

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**UM NOVO FILTRO DE MICROONDAS COM DUPLA  
BANDA PASSANTE UTILIZANDO RESSOADORES  
MINIATURIZADOS**

**CÉLIO RAMOS ALVES**

**ORIENTADOR: HUMBERTO ABDALLA JÚNIOR**

**DISSERTAÇÃO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PUBLICAÇÃO: PPGENE.DM – 0314/2007**

**BRASÍLIA/DF: AGOSTO/2007**

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
FACULDADE DE TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

UM NOVO FILTRO DE MICROONDAS COM DUPLA BANDA  
PASSANTE UTILIZANDO RESSOADORES MINIATURIZADOS

CÉLIO RAMOS ALVES

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO ACADÊMICO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE.

APROVADA POR:



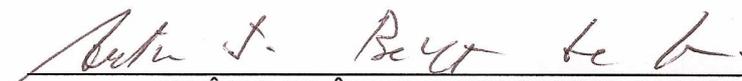
---

HUMBERTO ABDALLA JÚNIOR, Dr., ENE/UNB  
(ORIENTADOR)



---

ANTÔNIO JOSÉ MARTINS SOARES, Dr., ENE/UNB  
(EXAMINADOR INTERNO)



---

ANTÔNIO JERÔNIMO BELFORT DE OLIVEIRA, Dr., UFPE  
(EXAMINADOR EXTERNO)

BRASÍLIA, 30 DE AGOSTO DE 2007.

## FICHA CATALOGRÁFICA

ALVES, CÉLIO RAMOS

Um Novo Filtro de Microondas com Dupla Banda Passante Utilizando Ressonadores Miniaturizados [Distrito Federal] 2007.

xiii, 82p., 210 x 297 mm, ENE/FT/UnB, Mestre, Dissertação de Mestrado – Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Filtro com Dupla Banda Passante

2. Filtro de Microondas

3. Ressonador Miniaturizado

4. Ressonadores com Impedância Degrau

I. ENE/FT/UnB

II. Título (série)

## REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

ALVES, C. R. (2007). Um Novo Filtro de Microondas com Dupla Banda Passante Utilizando Ressonadores Miniaturizados. Tese de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.DM-314/A/2007, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, DF, 82p.

## CESSÃO DE DIREITOS

AUTOR: Célio Ramos Alves.

TÍTULO: Um Novo Filtro de Microondas com Dupla Banda Passante Utilizando Ressonadores Miniaturizados.

GRAU: Mestre

ANO: 2007

É concedida à Universidade de Brasília permissão para reproduzir cópias desta dissertação de mestrado e para emprestar ou vender tais cópias somente para propósitos acadêmicos e científicos. O autor reserva outros direitos de publicação e nenhuma parte desta dissertação de mestrado pode ser reproduzida sem autorização por escrito do autor.



Célio Ramos Alves

SRES Qd 12, Bloco K, Casa 44, Cruzeiro Velho.

70.640-115 Brasília – DF – Brasil.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a Deus, inteligência suprema e causa primária de todas as coisas, pela oportunidade de vivenciar mais esta caminhada, somando experiências em direção ao infinito.

Agradeço a minha família, especialmente a meus pais, José e Nair que, mesmo em frente às vicissitudes da vida, não me negaram acolhida neste mundo de formas.

Obrigado aos colegas de Mestrado, especialmente a Ivan, amigo sempre disposto a ajudar e que colaborou bastante, tanto discutindo a teoria como na construção dos filtros.

Especial agradecimento devo ao Professor Doutor Humberto Abdalla Júnior, que me aceitou como orientando neste trabalho e, apesar de minhas deficiências, sempre incentivou-me a não desanimar.

Aos colegas de trabalho da Brasil Telecom e dos Correios obrigado pelo companheirismo.

Para Andréa e Gabriel, meus amados, os sinceros agradecimentos pelos momentos de abnegação.

Obrigado a todos aqueles que Deus colocou no meu caminho nestes anos. São tantos que nomear alguns seria injustiçar outros que a memória não alcançasse, mas que o coração conhece.

Dedicado a Andréa e a Gabriel,  
estrelas que o amor do Pai  
colocou como Esposa e Filho nesta jornada.

## **RESUMO**

### **UM NOVO FILTRO DE MICROONDAS COM DUPLA BANDA PASSANTE UTILIZANDO RESSOADORES MINIATURIZADOS**

**Autor: Célio Ramos Alves**

**Orientador: Dr. Humberto Abdalla Júnior**

**Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica**

**Brasília, agosto de 2007**

Desenvolvimentos recentes nos sistemas de comunicação trouxeram novos desafios no projeto de circuitos de RF. Parâmetros como miniaturização, leveza, baixo custo e facilidade de fabricação são demandados cada vez mais. Filtros com característica de dupla banda passante usando ressoadores de impedância degrau (SIR) são uma boa opção. Nesta pesquisa um novo tipo de filtro planar em microfita usando ressoadores SIR acoplados é investigado. Além disso, um ressoador de laço aberto acoplado internamente é inserido para melhorar a resposta do filtro. Os filtros são simulados e fabricados, comparando-se as respostas.

## **ABSTRACT**

### **A NEW DUAL BAND MICROWAVE FILTER USING MINIATURIZED RESONATORS**

**Author: Célio Ramos Alves**

**Supervisor: Humberto Abdalla Júnior**

**Brasília, august (2007)**

Recent development in present communications systems has created challenges in design of RF circuits. Parameters as small size, reduced weight, low cost and easy fabrication are every day more demanded. Dual band filters using stepped impedance resonator (SIR) are good option. In this research a new type of planar microwave filter using coupled microstrip SIR resonators is proposed. Furthermore, an open-loop resonator is coupled in order to improvement filter response. Measured results are compared with the computed responses.

# SUMÁRIO

<b>1 - INTRODUÇÃO .....</b>	<b>I</b>
<b>1.1 - MOTIVAÇÃO .....</b>	<b>1</b>
<b>1.2 - ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....</b>	<b>2</b>
<b>2 - LINHAS DE TRANSMISSÃO.....</b>	<b>4</b>
<b>2.1 – ANÁLISE EM ALTAS FREQUÊNCIAS .....</b>	<b>4</b>
<b>2.2 - LINHAS DE TRANSMISSÃO PLANARES .....</b>	<b>4</b>
<b>2.2.1 - Linhas Stripline .....</b>	<b>5</b>
<b>2.2.2 - Microfita.....</b>	<b>6</b>
2.2.2.1 – Aproximação quase-estática .....	8
2.2.2.2 - Constante dielétrica efetiva e impedância característica.....	8
2.2.2.3 - Comprimento de onda efetivo e comprimento elétrico.....	9
2.2.2.4 - Síntese da Largura da Microfita .....	9
<b>2.3 - LINHAS MICROFITA ACOPLADAS.....</b>	<b>10</b>
<b>2.3.1 – Cálculo das dimensões em linhas acopladas .....</b>	<b>12</b>
2.3.1.1 – Análise .....	12
2.3.1.2 - Síntese .....	16
<b>3- FILTROS EM MICROONDAS.....</b>	<b>18</b>
<b>3.1 – INTRODUÇÃO .....</b>	<b>18</b>
<b>3.2 – ANÁLISE DAS VARIÁVEIS DOS FILTROS .....</b>	<b>18</b>
<b>3.2.1 – Parâmetros espalhamento.....</b>	<b>20</b>
<b>3.2.2 - Matriz de Transmissão ABCD .....</b>	<b>21</b>
<b>3.2.3 - Matriz de transmissão ABCD para uma linha de transmissão sem perdas .</b>	<b>23</b>
<b>3.3 - PROJETO DE FILTROS.....</b>	<b>24</b>
<b>3.4 - FILTROS COM ALTERAÇÕES NA GEOMETRIA DOS RESSOADORES... </b>	<b>27</b>
<b>3.5 - ACOPLAMENTOS.....</b>	<b>28</b>
<b>3.5.1 - Acoplamento Elétrico.....</b>	<b>28</b>
<b>3.5.2 - acoplamento magnético.....</b>	<b>29</b>
<b>3.5.3 - Acoplamento Misto .....</b>	<b>30</b>
<b>4 - FILTROS COM RESPOSTA DE BANDA PASSANTE DUPLA.....</b>	<b>32</b>
<b>4.1 – INTRODUÇÃO .....</b>	<b>32</b>

<b>4.2 RESSOADORES HARPIN MINIATURIZADO COM DEGRAUS DE IMPEDÂNCIA.....</b>	<b>33</b>
<b>4.2.1 - Análise de um hairpin miniaturizado.....</b>	<b>34</b>
4.2.1.1 - Ressonâncias de modo par e de modo ímpar .....	35
4.2.1.2 - condições de ressonância no modo ímpar .....	36
4.2.1.3 – Condições de ressonância no modo par.....	38
<b>4.2.2 - Dependência entre a frequência de ressonância fundamental e os parâmetros construtivos do ressoador SIR.....</b>	<b>39</b>
<b>4.2.3 - dependência entre a frequência de ressonância do primeiro espúrio e os parâmetros construtivos do ressoador sir .....</b>	<b>41</b>
<b>4.3 - ANÁLISE SOBRE AS SOLUÇÕES DAS EQUAÇÕES 4.3 E 4.6 .....</b>	<b>43</b>
<b>4.4 - EXEMPLOS DE FILTROS HARPIN MINIATURIZADOS COM RESSOADOR SIR.....</b>	<b>44</b>
4.4.1 - Filtros A e B .....	44
4.4.2 - Filtros C e D .....	46
4.4.3 - Análise do filtro D .....	48
<b>5 - UM NOVO FILTRO DUAL COM O USO DE RESSOADORES COM DEGRAU DE IMPEDÂNCIA (SIR).....</b>	<b>51</b>
<b>5.1 – INTRODUÇÃO .....</b>	<b>51</b>
<b>5.2 - NOVA CONFIGURAÇÃO PROPOSTA.....</b>	<b>51</b>
<b>5.3 - MODELO DO FILTRO .....</b>	<b>52</b>
5.3.1 – Modelo inicial.....	52
5.3.2 - Ressoador com estubes nas extremidades.....	53
5.3.3 - Introdução de um ressoador interno .....	55
<b>6 - FILTROS CONSTRUÍDOS E RESULTADOS .....</b>	<b>58</b>
<b>6.1 – INTRODUÇÃO .....</b>	<b>58</b>
<b>6.2 - MATERIAL UTILIZADO .....</b>	<b>58</b>
<b>6.3 – FILTROS CONSTRUÍDOS .....</b>	<b>58</b>
<b>6.3.1 – Filtro A .....</b>	<b>58</b>
6.3.1.1 - Valores das impedâncias utilizadas.....	59
<b>6.4 - ESTRUTURAS BÁSICAS DE ACOPLAMENTO .....</b>	<b>61</b>
<b>6.4.1 - análise através de simulador eletromagnético .....</b>	<b>61</b>
6.4.1.1 - Acoplamento Elétrico.....	62
6.4.1.2 - Acoplamento Magnético .....	63
6.4.1.3 - Acoplamento Misto .....	64
<b>6.4.2 - Matriz dos Coeficientes de Acoplamento .....</b>	<b>65</b>
<b>6.5 - FILTRO CONSTRUÍDO .....</b>	<b>66</b>
<b>6.6 – RESULTADOS OBTIDOS.....</b>	<b>68</b>

