Filtros

Com o "layout" definido, simulou-se o filtro ativo de segunda ordem considerando-se agora a influência das microlinhas de transmissão e das discontinuidades sobre a resposta do circuito. Foram incluídos também na simulação RF, todos os elementos utilizados na polarização dos transistores.

Notou-se que houve uma mudança significativa na resposta do circuito (ver figura 6-33). Esta diferença se deve ao efeito das microlinhas de transmissão que não estavam sendo consideradas no projeto do circuito com elementos concentrados.

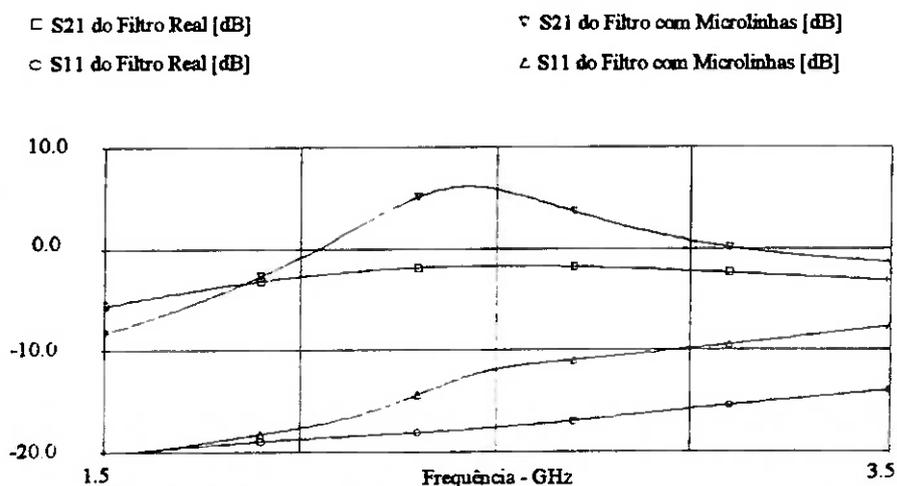


Figura 6-33 Comparação entre o filtros de segunda ordem com elementos concentrados e com microlinhas

Estes filtros foram simulados considerando-se polarização de 10 mA em cada transistor e impedância de entrada igual a 50 Ohms. Observa-se que o filtro ficou mais seletivo, e que seu ganho aumentou. Vê-se também que o retorno piora em relação ao protótipo com elementos concentrados.

Na figura 6-34, apresentamos os resultados medidos e simulados do filtro de segunda ordem.

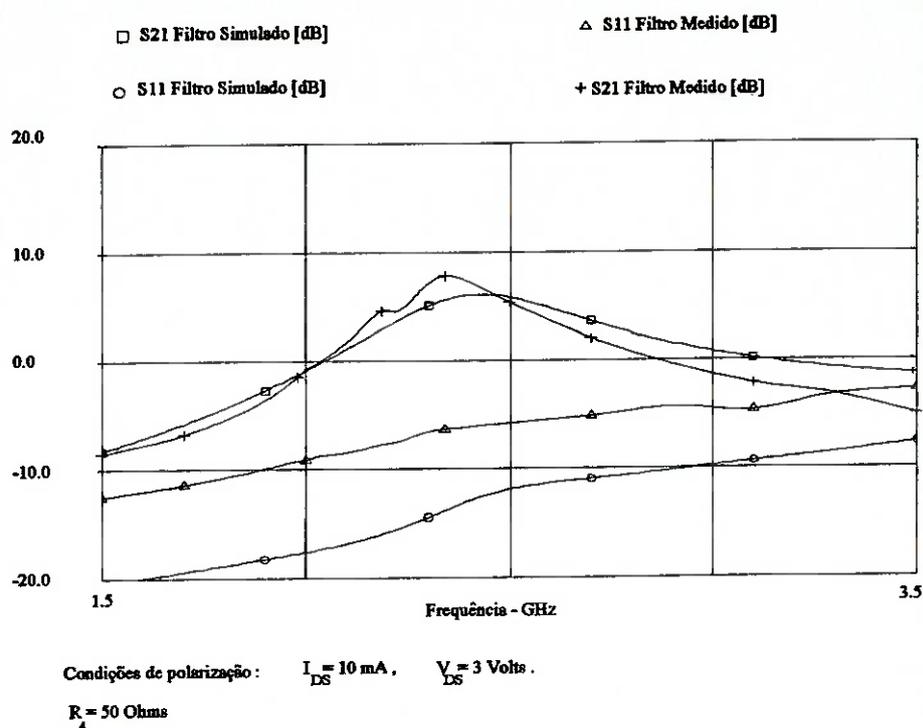


Figura 6-34 Resultados simulado e medido do filtro de segunda ordem

Observa-se que os resultados medidos e simulados estão bem próximos quanto ao ganho, e que apresentam maior diferença no resultado da perda de retorno, acredita-se que essa diferença se deva à influência dos conectores e da imperfeição dos componentes utilizados na montagem.

Mediu-se também a isolamento ( $S_{12}$ ) deste filtro e a perda de retorno de saída ( $S_{22}$ ). As figuras 6-35 e 6-36 apresentam estes resultados.

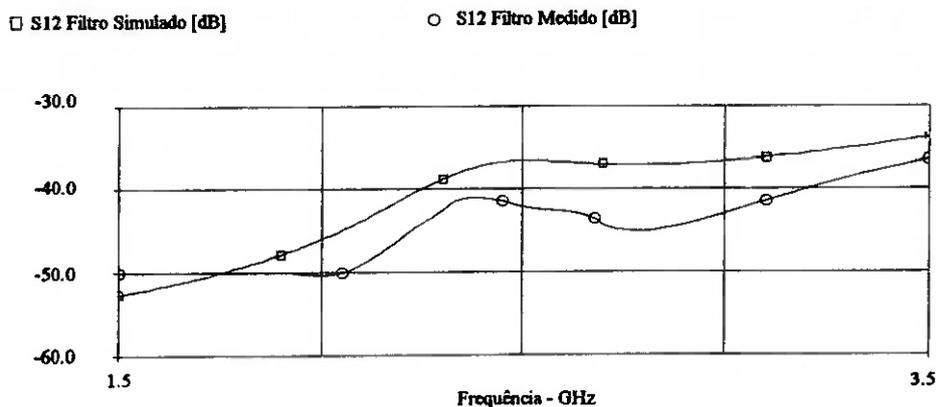


Figura 6-35 Resultados medidos e simulados da isolação do filtro de segunda ordem

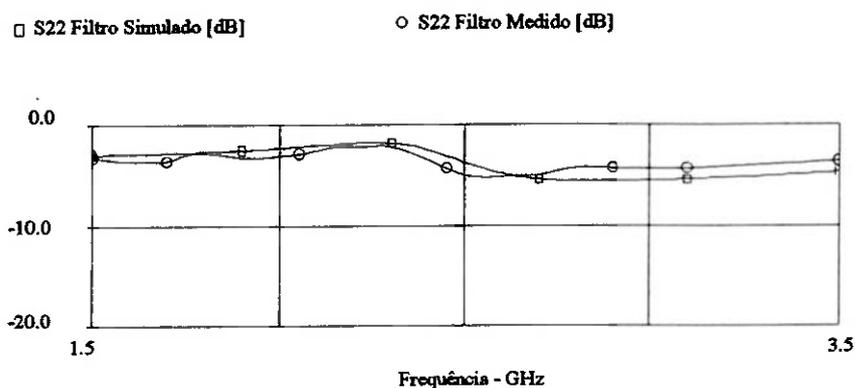


Figura 6-36 Resultados medidos e simulados da perda de retorno de saída do filtro de segunda ordem

Outro aspecto observado foi o da influência da corrente de polarização na resposta do filtro. Observa-se que ao se aumentar a corrente de 10 mA para 30 mA, variando-se a resistência de polarização, altera-se apenas o valor do ganho do circuito, sem haver alteração na seletividade do filtro. A figura 6-37 ilustra este efeito.

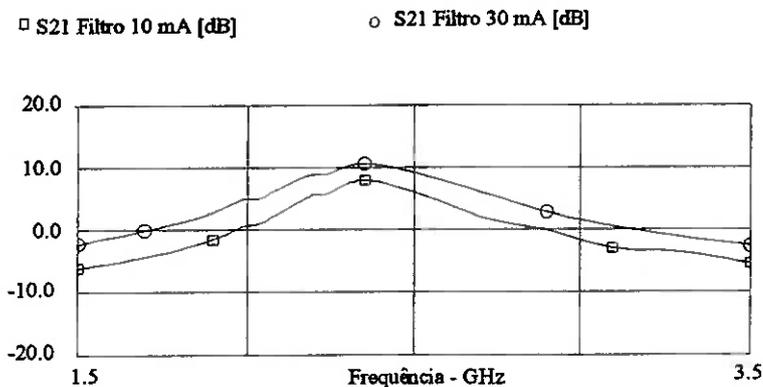


Figura 6-37 Ganho do filtro com polarizações de 10 e 30 mA

Conseguimos esta variação no ganho, alterando a corrente de dreno dos transistores, montando externamente um circuito que modificava a resistência de polarização do dreno dos transistores.

O protótipo de quarta ordem também apresentou resultados simulados e medidos bastante próximos. Para observar o comportamento do circuito cascadeado, caracterizou-se o filtro de quarta ordem com resistências de entrada de 50 e 200 Ohms em cada uma das entradas dos módulos de segunda ordem, e com todos os transistores polarizados para 10 mA. Os resultados são apresentados nas figuras 6-38 e 6-39.

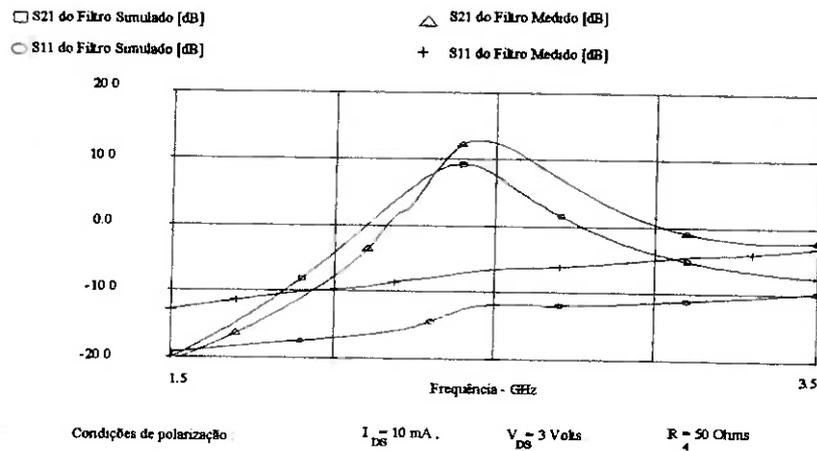


Figura 6-38 Comparação entre o protótipo simulado e o medido do filtro de quarta ordem com  $R_4 = 50 \Omega$

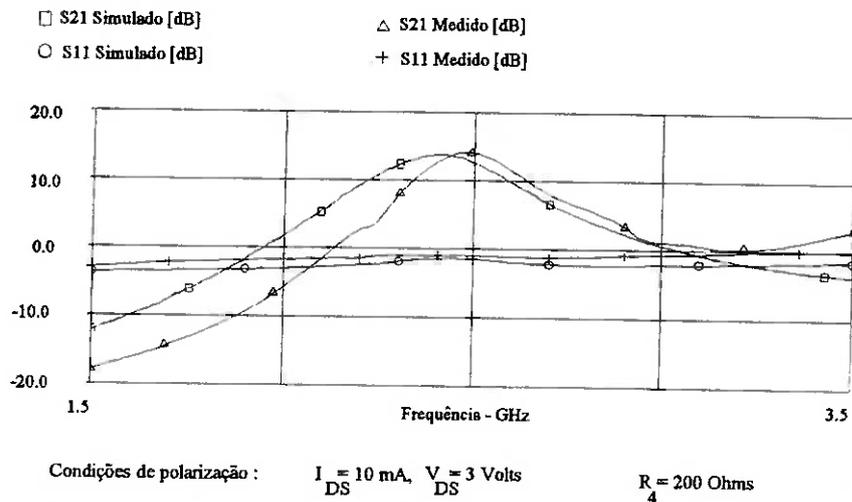


Figura 6-39 Comparação entre o protótipo simulado e o medido do filtro de quarta ordem com  $R_4 = 200 \Omega$

Notamos que para o filtro com  $R_4 = 200$  Ohms, o ganho aumenta em torno de 2 dB quando comparado ao protótipo com  $R_4 = 50$  Ohms, e a perda de retorno piora bastante. No filtro com  $R_4 = 50$  Ohms o retorno, no ponto de maior ganho, tem valor de -6,55 dB e para o filtro com  $R_4 = 200$  Ohms seu valor vai para -0,4114 dB.

Nas figuras 6-40 e 6-41 temos os resultados da isolação e da reflexão na saída do filtro de quarta ordem simulado e medido :

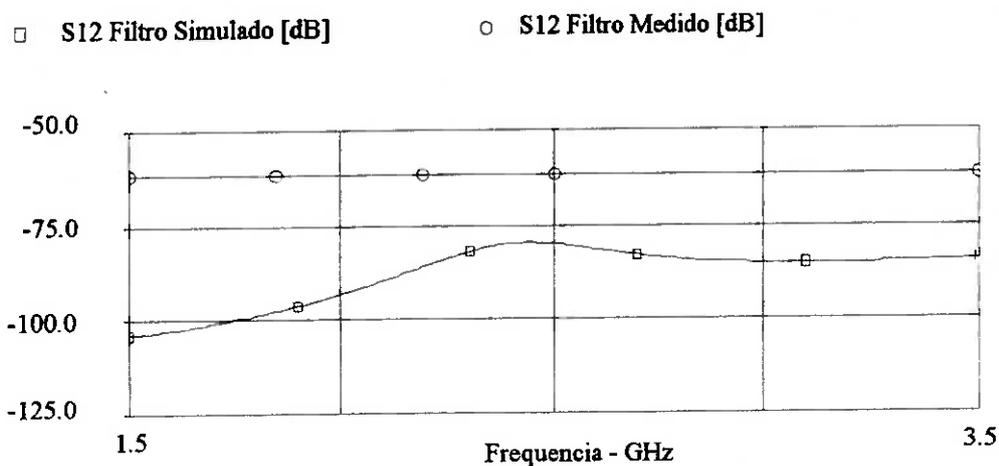


Figura 6-40 Resultados medidos e simulados da isolação do filtro de quarta ordem

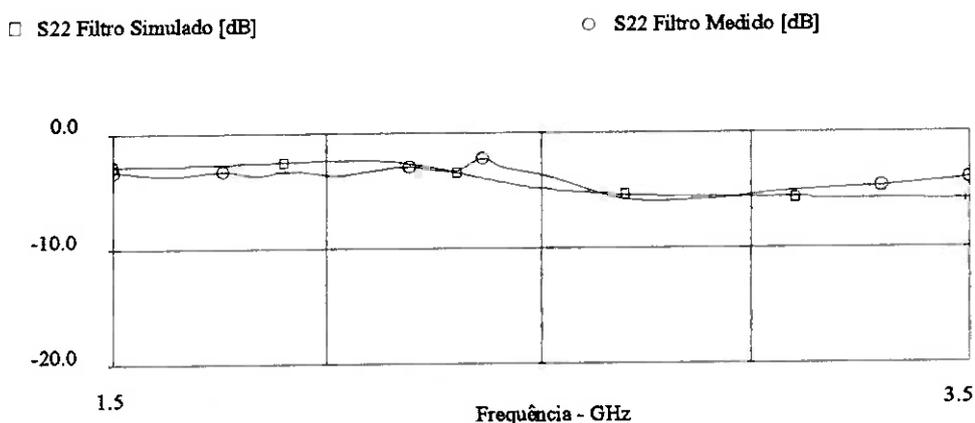


Figura 6-41 Resultados medidos e simulados da perda de retorno de saída do filtro de quarta ordem

## 6.5 Análise do resultados

Foi comprovada a importância da otimização no método empregado para o projeto de filtros ativos. Também as microlinhas de transmissão, utilizadas para interligar os componentes dos filtros influenciaram bastante na resposta.

Durante o processo de otimização observou-se que há um compromisso entre o ganho do filtro e seu comportamento de impedância constante, para a topologia apresentada : aproximando-se o valor de  $R_4$  de 50 Ohms, obtém-se menor ganho, porém melhora-se o retorno do circuito.

O projeto que realizamos foi otimizado para se obter um ganho maior que o do circuito modelado idealmente (0 dB na frequência central).