<b>6.7 - FILTRO B</b> .....	<b>72</b>
<b>6.7.1 - Valores das Impedâncias Utilizadas</b> .....	<b>72</b>
<b>6.8 - MATRIZ DOS COEFICIENTES DE ACOPLAMENTO</b> .....	<b>74</b>
<b>6.9 - ESTRUTURAS BASICAS DE ACOPLAMENTO</b> .....	<b>75</b>
<b>6.10 - FILTRO CONSTRUÍDO</b> .....	<b>75</b>
<b>6.10.1 - Resultados obtidos</b> .....	<b>76</b>
<b>7 - CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b> .....	<b>78</b>
<b>7.1 – CONCLUSÕES GERAIS</b> .....	<b>78</b>
<b>7.2 – TRABALHOS E DESENVOLVIMENTOS FUTUROS</b> .....	<b>79</b>

## LISTA DE FIGURAS

Figura. 2.1 – Concepção da linha de transmissão planar Stripline.....	6
Figura 2.2 - Microfita isolada.....	7
Figura 2.3 - Microfita acoplada.....	11
Figura - 2.4(a) - Modo par de propagação em duas linhas acopladas.....	12
Figura - 2.4(b) - Modo ímpar de propagação em duas linhas acopladas.....	12
Figura 3.1 - Circuito de duas portas e suas variáveis.....	18
Figura 3.2 – Rede de duas portas.....	22
Figura 3.3 – Conexão em cascata de duas redes de duas portas.....	22
Figura 3.4 – Modelo de uma linha de transmissão sem perdas.....	25
Figura 3.5(a) - Filtro passa-baixas.....	25
Figura 3.5(b) - Filtro rejeita banda.....	26
Figura 3.6(a) – Estube terminado em vazio = filtro rejeita faixa.....	26
Figura 3.6(b) – Estube terminado em curto-circuito = filtro passa-faixa.....	27
Figura 3.7 – Geometrias de modelos básicos de ressoadores – (a) Linha com $\lambda/2$ , (b).....	
hairpin, (c) hairpin miniaturizado, (d) quadrado com gaps.....	28
Figura 3.8 – Modelo de acoplamento elétrico.....	29
Figura 3.9 – Modelo para acoplamento magnético.....	30
Figura 4.1 - Filtro passa-faixa com característica dual-band com resposta ideal.....	32
Figura 4.2 – Ressorador SIR.....	33
Figura 4.3 – Ressorador hairpin miniaturizado.....	34
Figura 4.4 – Ressorador hairpin miniaturizado com linhas de mesma largura $W1$ , porém.....	
com impedâncias diferentes $Z1$ e $Z2$ .....	34
Figura 4.5 – Ressorador hairpin miniaturizado com linhas acopladas.....	
desenhadas externamente.....	35
Figura 4.6a – Modo de propagação par em duas linhas acopladas.....	36
Figura 4.6b – Modo de propagação ímpar em duas linhas acopladas.....	36
Figura 4.7a - Dimensões do hairpin miniaturizado.....	37
Figura 4.7b - Circuito resultante da divisão no ponto A.....	37
Figura 4.8 – Circuito resultante da divisão do circuito da figura 4.5 no ponto A.....	38
Figura 4.9 – Curvas de ressonância do modo ímpar.....	40
Figura 4.10 – Curvas de ressonância do modo par.....	42
Figura 4.11 – Layout dos filtros A e B.....	45
Figura 4.12 – Resposta simulada dos filtros A e B.....	46
Figura 4.13 – Filtros C e D.....	47
Figura 4.14 – Respostas simuladas dos filtros C e D.....	48
Figura 4.15 – Respostas simuladas dos filtros A e D.....	49
Figura 5.1 – Criação do novo ressoador a partir de uma linha degrau.....	51
Figura 5.2: Filtro de 4 pólos com a nova geometria de um SIR.....	52
Figura 5.3 – Resposta de banda passante.....	53
Figura 5.4 – Novo ressoador com estubes adicionais.....	54
Figura 5.5 – Simulação Comparada entre filtros com e sem stubs.....	55
Figura 5.6 – Novo filtro com ressoadores internos.....	56
Figura 5.7 – Resposta simulada para novo filtro com e sem ressoador interno.....	56
Figura 6.1 – Filtro A.....	60
Figura 6.2 – Resposta simulada para o Filtro A com e sem ressoadores internos.....	60
Figura 6.3 – Estrutura para simulação dos acoplamentos.....	61
Figura 6.4 - Topologia (a) e coeficientes de acoplamento simulados e.....	62

(b) para ressoadores acoplados eletricamente .....	62
Figura 6.5 - topologia (a) e coeficientes de acoplamento simulados e.....	63
(b) para ressoadores acoplados magneticamente.....	63
Figura 6.6 - topologia (a) e coeficientes de acoplamento simulados e.....	64
(b) para ressoadores acoplados na forma mista.....	64
Figura 6.7a – Filtro A fabricado .....	67
Figura 6.7b – Dimensões do filtro A .....	67
Figura 6.8 – Parâmetros espalhamento simulados para o filtro A.....	68
Figura 6.9 – Respostas medidas do parâmetro de transmissão S21 para o filtro A.....	69
Figura 6.10 – Respostas medidas do parâmetro de reflexão S11 para o filtro A .....	70
Figura 6.11 – Resposta medida do parâmetro de transmissão S21 (zoom).....	71
Figura 6.12 – Resposta medida do parâmetro de transmissão S21 (zoom).....	71
Figura 6.13 – Respostas simuladas para o filtro B com e sem ressoador interno .....	73
Figura 6.14 - Filtro B.....	74
Figura 6.15 – Filtro B construído .....	76
Figura 6.16 – Resultados simulados e medidos para o filtro B.....	77

## LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 – Parâmetros dos filtros A e B.....	45
Tabela 4.2 – Parâmetros dos filtros C e D.....	47
Tabela 4.3 – Parâmetros dos filtros A, B, C e D .....	49
Tabela 6.1 – Parâmetros para o Filtro A.....	59
Tabela 6.2 – Parâmetros do protótipo passa-baixa.....	65
Tabela 6.3 – Parâmetros para o filtro B.....	73

# **1 - INTRODUÇÃO**

## **1.1 - MOTIVAÇÃO**

Comunicação para o ser humano é uma necessidade básica. Historiadores afirmam [1] que “a história da comunicação se inicia no momento em que os integrantes de um primitivo agrupamento humano começaram a se entender por gritos e gestos, com os quais externavam intenções e indicavam objetos”.

À medida que as sociedades se desenvolveram, passando das células familiares para agrupamentos maiores e com o estabelecimento de formas primitivas de comércio, as formas de comunicação também evoluíram. Já havia a necessidade de comunicar-se com outros grupos situados à distância.

Daqueles dias iniciais para o ser humano, quando a sobrevivência era o desafio diário, até os dias atuais, em que os fascinantes recursos tecnológicos trazem conforto e praticidade, muitos desafios foram vencidos no campo das comunicações. Graças aos esforços de inúmeros homens e mulheres, hoje contamos com a possibilidade de viver em um mundo globalizado, onde as notícias percorrem quase que instantaneamente as distâncias e são recebidas onde esteja o destinatário. Telefones móveis, redes sem fio, internet, televisão, rádio, satélites e outros sistemas de comunicação oferecem essas facilidades ao homem hodierno.

No entanto, os desafios não cessaram com os avanços adquiridos. Mobilidade, economia de energia, leveza, miniaturização, confiabilidade e largura de banda suficiente são algumas das metas dos pesquisadores em telecomunicações de nossos dias.

Dentre os elementos utilizados em sistemas de telecomunicações, os filtros têm lugar de destaque. Utilizados para separar determinadas porções do espectro eletromagnético, os filtros são objeto de estudos por pesquisadores do mundo todo.

Essas pesquisas buscam tecnologias para fabricação de filtros que possam diminuir a dimensão, peso e custo desses elementos. Neste escopo, tecnologias de linhas planares têm sido uma opção bastante promissora.

Este trabalho procura compreender a tecnologia de filtros planares com respostas de banda passante dupla utilizando ressoadores com impedâncias degrau (*SIR - Stepped Impedance Resonator*), ou seja, elementos que apresentam variações abruptas de impedância nas suas fronteiras. Após o estudo desses elementos é proposta uma nova geometria de filtros de banda passante dupla com ressoadores SIR.

## **1.2 - ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO**

Além deste capítulo de introdução, esta dissertação apresenta cinco capítulos adicionais. O trabalho é estruturado da seguinte forma:

Capítulo 2: O capítulo 2 apresenta uma breve discussão sobre elementos com parâmetros primários concentrados e elementos com parâmetros primários distribuídos. São apresentadas as principais construções de linhas de transmissão planares e as equações básicas para análise e síntese no projeto de linhas de microfita.