Com o objetivo de avaliarmos qual seria a diferença entre a otimização do filtro de quarta ordem visando ganho alto, e a otimização para se ter ganho de 0 dB na frequência central e comportamento de impedância constante, realizamos mais uma otimização do filtro de quarta ordem, impondo os seguintes "goals" :

"Goal" 1	"Goal" 2	"Goal" 3
freq. 2.27 a 2.75 GHz	freq. 2.07 a 2.09 GHz	freq. 2.9 a 3.0 GHz
$S_{21} > -0.1$ dB e $S_{21} < 0$ dB	$S_{21} < -0.37$ dB	$S_{21} < -0.37$ dB

obtivemos para esta otimização do filtro, os valores dos elementos listados abaixo :

$R = 100 \Omega$	$R_4 = 50 \Omega$
$R_1 = 125 \Omega$	$C = 1$ pF
$R_2 = 75 \Omega$	$L = 4,6694$ nH
$R_3 = 60 \Omega$	

-b) e para a segunda seção :

$$\begin{array}{ll}
 R = 300 \, \Omega & R_4 = 50 \, \Omega \\
 R_1 = 150 \, \Omega & C = 1,2693 \, \text{pF} \\
 R_2 = 50 \, \Omega & L = 4,0924 \, \text{nH} \\
 R_3 = 174,4369 \, \Omega &
 \end{array}$$

A figura 6-42 apresenta a comparação entre a simulação de duas otimizações do filtro de quarta ordem, considerando-se no circuito as microlinhas de transmissão que interligam os componentes. Vemos que apesar das diferenças entre os valores dos componentes, os dois resultados estão bem próximos quanto ao ganho. Em relação à perda de retorno, notamos que as curvas diferem bastante e observamos que para o protótipo com  $R_4$  grande (= 800 Ohms) a perda de retorno chega a ser positiva, o que indica instabilidade do circuito.

- $\nabla$  S21 Filtro Real Otimizado com R4 grande [dB]       $\square$  S21 Filtro Real Otimizado com comportamento de Impedância Constante [dB]  
 $\triangle$  S11 Filtro Real Otimizado com R4 grande [dB]       $\circ$  S11 Filtro Real Otimizado com comportamento de Impedância Constante [dB]

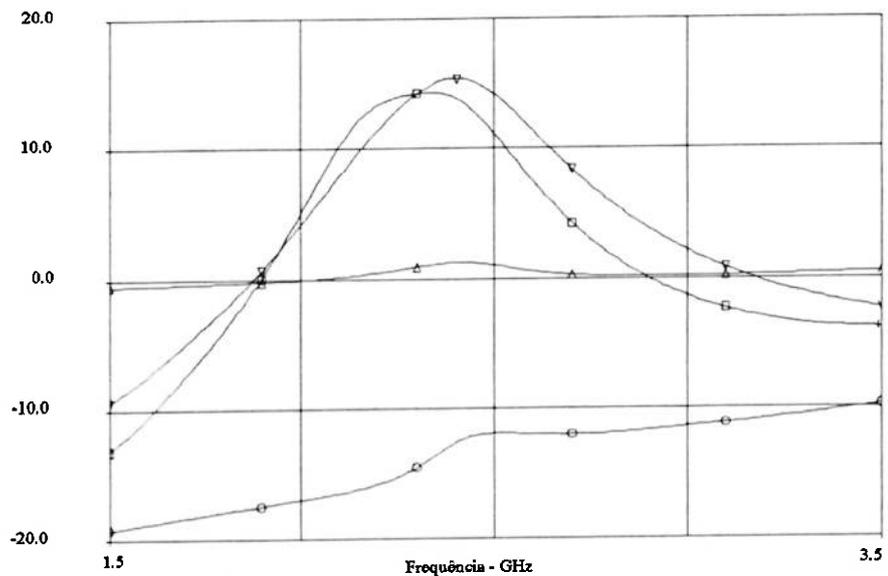


Figura 6-42 Simulação com duas otimizações do filtro de quarta ordem

## 7 COMENTÁRIOS E CONCLUSÕES

Este trabalho teve como objetivo estabelecer alguns métodos de projeto de filtros passivos e ativos de microondas, utilizando tecnologia de circuitos integrados.

O método proposto para o projeto de filtros passivos inclui duas versões de filtros "hairpin" com linhas de acesso acopladas e com acesso "tapped". Os projetos destas duas versões são apresentados separadamente na literatura<sup>(1,3)</sup>. Neste trabalho, foram identificados, e concentrados os pontos comuns de projeto destas duas versões em um único método, oferecendo ao projetista maior flexibilidade no desenvolvimento deste tipo de filtro. Devido à grande quantidade de cálculos envolvidos neste método de projeto, foi elaborado um programa de computador (HAIRPIN), que calcula as impedâncias pares e ímpares do filtro tipo "hairpin" a partir das características de perdas nas bandas de passagem e rejeição.

Após a etapa de definição da topologia e geometria do filtro passivo, comprovou-se a importância da simulação do componente para análise da sensibilidade das características com a variação dos parâmetros, e para a previsão do seu comportamento. Observou-se por exemplo, que se pode melhorar a planicidade da resposta do filtro variando-se o comprimento das linhas de acesso acopladas, e que a versão "tapped" deve ser utilizada quando a distância entre as linhas de acesso acopladas torna-se muito pequena, ou seja, quando a banda de passagem do filtro projetado é muito grande. Ressalta-se que para versão "tapped", a impedância interna deve ser próxima a 50 ohms, já que não é possível ajustar-se as impedâncias dos terminais para este tipo de acesso.

A realização de protótipos dos filtros projetados permitiu a validação do método apresentado, bem como a observação das limitações dos filtros e do processo de simulação.

A banda de passagem medida para os filtros "hairpin" foi menor que a projetada e a simulada. Esta diferença aumenta com a frequência de operação. Isto se deve à limitação do software "Libra" que permite a simulação de duas microlinhas acopladas, não considerando os acoplamentos internos do grampo e entre grampos adjacentes do "hairpin". Estes acoplamentos são significativos na prática, causando redução na banda de passagem, e tornam-se mais críticos à medida que aumenta a frequência. Acredita-se que a simulação da estrutura deste filtro através de um simulador eletro-magnético possa permitir a análise deste efeito.

Com base nos resultados, conclui-se que este tipo de filtro deve ser fabricado para operações em baixas frequências de microondas (até 3 GHz), onde os efeitos de dispersão são menores. Sugere-se que para frequências mais altas, se utilize o filtro com meio comprimento de onda, para o qual a influência entre as linhas adjacentes é pequena<sup>(35)</sup>.

Para os filtros ativos, foi utilizada uma técnica de baixa frequência, aplicada para microondas, utilizando-se o MESFET como elemento ativo<sup>(16)</sup>. O método baseia-se no cascadeamento de seções biquadráticas, processo que, nas frequências de microondas, exige que cada seção apresente um comportamento de impedância constante, isto é, impedâncias de entrada e saída iguais à impedância de referência. O número de células cascadeadas dependerá das características de ganho e rejeição desejadas para o filtro, aumentado conforme seja necessário maior ganho e maior seletividade (rejeição).

O projeto da seção biquadrática básica é facilmente realizado, utilizando-se um modelo ideal simples para o MESFET e calculando-se os elementos da impedância  $Z$  de sintonia (figura 5-6).

A etapa de simulação e otimização é fundamental no projeto destes filtros, já que as respostas do circuito mudam bastante quando o modelo ideal dos transistores são substituídos pelos seus parâmetros S reais, e quando são incluídas as linhas de interligação dos componentes.

A simulação também evidenciou um compromisso entre as características de ganho e de comportamento de impedância constante, para a topologia empregada da célula de segunda ordem. A otimização deve ser feita visando este compromisso, inclusive para evitar condições de instabilidade na operação do circuito.

Os resultados práticos obtidos com dois protótipos (segunda e quarta ordem) realizados foram bem próximos aos simulados, observando-se também que o ganho na banda de passagem pode ser facilmente ajustado, variando-se a corrente de polarização dos MESFET's.

Os filtros ativos projetados têm a vantagem de apresentar ganho ao invés de perda de inserção na banda de passagem. No entanto, os filtros passivos "hairpin" apresentaram características de rejeição superiores. O método de projeto e a topologia utilizada para os filtros é bastante flexível, visto que a resposta desejada para o componente pode ser obtida, variando-se a ordem do filtro, o que na prática, equivale simplesmente a cascatear outras células biquadráticas. No entanto, outros métodos de projetos deverão ser investigados<sup>(19, 20)</sup>, caso sejam necessárias rejeições agudas para os filtros ativos, além de ganho alto, o que aumentaria muito a ordem exigida para o circuito, aumentando também seu custo e complexidade.

**REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS**

- (1) CRISTAL, E. G. ; FRANKEL, S. Hairpin-line and hybrid hairpin-line/half-wave parallel-coupled-line filters. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 20, n. 11, p. 719-28, Nov. 1972 .
- (2) GYSEL, U. H. New theory and design for hairpin-line filters. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 22, n. 5, p. 523-31, May 1974.
- (3) WONG, J. S. Microstrip tapped-line filter design. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v.27, n. 1, p. 44-50 Jan. 1979
- (4) MALHERBE, J. A. G. **Microwave transmission line filters**. Dedham, Artech House, 1979
- (5) TEMES, G. C. ; MITRA, S. K. **Modern filter theory and design**. New York, John Willey, 1973 .
- (6) ZVEREV, A. **Handbook of filter synthesys**. New York, John Willey, 1967 .
- (7) MARIOTTO, P. **Teoria da aproximação em filtros elétricos**. São Paulo, EPUSP, 1992. /Xerocopiado/.
- (8) MATTHAEI, G. L. ; YOUNG, L. ; JONES, E. M. T. **Design of microwave filters, impedance matching networks and coupling structures**. Dedham, Artech House, 1980.

- (9) MATTHAEI, G. L. Design of wide-band ( or narrow-band ) band-pass microwave filters on the insertion loss basis. **IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 8, n. 6, p. 580-93, 1960.
- (10) WATKINS-JOHNSON COMPANY. **Comblin filters for microwave and millimeter-wave frequencies-Part 1**. Palo Alto, 1990. (Tech-Notes, v. 17, n. 5, p. 2-16).
- (11) MATTHAEI, G. L. Interdigital band-pass filters. **IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 10, n. 6, p. 479-91, Nov. 1962 .
- (12) GETSINGER, W. J. Coupled rectangular bar between parallel plates. **IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 10, n. 1, p. 65-72, Jan. 1962.
- (13) CRISTAL, E. G. Coupled-transmission-line directional filters with coupled lines of unequal characteristic impedances. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 14, n. 7, p. 337-46, Jul. 1966.
- (14) EESOF INCORPARATED. **Linecalc**. Westlake Village, CA, 1992.
- (15) EESOF INCORPARATED. **Libra**. Westlake Village, CA, 1992.
- (16) SUSSMAN-FORT, S. E., Design concepts for microwave GaAs FET active filters. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v.- 37, n. 9, p. 1418-24, Sep. 1989.

- (17) ADAMS, D. K. ; HO, R. Y. C. Active filter for UHF and microwave frequencies. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 17, n. 9, p. 662-70, Sep. 1969.
- (18) SNYDER, JR. R. V. ; BOZARTH, D. L. Analysis and design of a microwave transistor active filter. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 18, n.1, p. 1-9, Jan. 1970.
- (19) CHANG, C. ; ITOH, T. Microwave active filters based on coupled negative resistance method. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 38, n. 12, p. 1879-84, Dec. 1990.
- (20) RAUSHER, C. Microwave filters based on transversal and recursive principles. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 33, n. 12, p. 1350-60, Dec. 1985.
- (21) PAUKER, V. GaAs monolithic microwave active gyrator .In : **IEEE GALLIUM ARSENIDE INTEGRATED CIRCUIT SYMPOSIUM**, Grenelefe, 1986. p. 82-5. **Digest**. New York, IEEE, 1986.
- (22) DARYANANI, G. **Principles of active network syntesis and design**. New York, John Wiley, 1976.
- (23) MARIOTTO, P. **Fundamentos da síntese de filtros ativos**. São Paulo, EPUSP, 1992./Xerocopiado./
- (24) GUPTA, K. C. ; GARG, R ; BAHL, I. J. **Microstrip lines and slotlines**. Dedham, Artech House, 1979.

- (25) WENZEL, R. J. Exact design of microwave networks using quarter-wave lines. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 12, n. 1, p. 94-111, Jan. 1964.
- (26) MINNIS, B. J. Printed circuit coupled-line filters for bandwidths up to and greater than an octave. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 29, n. 3, p. 215-22, Mar. 1981.
- (27) PODCAMENI, A. Symmetrical and asymmetrical edge-coupled-line impedance transformers with a prescribable insertion loss design. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 34, n.1, p. 1-7, Jan. 1986.
- (28) COHN, S. B. Direct-coupled resonator filter. **IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 45, n. 1, p. 187-96, Jan. 1957.
- (29) SUSMAN-FORT, S.E. Computer-simulated design of an active microwave all-pass network. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, v. 27, n. 12, p. 1023-25, Dec. 1979.
- (30) ORCHAD, H. J. Active all-pass networks with constant resistance. **IEEE Transactions on Circuit Theory**, v. 21, n. 3, p. 177-9, Mar. 1973.
- (31) ZIAI, B. Hairpin line filter design using MCLIN elements. In : EESOF USERS' GROUP, Boston, 1991. **Proceedings**. Boston, EESOF, 1991. p. 1-4.
- (32) WILAMOWSKI, B. M., LEGOWSKI, S. F., STEADMAN, J. W. **FILTER Program for analog filter design**. Arizona, University of Tucson, 1992.

- (33) CONRAD, A. Software previews lumped-element filter performance. **Microwave & RF**, v. 32, n. 10, p. 115, Oct. 1993.
- (34) Borland C. C++, version 2.0 . Scoth Valley, Borland International, 1991 .
- (35) SHEINWALD, J. MMIC compatible bandpass filter design : a survey of applicable techniques. **Microwave Journal**, v.37, n. 9, p. 26-42.

## **Apêndice**

**Arquivo "hairpin.out"**

**Ferramenta para Síntese de Filtros passa faixa tipo Hairpin para microondas**

**Características do filtro:**

**Função de Transferência: Chebyshev**

**Ordem: 5**

**Frequência de corte inferior: 2.2500 GHz**

**Frequência de corte superior: 2.7500 GHz**

**Frequência de rejeição inferior: 2.0625 GHz**

**Frequência de rejeição superior: 3.0000 GHz**

**Atenuação mínima na banda de rejeição: 25.0000 dB**

**Ondulação máxima na banda de passagem: 0.1000 dB**

**Resultados de projeto:**

**Elementos concentrados normalizados g:**

1.0000

1.1468

1.3712

1.9750

1.3712

1.1468

1.0000

Constante de controle de impedância  $H = 0.100000$

k Zpar: Zimpar: Acoplamentos:

0	65.4153	35.1527	-10.4311
1	34.6635	4.4008	-2.2175
2	24.4125	14.9741	-12.4090
3	20.6835	19.7472	-32.7060
4	20.3063	14.0589	-14.8085
5	20.2983	19.4106	-33.0124
6	20.2983	14.0551	-14.8113
7	20.3063	19.4031	-32.8622
8	20.6835	13.4830	-13.5249
9	24.4125	22.9857	-30.4280
10	34.6635	4.4008	-2.2175
11	65.4153	35.1527	-10.4311

Constante de controle de impedância  $H = 0.200000$

k Zpar: Zimpar: Acoplamentos:

0	71.6829	28.8851	-7.4208
1	60.4632	17.6654	-5.2278
2	48.8249	29.9481	-12.4090
3	41.3669	39.4943	-32.7060
4	40.6125	28.1179	-14.8085
5	40.5966	38.8212	-33.0124
6	40.5966	28.1102	-14.8113
7	40.6125	38.8061	-32.8622
8	41.3669	26.9661	-13.5249
9	48.8249	45.9713	-30.4280
10	60.4632	17.6654	-5.2278
11	71.6829	28.8851	-7.4208

Constante de controle de impedância  $H = 0.300000$

k Zpar: Zímpar: Acoplamentos:

0	76.4922	24.0758	-5.6599
1	84.8046	32.3883	-6.9887
2	73.2374	44.9222	-12.4090
3	62.0504	59.2415	-32.7060
4	60.9188	42.1768	-14.8085
5	60.8949	58.2318	-33.0124
6	60.8949	42.1654	-14.8113
7	60.9188	58.2092	-32.8622
8	62.0504	40.4491	-13.5249
9	73.2374	68.9570	-30.4280
10	84.8046	32.3883	-6.9887
11	76.4922	24.0758	-5.6599

Constante de controle de impedância  $H = 0.350000$

k Zpar: Zímpar: Acoplamentos:

0	78.5921	21.9759	-4.9904
1	96.6706	40.0544	-7.6582
2	85.4436	52.4092	-12.4090
3	72.3921	69.1151	-32.7060
4	71.0719	49.2063	-14.8085
5	71.0441	67.9371	-33.0124
6	71.0441	49.1929	-14.8113
7	71.0719	67.9107	-32.8622
8	72.3921	47.1907	-13.5249
9	85.4436	80.4498	-30.4280
10	96.6706	40.0544	-7.6582
11	78.5921	21.9759	-4.9904