Capítulo 3: Esse capítulo trata de noções elementares de filtros. Uma breve explicação sobre a necessidade de utilização de elementos com parâmetros distribuídos é apresentada, introduzindo as linhas planares e seus principais tipos.

Capítulo 4: Filtros com respostas de banda dupla passante são apresentados no capítulo 4. É estudada a teoria de ressoadores SIR e são demonstradas as equações que relacionam os parâmetros do filtro com os modos de propagação e com as bandas de ressonância. Gráficos foram construídos ilustrando esses relacionamentos e vários ressoadores foram simulados, comprovando a teoria.

Capítulo 5: Nesse capítulo é apresentada uma nova geometria de ressoador SIR para construção de filtros com dupla banda passante. Essa nova geometria apresenta um ressoador SIR acoplado a um ressoador interno de laço aberto.

Capítulo 6: O novo ressoador é utilizado na construção de filtros com dupla banda passante a 4 pólos. Nesse capítulo são mostrados o projeto e a construção desses filtros. Dois filtros com bandas de ressonância e parâmetros diferentes foram construídos e as medições são apresentadas.

Capitulo 7: Esse capítulo traz as conclusões do trabalho e sugestões de desenvolvimentos futuros.

## **2 - LINHAS DE TRANSMISSÃO**

### **2.1 – ANÁLISE EM ALTAS FREQUÊNCIAS**

Enquanto as frequências de trabalho estão em valores tais que as dimensões dos elementos de circuito são muito menores do que os comprimentos de onda utilizados, pode-se considerar os parâmetros primários: resistência, indutância, condutância e capacitância como grandezas concentradas [2]. Com tal consideração, as estruturas podem ser analisadas satisfatoriamente com base em medições diretas das voltagens e correntes envolvidas.

No entanto, à medida que a frequência de operação aumenta, com a conseqüente diminuição do comprimento de onda, a análise com base em voltagens e correntes não é mais adequada e os parâmetros primários devem ser considerados como distribuídos ao longo das estruturas. Nesse caso, as análises passam a ser feitas com base nos campos eletromagnéticos envolvidos e a complexidade cresce de forma considerável.

Nestas condições, com as frequências situadas na faixa de microondas, não é mais possível trabalhar-se com elementos concentrados e passa-se a utilizar tecnologias onde os parâmetros se encontram distribuídos ao longo das suas dimensões. Linhas de transmissão são uma dessas tecnologias e serão utilizadas no desenvolvimento desta Dissertação.

As equações que descrevem o comportamento das linhas de transmissão aplicam-se ao chamado modo principal, no qual os campos elétricos e magnéticos são perpendiculares entre si e à direção de propagação. Esse modo é chamado TEM (Transverse Electric Magnetic).

### **2.2 - LINHAS DE TRANSMISSÃO PLANARES**

Dentre as linhas de transmissão existentes, sobressaem-se as linhas planares. Devido à sua natureza planar essas estruturas têm características desejáveis como facilidade de construção, pequeno peso, tamanho reduzido e baixo custo de fabricação.

As linhas mais usuais são a stripline e a microfita [3]. Várias configurações foram propostas a partir dos modelos básicos dessas linhas para construção de circuitos menores e com melhores respostas.

### 2.2.1 - Linhas Stripline

O conceito de linha de transmissão em fita foi inicialmente proposto por Barrett [4], tendo como princípio de funcionamento o cabo coaxial. A fig. 2.1 mostra as várias transformações sofridas pelo coaxial até a configuração final da Stripline, que consiste de uma fita condutora situada simetricamente entre dois planos de largura “infinita”.

O modo dominante de propagação é o modo TEM. Os campos elétrico e magnético são concentrados em volta da fita condutora e decaem rapidamente com a distância. A impedância característica  $Z_0$  e o comprimento de onda  $\lambda$  de uma Stripline homogênea são dadas por :

$$Z = Z_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (2.1)$$

$$\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (2.2)$$

onde  $\epsilon_r$  é a constante dielétrica relativa do meio,  $Z_0$  a impedância característica tendo o ar como dielétrico e  $\lambda_0$  o comprimento de onda no espaço livre.

Como mostrado por Cohn [5], a atenuação em uma Stripline decresce quando a impedância característica decresce para um espaçamento constante entre os planos de terra, ou com o aumento da distância entre os planos de terra para uma impedância constante.

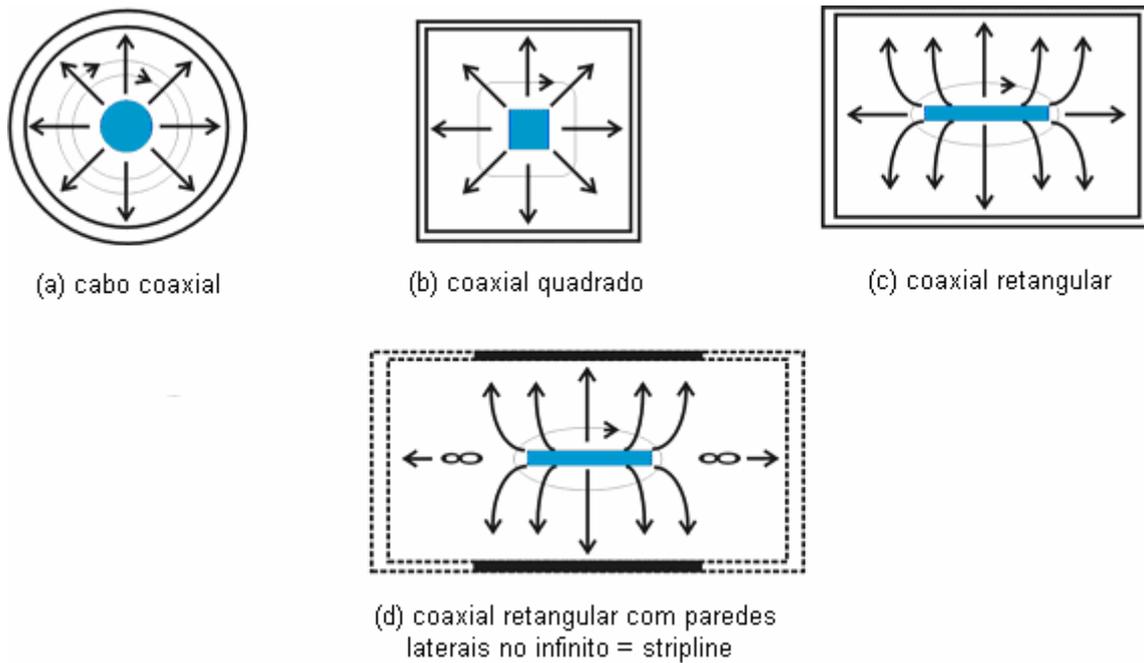


Figura 2.1 - Concepção da linha de transmissão planar Stripline

A *Stripline* é uma excelente estrutura para a realização de dispositivos passivos. Como em qualquer linha acoplada onde se propaga o modo TEM, as velocidades de fase dos modos par e ímpar são iguais. Esta propriedade permite que altas diretividades sejam alcançadas em acopladores direcionais.

### 2.2.2 - Microfita

A linha microfita (*microstrip*) é a mais popular forma de linha planar. Essa popularidade é devida, principalmente, à facilidade de fabricação e à sua integração com outros elementos passivos ou mesmo ativos em microondas [6]. A geometria de uma linha em microfita é mostrada na figura 2.2. Um condutor de largura  $W$  é colocado sobre um dielétrico de espessura  $d$  e permissividade relativa  $\epsilon_r$ . O conjunto formado pelo condutor e dielétrico situa-se sobre uma superfície condutora aterrada. A espessura do metal aparece na figura bastante aumentada para melhor visualização. Na realidade, a espessura do metal é muitas vezes menor do que a espessura do dielétrico.

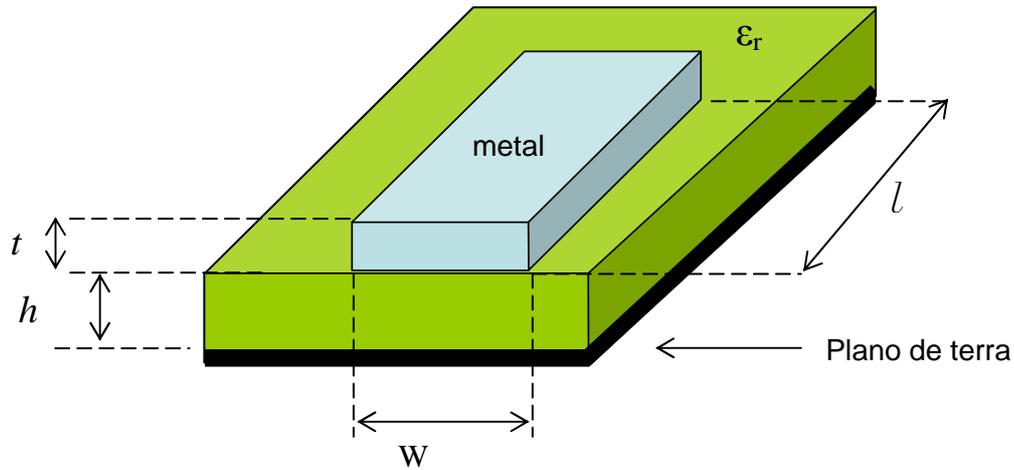


Figura 2.2 - Microfita isolada

A estrutura formada pelo conjunto condutor-dielétrico-terra é uma estrutura não-homogênea, devido aos diferentes meios dielétricos envolvidos: a região acima e abaixo dos condutores será o ar, com  $\epsilon_r=1$  e o dielétrico situado entre os condutores, com sua constante dielétrica específica. Diferentemente da stripline, onde todos os campos estão contidos dentro de um dielétrico homogêneo, a microfita tem uma parte de seus campos concentrados na região dielétrica situada entre o condutor superior e o plano de terra, e o restante dos campos na região de ar acima do substrato.