## Código Fonte

```

# include "hairpin.h"

//a instrução acima inclui um arquivo chamado hairpin.h que contém as declarações de //funções auxiliares utilizadas pelo programa

void main (void)
{
    double fca, fcb, fsa, fsb;           //frequências de corte e rejeição
    double H;                          //constante de controle impedância interna
    int aux, k;                          //variáveis auxiliares
    double Am, A;                       //valores máx. e mín. de atenuação nas bandas
    int n;                               //ordem do filtro
    int coordx, coordy;                 //coordenadas de tela
    char ftransf, flag, esclh;          //opções função de transferência,
                                        //calcular ordem e entrar outro valor de H

    double N;                           //variável auxiliar
    double FREQ, TTc;                   //calculo de frequências
    double Vecp [size], Vecm [size];    //vetores para os cálculos double No, Nn;
                                        //relação de transformação
    double Ls [size][size];            //matrizes de indutâncias
    double Coe [size];                 //vetor capacitâncias pares e acoplamentos
    double Gg [size];                  //vetor dos parâmetros g
    double Zp1 [size], Zp2 [size], //armazenamento temporário
        Zi1 [size], Zi2 [size]; //das saídas
    copyright ();                      //mensagem de início de programa
    options (&fca, &fcb, &fsa, &fsb, &n, &A, &Am, &ftransf, &flag);

                                        //leitura dos dados de entrada

    aux = norm (fca, fcb, fsa, fsb, &N); //normalização das
    if (aux == -1)                       //frequências características
        fsb = N;
    if (aux == 1)
        fsa = N;
    FREQ = freqsm (fca, fcb, fsb, &TTc);
    if (flag == 'S')
    {
        switch (ftransf)                 //cálculos dependentes do tipo de filtro
        {
            case 'C':
            {
                N = ordcheb (A, Am, FREQ); //ordem
                break;
            }
            case 'B':
            {
                N = ordbutt (A, FREQ);
            }
        }
        n = dtoi (N);                    //arredondamento da ordem
        cout << "nFiltro deve ter ordem " << n;
        vermem (n);                      //verificação de quantidade de memória
    }
    switch (ftransf)
    {
        case 'C':

```

```

    {
        gchb (n, Am, Gg);
        break;
    }
    case 'B':
    {
        gbut (n, Gg);
    }
}

aux = 1; //flag para a função imprime escrever as entradas no arquivo
H = 0.1;
do //variação da constante de impedância para os
{ //valores 0.1, 0.2 e 0.3
    admits (Gg, TTc, n, Vecp, Vecm, &No, &Nn, H); //calcular admitâncias das linhas
    caps (n, No, Nn, Vecp, Vecm); //calcular capacitâncias próprias e
                                        //mútuas
    inds (n, Vecp, Vecm, Ls); //calcular indutâncias SCTL
    split (n, Ls); //conversão de indutâncias SCTL em
                                        //hairpin
    inverte (Ls, 2*n+2); //obtenção de capacitâncias hairpin
    sepcaps (Coe, n, Ls); //separa capacitâncias pares e
                                        //ímpares
    linassim (n, Vecp, Vecm, Coe, Ls); //calcularimps. das linhas das
                                        //bordas
    linsim (Vecp, Vecm, Ls, n, Coe); //calcularimps. das linhas internas coupl (Vecp, Vecm, n, Coe);
        //calcular acoplamentos entre
        //linhas
    if (!imprime (aux, n, fca, fcb, fsa, fsb, Am, A, ftransf, flag, H, Gg, Vecp, Vecm, Coe))
        cout << "\nProblemas ao abrir ou fechar arquivo!";
    else cout << "\nArquivo escrito com sucesso para H = " << H << " ...";

    if (H == .1) //copiando os dados para mostrar na tela
        for (k = 0; k <= 2*n+1; k++)
        {
            Zp1 [k] = Vecp [k];
            Zi1 [k] = Vecm [k];
        }

    if (H == .2)
        for (k = 0; k <= 2*n+1; k++)
        {
            Zp2 [k] = Vecp [k];
            Zi2 [k] = Vecm [k];
        }

    aux = 0; //depois da primeira chamada a imprime, não mais se devem
        //escrever as características do filtro, que não variam com H.
    H = H + 0.1;
} while (H < 0.4);

//saída para a tela

cout << "\nPressione qualquer tecla para os resultados : ";
getch ();
scout (n, Zp1, Zi1, Zp2, Zi2, Vecp, Vecm);

```

```

cout << "\nPressione qualquer tecla...";
getch ();
clrscr ();

coordx = 1; //coordenadas da tela
coordy = 1;
do //Calcular para outro valor de H ?
{
    do //leitura da opção com verificação de condições
    {
        gotoxy (coordx,coordy);
        cout << "Deseja experimentar outro valor para a constante de controle de impedância interna ? (S/N) : ";
        clrscr ();
        esclh = getch ();
        esclh = toupper (esclh);
        cout << esclh;
        switch (esclh)
        {
            case 'S':
            case 'N':
                k = 1;
                break;
            case 'ESC':
            {
                k = 0;
                sair ();
            }
            break;
            default :
                k = 0;
        }
    }
} while (!k); //daqui só sai esclh com valor S ou N..

if (esclh == 'S') //se for S, calcular para outro valor de H até que
{ //esclh == N
    cout << "\n\nEntre um valor (>0): ";
    H = input (wherex (), wherey ()); //lendo um valor de H
    admits (Gg, TTe, n, Vecp, Vecm, &No, &Na, H); //calcular admitâncias das linhas
    caps (n, No, Na, Vecp, Vecm); //calcular capacitâncias próprias e mútuas
    inds (n, Vecp, Vecm, Ls); //calcular indutâncias SCTL
    split (n, Ls); //conversao de indutâncias SCTL
    //em hairpin
    inverte (Ls, 2*n+2); //obtenção de capacitâncias hairpin sepcaps (Coe, n, Ls);
    //separa capacitâncias pares e ímpares
    linassim (n, Vecp, Vecm, Coe, Ls); //calcularimps. das linhas das bordas
    linsim (Vecp, Vecm, Ls, n, Coe); //calcularimps. das linhas internas
    coupl (Vecp, Vecm, n, Coe); //calcular acoplamentos entre linhas
    if (!imprime (aux, n, fca, fcb, fca, fcb, Am, A, fransf, flag, H, Gg, Vecp, Vecm, Coe))
        cout << "\nProblemas ao abrir ou fechar arquivo!";
    else cout << "\nArquivo escrito com sucesso para H = " << H << " ... ";
    scrout2 (n, H, Vecp, Vecm);
} //se for N, já sai do loop
coordy = wherey (); //alteração da linha para rolar a tela
} while (esclh == 'S');
cout << "\nPressione qualquer tecla para terminar...";
getch ();
clrscr ();

```

```

cout << "O arquivo hairpin.out, gerado neste diretório, contém as características completas do filtro !";
}

//////////Funções auxiliares ao programa//////////

int doi (double A)          //arredonda o valor da ordem do filtro
{
    double Pint, Pfrac;

    Pfrac = modf (A, &Pint);
    Pfrac = fabs (Pfrac);
    if (Pfrac >= 0.3)
    {
        Pint = Pint + 1;
    }
    return Pint;
}

double ordcheb (double A, double Am, double wsm)
{
    double aux1, aux2;

    //calcula o valor da ordem do filtro se
    //for tipo Chebysheff
    //N=(acosh(sqrt((10^(A/10)-1)/(10^(Am/10)-1))))/(acosh(wsm))

    aux1 = pow (10, (A/10)) - 1;
    aux2 = pow (10, (Am/10)) - 1;
    aux1 = aux1 / aux2;
    aux1 = sqrt (aux1);
    aux1 = acosh (aux1);
    aux2 = pow (wsm, -1);
    aux2 = acosh (aux2);

    return (aux1 / aux2);
}

double ordbutt (double A, double wsm)
{
    double aux1, aux2;

    //calcula o valor da ordem do filtro se
    //for tipo Butterworth
    //N=(ln(10^(A/10)-1))/(2ln(1/wsm))

    aux1 = pow (10, (A/10)) - 1;
    aux1 = log (aux1);
    aux2 = pow (wsm, -1);
    aux2 = 2 * log(aux2);

    return (aux1 / aux2);
}

double acosh (double x)
{
    double aux;

    //acosh(x)=ln(x+(x^2-1)^.5)

    aux = x * x - 1;
    aux = sqrt (aux);
    aux = aux + x;
    aux = log (aux);
    return aux;
}

double freqsm (double fca, double fcb, double fsh, double *TTe)