Devido à esta não-homogeneidade, uma linha microfita não pode suportar uma onda TEM pura, dado que a velocidade de fase dos campos TEM na região de ar será igual à velocidade da luz,  $c$ , diferente da velocidade de fase dentro do dielétrico. As linhas de campo elétrico e magnético são concentradas predominantemente no substrato dielétrico abaixo da fita condutora e algumas delas na região de espaço livre acima da fita. Quanto maior a constante dielétrica relativa,  $\epsilon_r$ , do substrato, maior será a concentração de energia no substrato.

Dentre as linhas planares, a microfita é a mais versátil, e por isso tem sido largamente estudada tanto do ponto de vista teórico como de implementação prática. Para aplicação na banda X, expressões fechadas foram desenvolvidas, permitindo a sua realização com um erro menor do que 2% [3].

### 2.2.2.1 – Aproximação quase-estática

Quando as amplitudes dos componentes longitudinais dos campos em uma linha microstip permanecem muito menores do que as amplitudes dos componentes transversais, eles podem ser desprezados. Nesta situação, o modo dominante torna-se quase um modo TEM e as teorias desenvolvidas em linhas de transmissão com modos TEM podem ser utilizadas com bastante confiabilidade. Isto é chamado de aproximação quase-TEM e é válida na maior parte da faixa de frequências utilizadas com linhas de microfita.

### 2.2.2.2 - Constante dielétrica efetiva e impedância característica

Apesar da geometria de uma linha em microfita formar um meio de propagação não-homogêneo, para efeito de análise, com uma aproximação quase-estática, ele pode ser substituído por um meio homogêneo com uma constante dielétrica efetiva,  $\epsilon_f$ . Hammerstad e Jensen desenvolveram expressões para encontrar essas grandezas com precisão maior do que 0,2% para a constante dielétrica efetiva e melhor do que 0,03% para a impedância característica [3]:

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab} \quad (2.3)$$

onde  $u=W/h$  e

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left( \frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0,432} \right) + \frac{1}{18,7} \ln \left( 1 + \left(\frac{u}{18,1}\right)^3 \right) \quad (2.4)$$

$$b = 0,564 \left( \frac{\epsilon_r - 0,9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0,053} \quad (2.5)$$

A impedância característica é dada por:

$$Z_e = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left( \frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2} \right) \quad (2.6)$$

onde  $u=W/h$ ,  $\eta=120\pi$  ohms e

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[ - \left( \frac{30,666}{u} \right)^{0,7528} \right] \quad (2.7)$$

### 2.2.2.3 - Comprimento de onda efetivo e comprimento elétrico

No caso da microfita é necessário considerar a constante dielétrica efetiva devida à heterogeneidade dos meios envolvidos para encontrar o comprimento da onda guiada [2]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\epsilon_{re}} \quad (2.8)$$

onde  $\lambda_0$  é o comprimento de onda no espaço livre.

A constante de propagação  $\beta$  será dada por:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2.9)$$

E o comprimento elétrico  $\theta$  para um dado comprimento físico  $l$  será:

$$\theta = \beta l \quad (2.10)$$

### 2.2.2.4 - Síntese da largura da microfita

Expressões aproximadas para o cálculo da largura das microfítas foram derivadas por Wheeler [7] e Hammestad [8], com precisão melhor do que 1%.

Para  $W/h \leq 2$ :

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \quad (2.11)$$

onde

$$A = \frac{Z_c}{60} \left( \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{0,5} + \left( \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left( 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.12)$$

Se a relação entre a largura  $W$  e a espessura  $h$  for maior do que 2, a expressão mais precisa será:

Para  $W/h \geq 2$ :

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln(B-1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\} \quad (2.13)$$

Com

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.14)$$

### 2.3 - LINHAS DE TRANSMISSÃO EM MICROFITAS ACOPLADAS

Usualmente na construção de filtros passivos em microondas, são utilizadas linhas de transmissão em microfítas acopladas. A figura 2.3 mostra duas linhas de microfítas de largura  $W$  acopladas paralelamente com uma distância entre linhas igual a  $s$ . Uma estrutura como essa suporta dois modos quase-TEM. Esses modos são denominados modo par e modo ímpar. Estruturas homogêneas, como a stripline, também possuem os dois modos, no entanto, a homogeneidade faz com que as velocidades de fase dos dois modos seja igual.

Em linhas de microfita essa condição de igualdade nas velocidades de fase não é alcançada e o projeto torna-se mais complexo. Por outro lado, essa particularidade pode ser explorada beneficentemente, como em nossa pesquisa, com resultados interessantes.

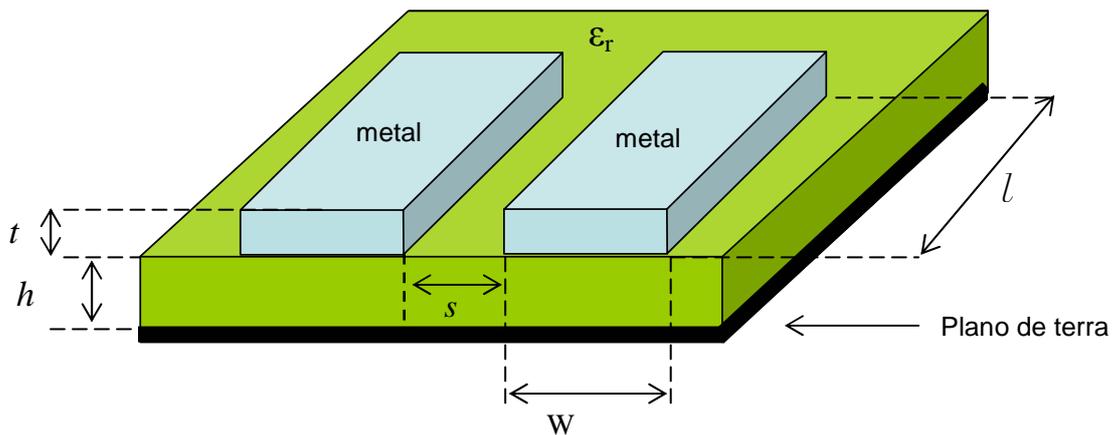
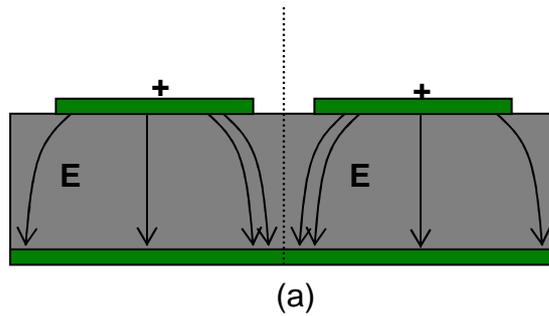


Figura 2.3 - Microfita acoplada

Quando o modo par sofre excitação, ambas as linhas em microfita estão com a mesma polaridade ou, em outras palavras, estão carregadas com cargas de mesmo sinal, por exemplo, digamos cargas positivas. Nessa situação, podemos considerar que no plano de simetria existe uma *parede magnética*. Já no modo ímpar, as linhas em microfita ficarão com cargas de sinais opostos, de forma que existirá uma *parede elétrica* no eixo de simetria. A figura 2.4 ilustra esse fato. Os dois modos serão excitados simultaneamente, no entanto, perceberão permissividades diferentes e se propagarão com velocidades diferentes.

Em resumo, a análise de linhas microfita acopladas considera impedâncias características e constantes dielétricas diferentes para cada modo. Em [2] esses conceitos são discutidos com detalhes.

### Parede Magnética



### Parede Elétrica

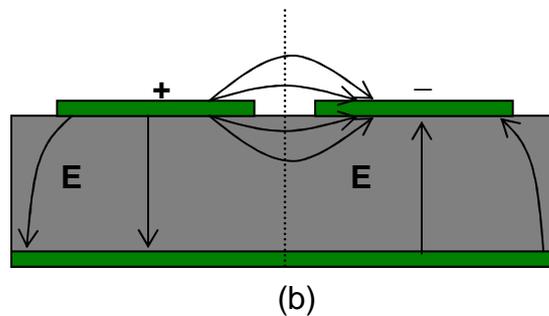


Figura - 2.4: Modos par (a) e ímpar (b) de propagação em duas linhas acopladas

#### 2.3.1 – Cálculo das dimensões em linhas acopladas

A determinação da largura  $W$  que satisfaça aos valores desejados para a impedância é mais complexa quando se trata com linhas acopladas do que no caso de linhas simples. O espaçamento  $s$  influirá na impedância resultante, que, em verdade, divide-se em duas componentes: a impedância do modo par e a impedância do modo ímpar.

Procedimentos para análise e síntese no projeto de linhas acopladas foram propostos por [9,10 e 11].

##### 2.3.1.1 – Análise

Se os valores da largura  $W$  e do espaçamento  $s$  já forem determinados, é necessário encontrar os valores resultantes para as impedâncias características dos dois modos de propagação encontrados em linhas de microfita.

Em [2] é resumido o método apresentado em [11] para o cálculo das constantes dielétricas efetivas de modo par e ímpar e cálculo das impedâncias características desses modos.

A constante dielétrica efetiva de modo par,  $\varepsilon_{re}^e$ , será

$$\varepsilon_{re}^e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{v}\right)^{a_e b_e} \quad (2.15)$$

Com

$$v = \frac{u(20 + g^2)}{10 + g^2} + g \exp(-g) \quad (2.16a)$$

$$a_e = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[ v^4 + \frac{v^4 + \left(\frac{v}{52}\right)^2}{v^4 + 0,432} + \frac{1}{18,7} \ln \left[ 1 + \left(\frac{v}{18,1}\right) \right]^3 \right] \quad (2.16b)$$

$$b_e = 0,564 \left( \frac{\varepsilon_r - 0,9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0,053} \quad (2.16c)$$

onde  $u = W/h$  e  $g = s/h$ .

A constante dielétrica efetiva de modo ímpar,  $\varepsilon_{re}^o$ , será:

$$\varepsilon_{re}^o = \varepsilon_{re} + [0,5(\varepsilon_r + 1) - \varepsilon_{re} + a_o] \exp(-c_o g^{d_o}) \quad (2.17)$$

Com

$$a_o = 0,728[\varepsilon_{re} - 0,5(\varepsilon_r + 1)][1 - \exp(-0,179u)] \quad (2.17a)$$

$$b_o = \frac{0,747\varepsilon_r}{0,15 + \varepsilon_r} \quad (2.17b)$$

$$c_o = b_o - (b_o - 0,207)\exp(-0,414u) \quad (2.17c)$$

$$d_o = 0,5923 + 0,694\exp(-0,526u) \quad (2.17d)$$

onde  $\varepsilon_{er}$  é a constante dielétrica efetiva de uma linha de microfita isolada de largura  $W$ .

A impedância característica de modo par,  $Z_{ce}$ , será dada por:

$$Z_{ce} = \frac{Z_c \sqrt{\frac{\varepsilon_{re}}{\varepsilon_e}}}{1 - Q_4 \sqrt{\varepsilon_{re}} \frac{Z_c}{377}} \quad (2.18)$$

onde  $Z_c$  é a impedância característica da linha microfita isolada de largura  $W$ , e

$$Q_1 = 0,8685u^{0,194} \quad (2.18a)$$

$$Q_2 = 1 + 0,7519g + 0,89g^{2,31} \quad (2.18b)$$

$$Q_3 = 0,1975 + \left[ 16,6 + \left( \frac{8,4}{g} \right)^6 \right]^{0,387} + \frac{1}{241} \ln \left[ \frac{g^{10}}{1 + \left( \frac{g}{3,4} \right)^{10}} \right] \quad (2.18c)$$

$$Q_4 = \frac{2Q_1}{Q_2} \frac{1}{u^{Q_3} \exp(-g) + [2 - \exp(-g)]u^{-Q_3}} \quad (2.18d)$$

A impedância característica de modo ímpar será dada por:

$$Z_{co} = \frac{Z_c \sqrt{\frac{\epsilon_{re}}{\epsilon_{re}^o}}}{1 - Q_{10} \sqrt{\epsilon_{re}} \frac{Z_c}{377}} \quad (2.19)$$

Com

$$Q_5 = 1,794 + 1,14 \ln \left[ 1 + \frac{0,638}{g + 0,517g^{2,43}} \right] \quad (2.19a)$$

$$Q_6 = 0,2305 + \frac{1}{281,3} \ln \left[ \frac{g^{10}}{1 + \left(\frac{g}{5,8}\right)^{10}} \right] + \frac{1}{5,1} \ln(1 + 0,598g^{1,154}) \quad (2.19b)$$

$$Q_7 = \frac{10 + 190g^2}{1 + 82,3g^3} \quad (2.19c)$$

$$Q_8 = \exp \left[ -6,5 - 0,95 \ln(g) - \left(\frac{g}{0,15}\right)^5 \right] \quad (2.19d)$$

$$Q_9 = \ln(Q_7) \left( Q_8 + \frac{1}{16,5} \right) \quad (2.19e)$$

$$Q_{10} = Q_4 - \exp \left[ \frac{Q_6 \ln(u)}{u^{Q_9}} \right] \quad (2.19f)$$

### 2.3.1.2 - Síntese

Se as impedâncias características de modo ímpar e par são conhecidas inicialmente, então é necessário encontrar os valores da largura  $W$  e do espaçamento  $s$  que atenderão esses valores das impedâncias.

Um método é descrito em [11] e detalhado em [2] para o cálculo da largura  $W$  e do espaçamento  $s$ . Esse método consiste em passos para se chegar aos valores desejados.

O primeiro passo é encontrar as larguras das fitas se estas forem consideradas isoladas entre si, o que equivale à distância de espaçamento  $s$  suficientemente grande para anular o acoplamento, utilizando valores de impedância iniciais.

Para tanto, o valor inicial utilizado nesse passo para as impedâncias é a metade das impedâncias desejadas em cada modo, ou seja,  $Z_{oe}/2$  e  $Z_{oo}/2$ . O cálculo de grandezas para linhas microfita simples foi descrito no item 2.2.

Os valores encontrados no primeiro passo serão os valores iniciais do segundo passo, considerados como a razão entre a largura da fita  $W$  e a espessura do dielétrico  $h$ , para o modo par,  $(W/h)_{se}$  e a razão entre a largura da fita  $W$  e a espessura do dielétrico  $h$  para o modo ímpar,  $(W/h)_{so}$ .

No segundo passo, os valores de  $W/h$  e  $s/h$  para as linhas acopladas são encontrados pela solução simultânea do par de equações 2.20 e 2.21, para o caso de  $\epsilon_r \leq 6$ , ou do par de equações 2.22 e 2.23, no caso de  $\epsilon_r \geq 6$ .

Para  $\epsilon_r \leq 6$

$$\left(\frac{W}{h}\right)_{se} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \cosh^{-1}\left(\frac{2p-g+1}{g+1}\right) \quad (2.20)$$

$$\left(\frac{W}{h}\right)_{so} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \cosh^{-1}\left(\frac{2p-g+1}{g-1}\right) + \frac{4}{\pi\left(1+\frac{\epsilon_r}{2}\right)} \cosh^{-1}\left(1+2\frac{\frac{W}{h}}{\frac{s}{h}}\right) \quad (2.21)$$

Para  $\epsilon_r \geq 6$

$$\left(\frac{W}{h}\right)_{se} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \cosh^{-1}\left(\frac{2p-g+1}{g+1}\right) \quad (2.22)$$

$$\left(\frac{W}{h}\right)_{so} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \cosh^{-1}\left(\frac{2p-g-1}{g-1}\right) + \frac{1}{\pi} \cosh^{-1}\left(1 + 2\frac{\frac{W}{h}}{\frac{s}{h}}\right) \quad (2.23)$$

onde

$$g = \cosh\left[\frac{1}{2}\pi\left(\frac{s}{h}\right)\right] \quad (2.24)$$

$$p = \cosh\left[\pi\left(\frac{W}{h}\right) + \frac{1}{2}\pi\left(\frac{s}{h}\right)\right] \quad (2.25)$$

A solução simultânea para os modos par e ímpar pode ser grandemente simplificada se o segundo termo da equação 2.23 for desprezado, (ou o segundo termo da equação 2.21, se  $\varepsilon_r \leq 6$ ).

Assim, um valor de  $s/h$  é dado por:

$$\left(\frac{s}{h}\right) = \left(\frac{2}{\pi}\right) \cosh^{-1}\left\{\frac{\cosh\left[\frac{1}{2}\pi\left(\frac{W}{h}\right)_{se}\right] + \cosh\left[\frac{1}{2}\pi\left(\frac{W}{h}\right)_{so}\right] - 2}{\cosh\left[\frac{1}{2}\pi\left(\frac{W}{h}\right)_{so}\right] - \cosh\left[\frac{1}{2}\pi\left(\frac{W}{h}\right)_{se}\right]}\right\} \quad (2.26)$$

Pode-se utilizar métodos de recorrência [2] para aumentar a precisão das medidas encontradas.

De posse dos valores encontrados na síntese faz-se a análise e verifica-se o erro encontrado. Uma vez estabelecida a precisão desejada são feitas quantas iterações forem necessárias.

### 3- FILTROS EM MICROONDAS

#### 3.1 – INTRODUÇÃO

Um filtro de microondas é uma rede de duas portas que provê total transmissão de freqüências localizadas dentro de uma região de banda passante desejada e infinita atenuação nas outras freqüências fora dessa região [6]. Dependendo da característica de resposta de freqüência do filtro, este será denominado passa-baixas, passa-altas, passa-bandas ou rejeita-bandas. A utilização de filtros em microondas se dá em associação com outros componentes passivos tais como acopladores, como acontece nos multiplexadores ou diplexadores, quer com dispositivos ativos como por exemplo em amplificadores sintonizados, osciladores e misturadores.

#### 3.2 – ANÁLISE DAS VARIÁVEIS DOS FILTROS

A maioria dos circuitos de microondas pode ser representada por um esquema de duas portas, ou quadripolos, como mostrado na figura 3.1. Para análise dos filtros utilizam-se dois tipos de matrizes: a matriz de espalhamento S, e a matriz de transmissão ABCD, que serão vistas ainda neste capítulo.