```

```

{
    double f0, OMEGAc, OMEGAs, OMEGAsm;

    f0 = sqrt (fca * fcb);           //f0
    *TTc = M_PI * fcb / (2 * f0);   //TTc
    OMEGAc = tan (*TTc);           //OMEGAc
    OMEGAs = tan (M_PI * fcb / (2 * f0)); //OMEGAs
    OMEGAsm = OMEGAs / OMEGAc;     //OMEGAsm
    return OMEGAsm;
}

int norm (double fca, double fcb, double fsa, double fsb, double *OUT)
{
    if (fca * fcb != fsa * fsb)     //calcula frequências de rejeição
    {                                 //para o filtro ficar simétrico
        if (fca * fcb < fsa * fsb)
        {
            *OUT = fca * fcb / fsb; //fsa'
            return 1;
        }
        else
        {
            *OUT = fca * fcb / fsa; //fsb'
            return -1;
        }
    }
    else return 0;
}

void copyright (void)               //mensagem de início de programa
{
    char ch;
    textcolor (LIGHTGRAY);
    textbackground (BLACK);
    clrscr ();
    cout << "\nFerramenta para Síntese de Filtros passa faixa tipo Hairpin para microondas";
    cout << "\n\nVersao 1.0";
    cout << "\n\nData: " << DATA;
    cout << "\n\nAutores: David Viveiros Júnior\n    Douglas Atique";
    cout << "\n\n\nAtenção! Este programa trabalha com filtros de ordem até " << (size/2)-1 << " !";
    cout << "\n\nPressione ESC para terminar, ou outra tecla para continuar...\n";
    for (;;) //loop infinito
    {
        ch = getch ();
        if (ch == ESC)
            sair ();
        else break;
    }
    return;
}

void options (double *fca, double *fcb, double *fsa, double *fsb, int *n, double *A, double *Am, char *ft, char *co)
{
    char aux;                        //entrada dos dados
    int lim;
    {
        clrscr ();

```

```

do
{
    gotoxy (1,1);
    cout << "Calcular ordem do filtro ? (S/N) : ";
    clreol ();
    *co = getch ();
    *co = toupper (*co);
    cout << *co;
    switch (*co)
    {
        case 'S':
        case 'N':
            aux = 1;
            break;
        case ESC :
            {
                aux = 0;
                sair ();
            }
            break;
        default :
            aux = 0;
    }
} while (!aux);

do
{
    gotoxy (1,3);
    cout << "Função de Transferência C (hebyshev) ou B (utterworth) : ";
    clreol ();
    *ft = getch ();
    *ft = toupper (*ft);
    cout << *ft;
    switch (*ft)
    {
        case 'C':
        case 'B':
            aux = 1;
            break;
        case ESC :
            {
                sair ();
                aux = 0;
            }
            break;
        default :
            aux = 0;
    }
} while (!aux);
}

gotoxy (1,5);
cout << "Frequências de corte na banda de passagem (GHz) : ";
do
{
    aux = 1;
    gotoxy (3,7);

```

```

cout << "-> inferior fc1 (>0) : ";
clear ();
*fcb = input (26,7);
if (*fcb <= 0)
    aux = 0;
} while (!aux);
cout << " -> " << *fcb;
do
{
    aux = 1;
    gotoxy (3,8);
cout << "-> superior fc2 (>fc1) : ";
    clear ();
    *fca = input (28,8);
    if (*fca <= *fcb)
        aux = 0;
} while (!aux);
cout << " -> " << *fca;

if (*co == 'S')
{
    gotoxy (1,10);
cout << "Frequências limites da banda de rejeição (GHz) : ";
    do
    {
        aux = 1;
        gotoxy (1,12);
        cout << "-> inferior fs1 (>0 e <fc1) : "; clear ();
        *fsb = input (31,12);
        if ((*fsb <= 0) || (*fsb >= *fcb))
            aux = 0;
    } while (!aux);
    cout << " -> " << *fsb;
    do
    {
        aux = 1;
        gotoxy (1,13);
        cout << "-> superior fs2 (>fc2) : "; clear ();
        *fsa = input (26,13);
        if (*fsa <= *fca)
            aux = 0;
    } while (!aux);
    cout << " -> " << *fsa;
    do
    {
        aux = 1;
        gotoxy (1,15);
        cout << "Atenuação mínima na banda de rejeição (dB, >0) : ";
        clear ();
        *A = input (50,15);
        if (*A <= 0)
            aux = 0;
    } while (!aux);
    cout << " -> " << *A;
}
else
{

```

```

*fsb = MINREJ;
*fsa = MAXREJ;
do
{
    aux = 1;
    gotoxy (1,10);
    clreol ();
    cout << "Entre a ordem do filtro : "; *n = (int)
    input (27,10);
    if (*n <= 0)
        aux = 0;
    } while (!aux);
    cout << " -> " << *n;
}
if (*ft == 'C')
{
    do
    {
        aux = 1;
        if (*co == 'S')
            lin = 17;
        else
            lin = 12;
        gotoxy (1,lin);
        cout << "Ondulação máxima na banda de passagem (dB, >0): ";
        clreol ();
        *Am = input (49,lin);
        if (*Am <= 0)
            aux = 0;
        } while (!aux);
        cout << " -> " << *Am;
    }
}

void gbutt (int N, double *G) //calcula os gk's de Butterworth
{
    int k;
    double aux = (M_PI/(2 * N));
    G [0] = 1;
    for (k=1; k<=N; k++)
    {
        G [k] = 2 * sin ((2 * k - 1) * aux);
    }
    G [N+1] = 1;
}

void gcheb (int N, double Am, double *G) //calcula os gk's de Chebysheff
{
    int k;
    double BETA, GAMA, A [size], B [size];
    double trig = M_PI_2/N;
    double den = 40 * M_LOG10E;
    double aux;

    BETA = coth (Am/den);
    BETA = log (BETA);
    GAMA = BETA/(2 * N);

```

```

GAMA = sinh (GAMA);
for (k=1; k <=N; k++)
{
A [k] = sin ((2 * k - 1) * trig);
aux = sin (k * 2 * trig);
B [k] = pow (GAMA, 2) + pow (aux, 2); }

G [0] = 1;
G [1] = 2 * A [1] / GAMA;
for (k = 2; k <= N; k++)
{
G [k] = 4 * A [k-1] * A [k];
G [k] = G [k]/(B [k-1] * G [k-1]);
}
if (fmod (N, 2) == 0)
{
G [N + 1] = coth (BETA/4);
G [N + 1] = pow (G [N+1], 2);
}
else
{
G [N + 1] = 1;
}
}

double coth (double x)
{
double aux1 = exp (x); //coth (x)=(e^x + e^-x)/(e^x - e^-x)
double aux2 = exp (-x);

return ((aux1 + aux2)/(aux1 - aux2));
}

int imprime (int sinal, int N, double fca, double fcb, double fsa, double fsb, double Am,
double A, char ft, char co, double h, double *G, double *Zoc, double *Zoo, double *Cop)
{
int conta, aux; //imprime resultados dos cálculos num arquivo
FILE *fp; //chamado hairpin.out
char funtrf [13]; //função de transferência para imprimir
if (sinal == 1) //na primeira chamada abrir para escrever
fp = fopen ("hairpin.out", "w"); //e nas seguintes, acrescentar ao conteúdo

else fp = fopen ("hairpin.out", "a"); //já escrito

if (fp == NULL) //ação em caso de erro
return 0;

else //ação em caso de tudo estar em ordem
{
if (sinal == 1) //primeira chamada da função
{
switch (ft) //escrever no arquivo a função de transferência
{
//utilizada
case 'C': strcpy (funtrf, "Chebyshev");
break;
case 'B': strcpy (funtrf, "Butterworth");
}
}
}
}

```

```

fprintf(fp, "Ferramenta para Síntese de Filtros passa faixa tipo Hairpin para microondas");
fprintf(fp, "\n\nCaracterísticas do filtro:");
fprintf(fp, "\n Função de Transferência: %s", funtrf);
fprintf(fp, "\n Ordem: %d", N);
fprintf(fp, "\n Freqüência de corte inferior: %10.4lf GHz", fcb);
fprintf(fp, "\n Freqüência de corte superior: %10.4lf GHz", fca);
if (co == 'S')
{
    fprintf(fp, "\n Freqüência de rejeição inferior: %10.4lf GHz", fsb);
    fprintf(fp, "\n Freqüência de rejeição superior: %10.4lf GHz", fsa);
}
fprintf(fp, "\n Atenuação mínima na banda de rejeição: %10.4lf dB", A);
if (ft == 'C')
    fprintf(fp, "\n Ondulação máxima na banda de passagem: %10.4lf dB", Am);
fprintf(fp, "\n\nResultados de projeto: ");
fprintf(fp, "\n Elementos concentrados normalizados g:"); //imprimindo os g's
for (conta = 0; conta <= N+1; conta++)
    fprintf(fp, "\n % 8.4lf", G [conta]);
} //dados que serao impressos somente na primeira chamada da função
fprintf(fp, "\n\n Constante de controle de impedância H = %lf", h);
fprintf(fp, "\n k Zpar: Zimpar: Acoplamentos:");
for (conta=0; conta<=2*N+1; conta++)
    fprintf(fp, "\n%3d %10.4lf %10.4lf %10.4lf", conta, Zoe [conta], Zoo [conta], Cop [conta]);

if (fclose (fp)) //fechando o arquivo...
{
    printf ("\nNao é possível fechar o arquivo!"); //erro!!
    return 0;
}
else return 1; //sucesso.
}
}

void scrout (int n, double *Zp1, double *Zi1, double *Zp2, double *Zi2, double *Zp3, double *Zi3)
{
    int index;
    printf ("\nResultados do projeto: ");
    printf ("\n          H = 0.1                H = 0.2        H = 0.3");
    printf ("\nlinha Zpar: Zimpar: Zpar: Zimpar: ");
    for (index = 0; index <= 2*n+1; index++)
    {
        printf ("\n%4d %10.2lf %10.2lf %10.2lf %10.2lf %10.2lf %10.2lf",
            index, Zp1[index], Zi1[index], Zp2[index], Zi2[index], Zp3[index], Zi3[index]);
    }
}

void scrout2 (int n, double H, double *Zp, double *Zi)
{
    int index;
    printf ("\nH = %lf", H);
    printf ("\nlinha Zpar: Zimpar: ");
    for (index = 0; index <= 2*n+1; index++)
        printf ("\n%4d %10.2lf %10.2lf", index, Zp[index], Zi[index]);
    printf ("\n");
}

void admits (const double *G, double TTc, int N, double *Yp, double *Ym, double *No,
double *Nm, double H)