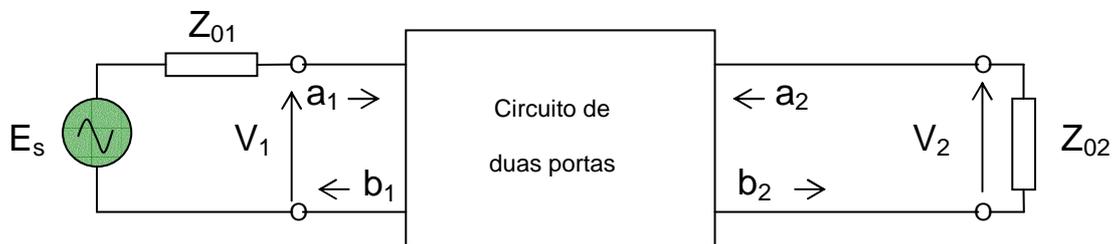


Figura 3.1 - Circuito de duas portas e suas variáveis

Na figura 3.1, tem-se que  $V_1$ ,  $V_2$  e  $I_1$ ,  $I_2$  são as variáveis de tensão e correntes nas portas 1 e 2, respectivamente;  $Z_{01}$  e  $Z_{02}$  são as impedâncias dos terminais e  $E_s$  é uma

fonte de voltagem. Têm-se também que as variáveis de voltagem e de corrente são complexas quando se considera um sinal senoidal. Por exemplo, um sinal de voltagem senoidal, na porta 1 pode ser dado por

$$v_1(t) = |V_1| \cos(\omega t + \phi) \quad (3.1)$$

Podem-se fazer as seguintes transformações:

$$v_1(t) = |V_1| \cos(\omega t + \phi) = \text{Re}(|V_1| e^{j(\omega t + \phi)}) = \text{Re}(V_1 e^{j\omega t}) \quad (3.2)$$

onde  $\text{Re}$  é a parte real da expressão. Então a identidade complexa pode ser mostrada como:

$$V_1 = |V_1| e^{j\phi} \quad (3.3)$$

Por ser difícil medir voltagem e corrente nas frequências de microondas, são introduzidas as variáveis de sinal  $a_1$ ,  $b_1$ ,  $a_2$  e  $b_2$ , onde  $a$  indica o sinal incidente e  $b$  o sinal refletido. As relações entre as variáveis de sinal e as variáveis de voltagem e corrente são definidas como [3]:

$$\begin{cases} V_n = \sqrt{Z_{0n}} (a_n + b_n) \\ I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}} (a_n - b_n) \end{cases} \quad n = 1 \text{ e } 2 \quad (3.4)$$

ou

$$\begin{cases} a_n = \frac{1}{2} \left( \frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n}} I_n \right) \\ b_n = \frac{1}{2} \left( \frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n}} I_n \right) \end{cases} \quad n = 1 \text{ e } 2 \quad (3.5)$$

A potência na porta  $n$  é dada por:

$$P_n = \frac{1}{2} \text{Re}(V_n I_n^*) = \frac{1}{2} (a_n a_n^* - b_n b_n^*) \quad (3.6)$$

onde o asterisco representa o conjugado complexo. Pode-se notar que  $a_n a_n^*/2$  é a potência da onda incidente e  $b_n b_n^*/2$  é a potência da onda refletida na porta n.

### 3.2.1 – Parâmetros de espalhamento

O espalhamento ou parâmetros S de uma rede é definido em termos das variáveis de onda como:

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (3.7)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad (3.8)$$

onde  $a_n=0$  implica em casamento de impedância perfeito na porta n. Estas definições podem ser escritas como:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

onde a matriz contendo os parâmetros S é denominada matriz S.

Os parâmetros  $S_{11}$  e  $S_{22}$  são chamados de coeficientes de reflexão, enquanto os parâmetros  $S_{12}$  e  $S_{21}$  são os coeficientes de transmissão. Os parâmetros S são, geralmente, complexos, sendo conveniente expressá-los em termos da sua amplitude e fase, isto é,  $S_{mn} = |S_{mn}| e^{j\phi_{mn}}$  para  $m, n = 1, 2$ . Frequentemente, suas amplitudes são representadas em decibéis (dB), definido por:

$$20\log|S_{mn}| \text{ dB} \quad m,n=1,2 \quad (3.10)$$

onde o operador logarítmico é de base 10.

Quando um sinal passa por um filtro, é introduzido um certo atraso no sinal de saída em relação ao sinal de entrada. Existem dois parâmetros para caracterizar este atraso: O primeiro é o atraso de fase, definido por:

$$\tau_p = \frac{\phi_{21}}{\omega} \text{ segundos} \quad (3.11)$$

onde  $\phi_{21}$  é a fase do sinal  $S_{21}$  dado em radianos e  $\omega$  é dado em radianos por segundos.

O atraso de fase (ou atraso de portadora) é na verdade o tempo de atraso do sinal senoidal e não necessariamente o verdadeiro atraso do sinal, isto porque um sinal senoidal regular não carrega informação. O outro parâmetro, mais importante, é o de atraso de grupo definido por:

$$\tau_p = -\frac{\partial\phi_{21}}{\partial\omega} \text{ segundos} \quad (3.12)$$

que representa o verdadeiro atraso do sinal.

### 3.2.2 - Matriz de transmissão ABCD

Em muitos casos práticos, redes de microondas são constituídas por uma conexão em cascata de duas ou mais redes de duas portas [6]. É interessante, então, definir uma matriz de transmissão 2x2 para cada rede de duas portas, onde a matriz de transmissão da conexão em cascata será o produto de cada matriz de transmissão individual. Essa matriz de transmissão é conhecida por matriz ABCD.

Para a rede de duas portas da figura 3.2 é definida a matriz ABCD em termos das voltagens e correntes:

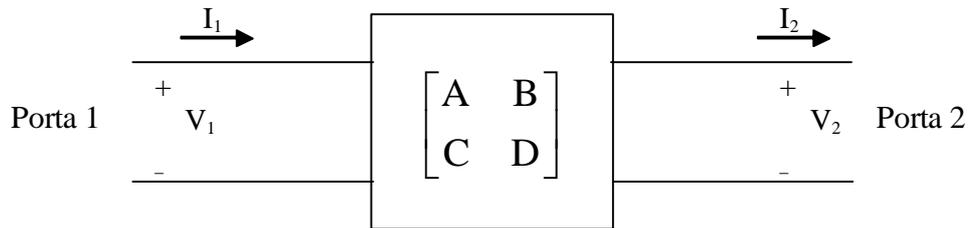


Figura 3.2 - Rede de duas portas

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (3.13)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad (3.14)$$

ou, em forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Para a conexão em cascata de duas redes de duas portas da figura 3.3, a Matriz de Transmissão ABCD equivalente será:

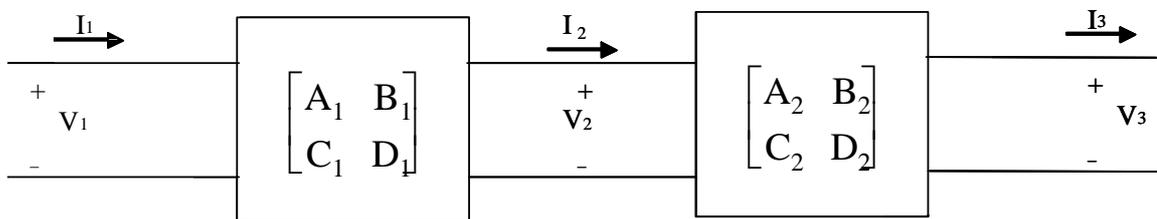


Figura 3.3 - Conexão em cascata de duas redes de duas portas

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Substituindo 3.17 em 3.16 teremos:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

O que comprova que a matriz de transmissão ABCD de uma conexão em cascata de duas redes é igual ao produto entre as matrizes de transmissão ABCD individuais. Observe-se que a ordem de multiplicação deve ser a mesma ordem em que as redes estão arranjadas.

### 3.2.3 - Matriz de transmissão ABCD para uma linha de transmissão sem perdas

Considerando a linha de transmissão sem perdas, as voltagens e correntes são relacionadas pela solução das equações de tensões e de correntes da linha de transmissão:

$$V = V^+ e^{-j\beta x} + V^- e^{j\beta x} \quad (3.19)$$

e

$$I = \frac{1}{Z_0} (V^+ e^{-j\beta x} - V^- e^{j\beta x}) \quad (3.20)$$

onde

$$j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad (3.21)$$

é a constante de fase.

Daí, pode-se escrever

$$V_1 = V_2 \cos \beta l + jI_2 Z_0 \sin \beta l \quad (3.22)$$

e

$$I_1 = j \frac{V_2}{Z_0} \sin \beta l + I_2 \cos \beta l \quad (3.23)$$

Estas expressões podem ser escritas em forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \sin \beta l \\ jY_0 \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Comparando a eq. 3.15 com a equação 3.24 encontramos:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \beta l & jZ_0 \sin \beta l \\ jY_0 \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

### 3.3 - PROJETO DE FILTROS

Filtros em baixas frequências são construídos com elementos concentrados, onde não há variação da resistência, impedância ou indutância ao longo do elemento. No entanto, à medida que a frequência de operação aumenta, os comprimentos de onda associados tornam-se cada vez menores, chegando à mesma ordem de grandeza dos elementos de circuito concentrados. Nesta situação as leis de Kirchoff não são mais válidas e análises com base na teoria eletromagnética são requeridas.

Em altas frequências é necessário trabalhar com elementos distribuídos, ou seja, os parâmetros R, L e C variam ao longo do elemento. Por exemplo, linhas coaxiais, linhas em microfita e guias de ondas são elementos distribuídos.

As linhas de transmissão comportam-se como indutâncias série ou capacitâncias paralelo, conforme o modelo elétrico para linhas de transmissão sem perdas da figura 3.4. A linha tem comprimento infinitesimal  $\Delta x$  [6]:

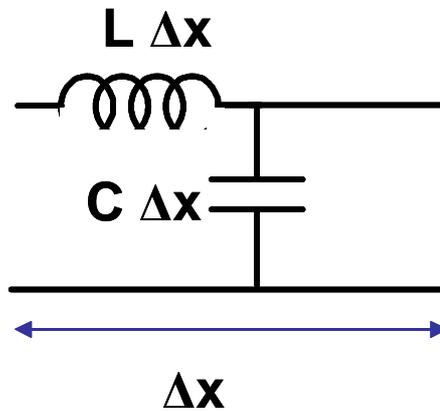


Figura 3.4 - Modelo de uma linha de transmissão sem perdas

Se a linha for muito estreita, a indutância predomina sobre a capacitância, comportando-se como uma indutância série entre a entrada e a saída. Caso seja muito larga, a capacitância predomina sobre a indutância, comportando-se como uma capacitância para a massa. Combinando essas indutâncias e capacitâncias é possível obter filtros passa-baixas e rejeita banda, conforme as figuras 3.5(a) e 3.5(b), respectivamente.

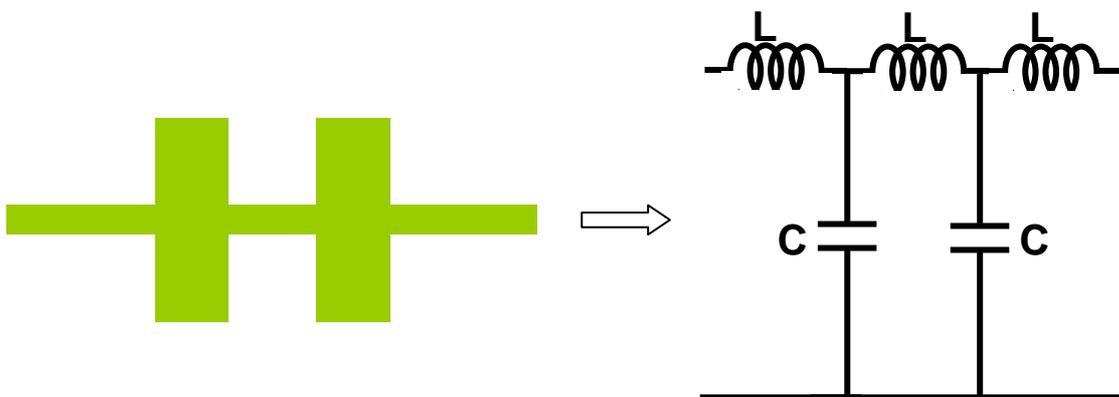


Figura 3.5(a) - Filtro passa-baixas

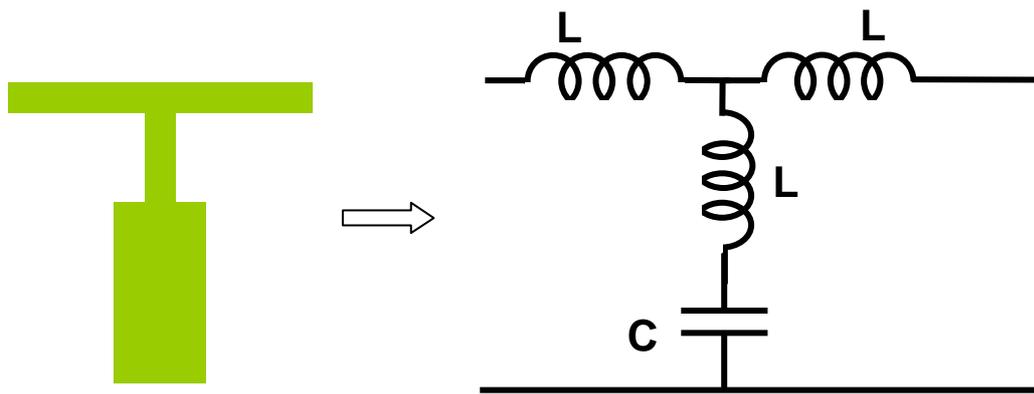


Figura 3.5(b) - Filtro rejeita banda

A simples utilização de estubes de comprimento  $\lambda/4$  permite rejeitar ou deixar passar uma banda, conforme a figura 3.6(a). Se o estube estiver terminado em vazio, a sua impedância de entrada comporta-se como um circuito LC série para a massa, devido ao seu comprimento elétrico à frequência que se quer rejeitar. Então, impõe-se um curto-circuito no nó A, impedindo o sinal de passar. Se estiver terminado em curto-circuito, a sua impedância de entrada comporta-se como um LC paralelo, rejeitando todas as frequências, com exceção da frequência central.

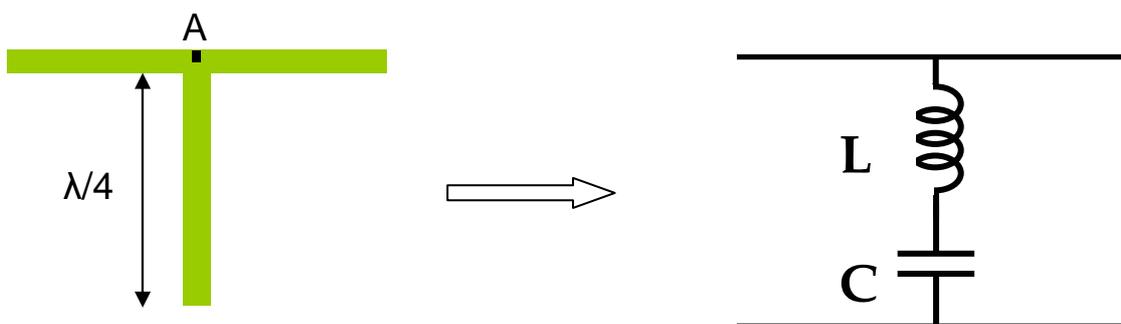


Figura 3.6(a) - Estube terminado em vazio = filtro rejeita faixa

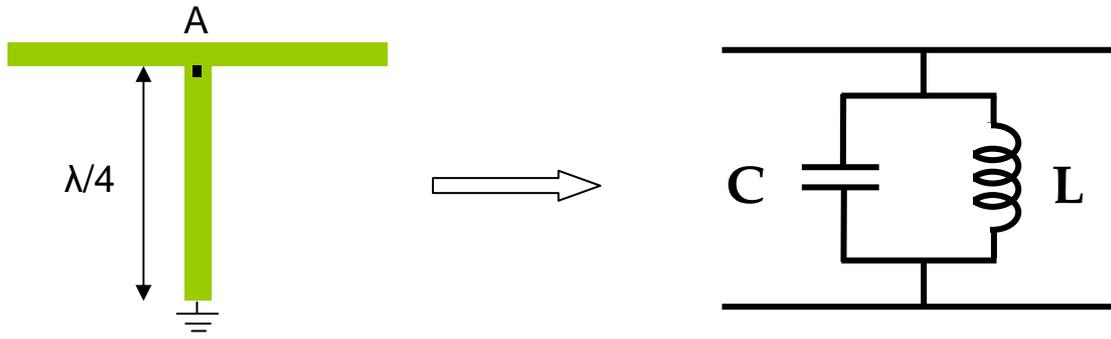


Figura 3.6(b) - Estube terminado em curto-circuito = filtro passa-faixa

### 3.4 - FILTROS COM ALTERAÇÕES NA GEOMETRIA DOS RESSOADORES

Com o objetivo de reduzir as dimensões dos filtros construídos com linhas de transmissão, várias geometrias foram derivadas a partir de uma linha de comprimento  $\lambda/4$  para construção dos ressoadores. Ressonadores são os componentes básicos de um filtro.

Uma primeira idéia é dobrar a linha, chegando a um formato parecido com um “grampo de cabelo”. Daí vem o nome desse ressoador, do inglês *hairpin*. Uma modificação no *hairpin* e um ressoador ainda menor pode ser construído, bastando dobrar as extremidades, chegando ao *hairpin* miniaturizado. As linhas acopladas nas extremidades atuam como um capacitor. Uma outra idéia é um ressoador quadrado com *gaps* nas extremidades. A figura 3.7 ilustra esses modelos básicos de ressoadores.

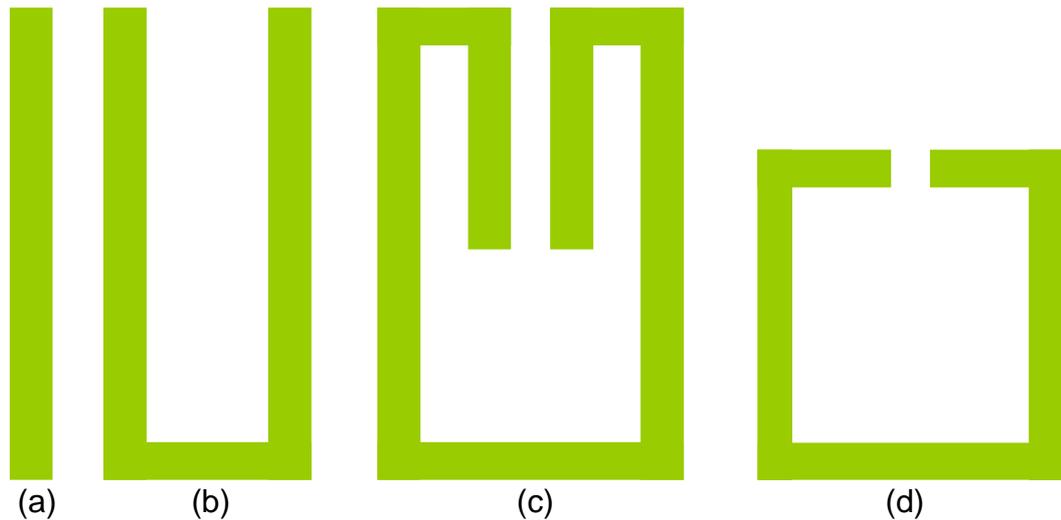


Figura 3.7 - Geometrias de modelos básicos de ressoadores – (a) Linha com  $\lambda/2$ , (b) *hairpin*, (c) *hairpin* miniaturizado, (d) quadrado com *gaps*

Várias outras geometrias têm sido propostas na literatura, como anéis hexagonais [12], anéis pentagonais (13) e variações dos modelos básicos, constantes de diversas publicações.

Os ressoadores construídos com essas geometrias são os elementos básicos utilizados na implementação de filtros, utilizando os acoplamentos existentes entre eles.

### 3.5 - ACOPLAMENTOS

Filtros são construídos geralmente a partir de conjunto de ressoadores acoplados. Neste trabalho é utilizada a técnica apresentada em [3], que utiliza simuladores eletromagnéticos para determinar as distâncias entre ressoadores que propiciarão os valores requeridos de acoplamento.

#### 3.5.1 - Acoplamento elétrico

Um circuito equivalente modelado com elementos discretos e representando ressoadores eletricamente acoplados é mostrado na figura 3.8, onde  $L$  e  $C$  são a autoindutância e autocapacitância, respectivamente.  $\omega_0 = (LC)^{-1/2}$  é a frequência de ressonância de um ressoador independente e  $C_m$  representa a capacitância mútua entre os ressoadores acoplados.