```

```

{
    int k;
    double aux1 = tan (TTe);
    double aux2 = sin (TTe);

    //calcula os Yk's e Yk,k+1's
    //OMEGAc

    Yp [1] = G [1] * G [2];
    Yp [1] = H * (aux1 - aux2 * pow (Yp [1], -0.5));

    //H = pow (Yp [1], -1);
    //Yp[1]=Yp[1] * H;

    Yp [N] = sqrt (G [N-1] * G [N]);
    Yp [N] = H * (aux1 - aux2 * pow (Yp [N], -1));
    Ym [0] = H * pow(G [0] * G [1],-1);
    Ym [N] = H * pow(G [N] * G [N+1],-1);
    //Ym[0]= Y 0,1
    //Ym [N] = Y N,N+1
    for (k = 1; k <= N-1; k++)
    {
        Ym [k] = sqrt (G [k] * G [k+1]);
        Ym [k] = H * aux2 * pow (Ym [k], -1);
        //Ym [k] = Y k,k+1
    }
    for (k = 2; k <= N-1; k++)
    {
        Yp [k] = H * aux1 - (Ym [k-1] + Ym [k]);
    }
    *No = pow (Ym [0], -0.5);
    *Nn = pow (Ym [N], -0.5);
}

void caps (int N, double No, double Nn, double *Cp, double *Cm)
{
    int k;
    double Yp [size], Ym [size]; //cálculo de capacitâncias próprias
    for (k=0;k<=N+1;k++) // e mútuas
    {
        Yp [k] = Cp [k];
        Ym [k] = Cm [k];
    }
    Cp [0] = No * (No-1) * Ym [0];
    Cm [0] = No * Ym [0];
    Cp [1] = Yp [1] - (No-1) * Ym [0];
    Cp [N+1] = Nn * (Nn-1) * Ym [N];
    Cm [N] = Nn * Ym [N];
    Cp [N] = Yp [N] - (Nn-1) * Ym [N];
    Cm [1] = Ym [1];
    for (k=2; k <= N-1; k++)
    {
        Cp [k] = Yp [k];
        Cm [k] = Ym [k];
    }
}

void inds (int N, const double *Cp, const double *Cm, double L [size][size])
{
    int k, k1; //cálculo da matriz de indutâncias

    //do filtro interdigital

    for (k=0; k < size; k++)
        for (k1=0; k1 < size; k1++)
            L [k][k1] = 0;
}

```

```

L [0][0] = Cp [0] + Cm [0];
L [N+1][N+1] = Cp [N+1] + Cm [N];
for (k=1; k <= N; k++)
{
    L [k-1][k] = Cm [k-1];
    L [k][k-1] = Cm [k-1];
    L [k][k] = Cp [k] + Cm [k-1] + Cm [k]; }
L [N+1][N] = Cm [N];
L [N][N+1] = Cm [N];
}

void split (int N, double Ls [size][size])
{
    int k, p; //do filtro Hairpin
    double AC;
    double aux [size][size];

    for (k=0; k<= 2*N+1; k++)
        for (p=0; p<=2*N+1; p++)
            aux [k][p] = Ls [k][p];
    AC = -35;
    AC = AC / 20;
    AC = pow (10, AC); //AC=10^(-35/20)
    Ls [0][0] = aux [0][0];
    Ls [2 * N + 1][2 * N + 1] = aux [N+1][N+1];
    Ls [1][0] = Ls [0][1] = aux [0][1];
    for (k=1; k <= N; k++)
    {
        p = 2 * k - 1;
        Ls [p][p] = Ls [p+1][p+1] = aux [k][k]/(2*(1-AC));
        Ls [p][p+1] = Ls [p+1][p] = AC * Ls [p][p];
        p++;
        Ls [p][p+1] = Ls [p+1][p] = aux [k][k+1];
    }
}

double invert (double A [size][size], int N) //constrói em A a inversa da matriz de entrada
//e retorna o determinante da original
//obtem a matriz de capacitancias do filtro Hairpin

{
    int lin, col, INDX [size], D;
    double Y [size][size], DET;

    for (lin=0; lin < N; lin++) //Y == matriz identidade de ordem N
    {
        for (col=0; col < N; col++)
        {
            Y [lin][col] = 0;
        }
        Y [lin][lin] = 1;
    }
    ////////////Decomposição LU//////////
    {
        double VV [size], AAMAX, SUM, DUM;
        int roW, coL, auX, roWMax;

        D = 1;
        for (roW=0; roW < N; roW++)

```

```

{
  AAMAX = 0;
  for (col=0; col < N; col++)
  {
    if (fabs(A[row][col]) > AAMAX)
      AAMAX = fabs (A [row][col]);
  }
  if (AAMAX == 0)
    return 0;
  else
    VV [row] = pow (AAMAX, -1);
}
for (col=0; col < N; col++)
{
  for (row=0; row <= col-1; row++)
  {
    SUM = A [row][col];
    for (auX=0; auX <= row-1; auX++)
      SUM = SUM - A [row][auX] * A [auX][col]; A [row][col] = SUM;
  }
  AAMAX = 0;

  for (row=col; row < N; row++)
  {
    SUM = A [row][col];
for (auX=0; auX <= col-1; auX++)
      SUM = SUM - A [row][auX] * A [auX][col]; A [row][col] = SUM;
    DUM = VV [row] * fabs (SUM);
    if (DUM >= AAMAX)
    {
      rowMax = row;
      AAMAX = DUM;
    }
  }
  if (col != rowMax)          //permutação de linhas
  {
    for (auX=0; auX < N; auX++)
    {
      DUM = A [rowMax][auX];
      A [rowMax][auX] = A [col][auX];
      A [col][auX] = DUM;
    }
    D = -D;
    VV [rowMax] = VV [col];
  }
  INDX [col] = rowMax;
  if (A [col][col] == 0)
    A [col][col] = TINY;
  if (col < N-1)
  {
    DUM = pow (A [col][col], -1);
    for (row=col+1; row < N; row++)
      A [row][col] = A [row][col] * DUM; }
  }
}
}
//////////Cálculo do determinante da matriz original//////////
{

```

```

DET =(double) D;
for (lin=0; lin < N; lin++)
    DET = DET * A [lin][lin];
}
////////Resolução dos sistemas lineares////////
{
    int II, JJ, LL;
    double SOMA;

    for (col=0; col < N; col++)
    {
        II = 0;
        for (lin=0; lin < N; lin++) //Ly=b
        {
            LL = INDX [lin];
            SOMA = Y [LL][col];
            Y [LL][col] = Y [lin][col];
            if (II >= 0)
                for (JJ=II; JJ <= lin-1; JJ++)
                    SOMA = SOMA - A [lin][JJ] * Y [JJ][col]; else
                    if (SOMA != 0)
                        II = lin;
            Y [lin][col] = SOMA;
        }

        for (lin=N-1; lin >= 0; lin--) //Ux=y
        {
            SOMA = Y [lin][col];
            if (lin < N-1)
                for (JJ=lin+1; JJ < N; JJ++)
                    SOMA = SOMA - A [lin][JJ] * Y [JJ][col]; Y [lin][col] =
                    (SOMA / A [lin][lin]);
        }
    }
}

for (lin=0; lin < N; lin++)
    for (col=0; col < N; col++)
        A [lin][col] = Y [lin][col];

return DET;
}

void sepcaps (double *Coe, int N, double Ls [size][size])
{
    int k, last = 2*N+1; //separação das capacitâncias pares
    double aux;

    aux = fabs(Ls[0][1]);
    Coe [0] = Ls [0][0] - aux;
    aux = fabs(Ls [last][2*N]);
    Coe [last] = Ls [last][last] - aux;
    for (k=1; k <= 2*N; k++)
    {
        aux = Ls [k][k-1] + Ls [k][k+1];
        aux = fabs (aux);
        Coe [k] = Ls [k][k] - aux;
    }
}

```

```

    }
}

void linessim (int N, double *Zoe, double *Zoo, double *Coe, double Ls [size][size])
{
    double F1 = Coe[0]*Coe[1]+Coe[0]*fabs(Ls[0][1])+Coe[1]*fabs(Ls[0][1]),
           F2 = Coe[2*N+1]*Coe[2*N]+Coe[2*N+1]*fabs(Ls[2*N+1][2*N])+Coe[2*N]*fabs(Ls[2*N+1][2*N]);

    alincalc (0,1,F1,Zoe,Zoo,Coe,Ls); //calculo das impedancias das linhas de terminação
    alincalc (1,0,F1,Zoe,Zoo,Coe,Ls); //consideradas assimétricas
    alincalc (2*N,2*N+1,F2,Zoe,Zoo,Coe,Ls);
    alincalc (2*N+1,2*N,F2,Zoe,Zoo,Coe,Ls);
}

void alincalc (int i, int j, double F, double *Zev, double *Zod, double *Cev, double Ls[size][size])
{
    Zev [i] = (Cev [j] + 2*fabs(Ls [i][j]))/F; //rotina auxiliar da função acima
    Zod [i] = (fabs(Cev [j]))/F;
    Zev [i] = Zev [i] * 50;
    Zod [i] = Zod [i] * 50;
}

void linsim (double *Zoe, double *Zoo, double Ls [size][size], int N, double *Coe)
{
    int k;

    for (k=2; k <= 2*N-1; k++) //cálculo das impedâncias das linhas internas (consideradas simétricas)
    {
        Zoe [k] = pow (Coe[k],-1);
        Zoo [k] = Coe[k]+2*fabs(Ls[k][k+1]);
        Zoo [k] = pow (Zoo [k],-1);
        Zoe [k] = Zoe [k] * 50;
        Zoo [k] = Zoo [k] * 50;
    }
}

void coupl (double *Zoe, double *Zoo, int N, double *Cp)
{
    int k;
    for (k=0; k <= 2*N+1; k++) //cálculo dos acoplamentos entre linhas adjacentes
    {
        Cp [k] = (Zoe [k] - Zoo [k])/(Zoe [k] + Zoo [k]);
        Cp [k] = 20 * log10 (Cp [k]);
    }
}

void vermem (int N) //verifica se o filtro vai utilizar mais memória que a dimensionada
{
    if (N > size/2-1)
    {
        cout << "\nEsse filtro vai estourar a capacidade de memória do programa! \nExecução abortada...";
        exit (0);
    }
}

void sair (void)
{

```

```

char ch, buf [4096];
gettext (20,9,61,16,buf);
window (20,9,61,16);
textcolor (RED);
textbackground (WHITE);
printf (" Para sair do programa, pressione ENTER (ou outra tecla para continuar...) ");
textcolor (WHITE);
textbackground (BLACK);
ch = getch ();
switch (ch)
{
    case ENTER:
    {
        window (1,1,80,25);
        clrscr ();
        exit (1);
    }
    break;
    default :
    {
        clrscr ();
        window (1,1,80,25);
        puttext (20,9,61,16,buf);
    }
}

double input (int x, int y)
{
    int k = 0, ponto=0, End = 0;
    double d;
    char num [80] = "\x0";
    char chr, *erro;
    do
    {
        chr = getch ();
        switch (chr)
        {
            case ESC:
            {
                sair ();
                gotoxy (x+k,y);
            }
            break;
            case '!':
            case '+':
            {
                if (!k) //sinal só aceito como primeiro dígito
                {
                    num [k] = chr;
                    cout << chr;
                    k++;
                }
            }
            break;
            case ENTER:
            if ((k > 0)&&(num [k-1] != '.')&&(num [k-1] != '-')&&(num [k-1] != '+')&&(num [k-1] != '-'))
                //só aceita ENTER se algo válido

```

```

        {
            num [k] = '\x0';
            End = 1; //flag para terminar
        }
break;
case '!':
case ',':
{
    if (!ponto) //só aceita ponto decimal uma vez
    {
        num [k] = '.';
        k++;
        ponto = 1;
        cout << chr;
    }
}
break;
case BKSP:
if (k > 0)
{
    k--; //voltar índice
    if ((num [k] == '.') && (num [k] == ','))
        ponto = 0; //permite apagar o ponto decimal
    num [k] = '\x0'; //sinalizar final de string naquele ponto
    cout << '\b' << ' ' << '\b'; //mostrar na tela que o último caractere foi apagado
}
break;
default:
{
    if (isdigit(chr)) //para qualquer caractere que nao
    { //os discriminados acima, é feita a verificação
        num [k] = chr; //se é número ou nao
        k++;
        cout << chr;
    }
}
}
} while (!End); //verificando flag para término
d=srtod (num,&erro);
return d;
}

```

## Arquivo "HEADER" (Declarações das funções auxiliares ao programa)

```

#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <iostream.h>
#include <math.h>
#include <ctype.h>
#include <conio.h>
#include <string.h>
#define TINY 1E-20
#define size 50
#define MAXREJ *fca*2
#define MINREJ *fcb/2
#define ENTER 13
#define BKSP 8
#define ESC 27
#define DATA "29/04/94"

int dtoi (double A);
//arredonda o valor da ordem do filtro

double ordcheb (double A, double Am, double wsm);
//calcula ordem de filtro Chebyshev

double ordbutt (double A, double wsm);
//calcula ordem de filtro Butterworth

double acosb (double x);
//calcula o arco cosseno hiperbólico de um real

double freqsm (double fca, double fcb, double fsb, double *TTC);
//calcula frequências características

int norm (double fca, double fcb, double fsa, double fsb, double *OUT);
//normalização de frequências de corte e rejeição

void copyright (void);
//mensagem de início do programa

void options (double *fca, double *fcb, double *fsa, double *fsb, int *n, double *A, double *Am, char *ft, char *co);
// valores de entrada

void gbutt (int N, double *G);
//calcula os gk's para filtro Butterworth

void gcheb (int N, double Am, double *G);
//calcula os gk's para filtro Chebyshev

double coth (double x);
//calcula a cotangente hiperbólica de um número

void scrout (int n, double *Zp1, double *Zi1, double *Zp2, double *Zi2, double *Zp3, double *Zi3);
//imprime impedâncias pares e ímpares na tela para H = .1, .2 e .3.

void scrout2 (int n, double H, double *Zp, double *Zi);
//imprime impedâncias pares e ímpares na tela para outros H's

int imprime (int sinal, int N, double fca, double fcb, double fsa, double fsb, double Am, double A, char ft, char co, double h, double *G,
double *Zoe, double *Zoo, double *Cop);
//imprime características do filtro e impedâncias pares e ímpares e
//acoplamentos em um arquivo chamado hairpin.out

void admits (const double *G, double TTC, int N, double *Yp, double *Ym, double *No, double *Nn, double H);
//calcula admitâncias normalizadas SCTL

void caps (int N, double No, double Nn, double *Cp, double *Cm);
//calcula capacitâncias normalizadas

void inds (int N, const double *Cp, const double *Cm, double L [size][size]);
//calcula a matriz de indutâncias normalizadas

void split (int N, double Ls [size][size]);
//transforma o filtro interdigital em hairpin

double invert (double A [size][size], int N);

```

```

//inverte uma matriz NxN
void sepcaps (double *Coe, int N, double Ls [size][size]);
//separa capacitâncias pares próprias da matriz de capacitâncias hairpin
void linassim (int N, double *Zoe, double *Zoo, double *Coe, double Ls [size][size]);
//calcula as impedâncias das linhas das bordas, consideradas assimétricas
void alincalc (int i, int j, double F, double *Zev, double *Zod, double *Cev, double Ls [size][size]);
//chamada por linassim
void linsim (double *Zoe, double *Zoo, double Ls [size][size], int N, double *Coe);
//calcula as impedâncias das linhas internas, consideradas simétricas
void coupl (double *Zoe, double *Zoo, int N, double *Cp);
//calcula os acoplamentos entre linhas
void vermem (int N);
//verifica estouro da capacidade de memória do programa
void sair (void);
//função que sai do programa
double input (int x, int y);
//função de leitura de variáveis numéricas (protege contra dados inválidos)
```