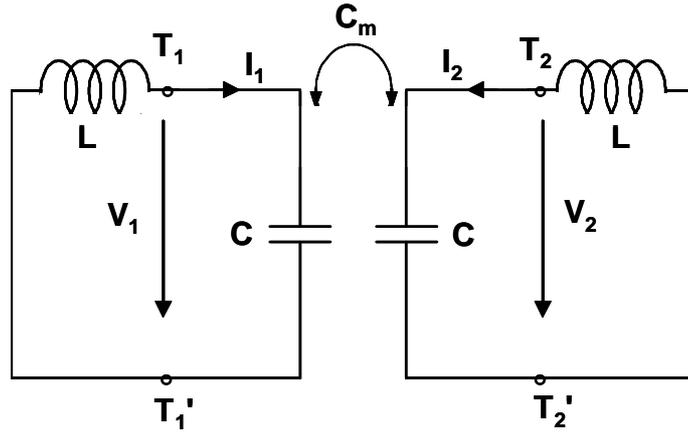


Figura 3.8 - Modelo de acoplamento elétrico

É demonstrado em [3] que existirão as frequências de ressonância elétricas e magnéticas, dadas por:

$$f_e = \frac{1}{2\pi(\sqrt{L(C+C_m)})} \quad (3.26)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi(\sqrt{L(C-C_m)})} \quad (3.27)$$

E o coeficiente de acoplamento elétrico é definido por:

$$K_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} \quad (3.28)$$

### 3.5.2 - Acoplamento magnético

Um circuito equivalente modelado com elementos discretos e representando ressoadores magneticamente acoplados é mostrado na figura 3.9, onde L e C são a

autoindutância e autocapacitância, respectivamente.  $L_m$  representa a indutância mútua entre os ressoadores acoplados.

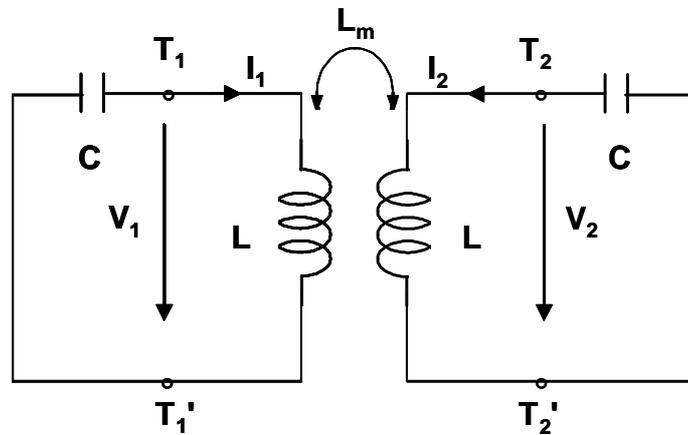


Figura 3.9 - Modelo para acoplamento magnético

Existirão as frequências de ressonância elétricas e magnéticas, dadas por:

$$f_e = \frac{1}{2\pi(\sqrt{C(L-L_m)})} \quad 3.29$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi(\sqrt{C(L+L_m)})} \quad 3.30$$

E o coeficiente de acoplamento magnético é definido por:

$$K_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad 3.31$$

### 3.5.3 - Acoplamento misto

Quando os ressoadores estão acoplados fisicamente de modo que há tanto acoplamento elétrico quanto acoplamento magnético e não há predominância de um tipo de acoplamento sobre o outro, eles são ditos em acoplamento misto. Em [3] é demonstrado que as frequências de ressonância naturais e o acoplamento misto serão:

$$f_e = \frac{1}{2\pi\left(\sqrt{(C-C_m)(L-L_m)}\right)} \quad (3.32)$$

$$f_m = \frac{1}{2\pi\left(\sqrt{(C+C_m)(L+L_m)}\right)} \quad (3.33)$$

$$K_M = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (3.34)$$

## 4 - FILTROS COM RESPOSTA DE BANDA PASSANTE DUPLA

### 4.1 – INTRODUÇÃO

Um dos requisitos para projeto de filtros é a miniaturização dos circuitos construídos. Utilizando linhas planares, especificamente a microfita, com inovações nas geometrias básicas apresentadas no capítulo 3 é possível atingir-se dimensões da ordem de poucos centímetros quadrados.

Visando diminuir ainda mais as dimensões, existe outra abordagem, que consiste em construir-se circuitos que apresentam não mais apenas uma banda passante, mas que permitem a transmissão de duas bandas de frequência. Esses filtros são conhecidos por filtros *dual-band*, ou seja, filtros com resposta de banda passante dupla. A figura 4.1 mostra a resposta de banda passante para um filtro de banda dupla no caso ideal.

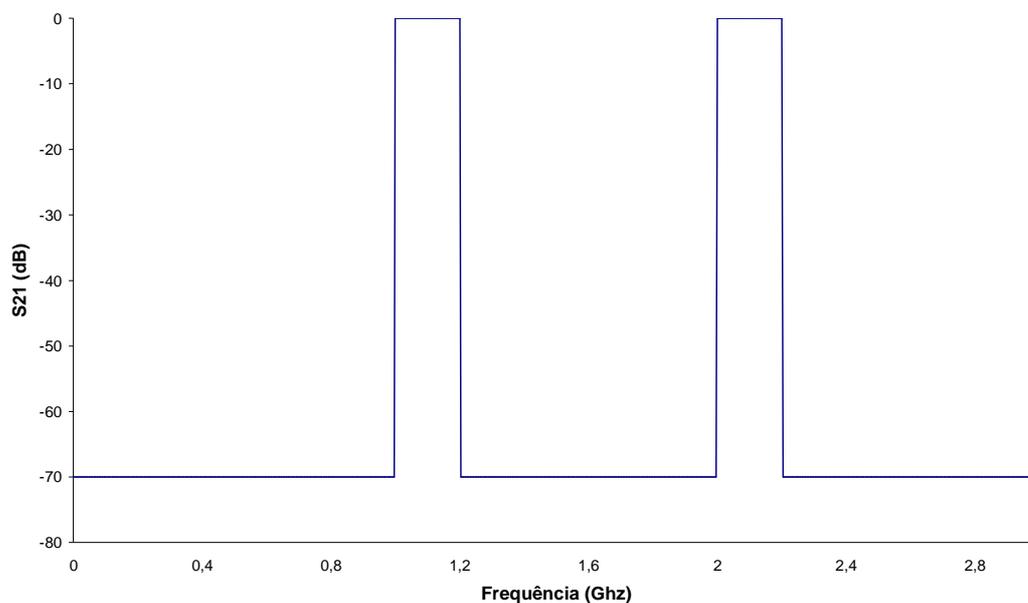


Figura 4.1 - Filtro passa-faixa com característica *dual band* com resposta ideal

Um dos artifícios utilizados na construção de filtros *dual-band* é a utilização de ressoadores construídos com elementos que apresentam impedâncias desiguais nas diferentes partes de sua geometria [14].

A utilização de linhas com impedâncias diferentes faz com que a resposta do filtro seja modificada em relação aos filtros construídos com linhas de impedâncias homogêneas.

Com essa característica é possível controlar tanto a posição da banda fundamental, como a posição dos espúrios inerentes.

Assim, pode-se aumentar a banda de rejeição entre a banda fundamental e o primeiro espúrio, garantindo imunidade a sinais interferentes porventura alocados na região entre essas bandas, ou posicionar essas bandas em frequências estratégicas, como no caso de um filtro *dual-band*.

Essa classe de ressoadores é conhecida por SIR – *Stepped Impedance Resonator*. A figura 4.2 mostra um ressoador SIR construído com duas linhas microfita. A primeira linha tem largura  $W_1$  e impedância correspondente  $Z_1$ . A segunda linha tem largura  $W_2$  e impedância  $Z_2$ . Naturalmente como  $W_2 > W_1$  tem-se que  $Z_1 > Z_2$ . A frequência de ressonância fundamental, bem como as frequências espúrias serão dadas em função do comprimento total da linha e dependerão também das características devidas à variação da impedância ao longo da sua geometria.



Figura 4.2 – Ressorador SIR

#### 4.2 - RESSOADOR *HARPIN* MINIATURIZADO COM DEGRAUS DE IMPEDÂNCIA

Inicialmente proposto por *Sagawa et al* [15], o ressoador *hairpin* miniaturizado utiliza as linhas acopladas como capacitores, permitindo a redução do tamanho do ressoador.

A figura 4.3 mostra um ressoador *hairpin* miniaturizado, com largura  $W_1$  e impedância  $Z_1$ , para a linha externa e largura  $W_2$  e impedância  $Z_2$ , para a linha acoplada. As linhas acopladas estão separadas por um distância  $S_1$ .

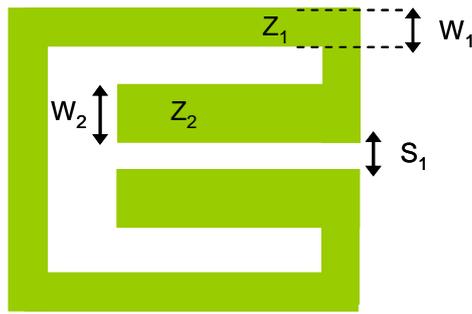


Figura 4.3 – Ressorador *hairpin* miniaturizado

Como a impedância das linhas que constituem o *hairpin* miniaturizado da figura 4.3 são diferentes, ele se enquadra na classe de ressoadores SIR. Mesmo que as larguras  $W_1$  e  $W_2$  fossem idênticas, suas impedâncias características  $Z_1$  e  $Z_2$  teriam valores diferentes. A explicação para tanto é que as linhas acopladas passariam a apresentar impedâncias características diferentes daquelas de linhas isoladas com mesma largura  $W$ . Pode-se, então, considerar que esse ressoador apresentaria variações na impedância de suas linhas, ou seja, seria uma variação de um SIR.

A figura 4.4 ilustra o caso de um *hairpin* miniaturizado construído com linhas de mesma largura, porém, conforme discutido no parágrafo anterior, com impedâncias diferentes para as linhas externas e para as linhas acopladas. No capítulo 5, serão apresentadas simulações para ressoadores *hairpin* miniaturizados construídos com linhas de mesma largura e outros construídos com linhas de larguras diferentes.

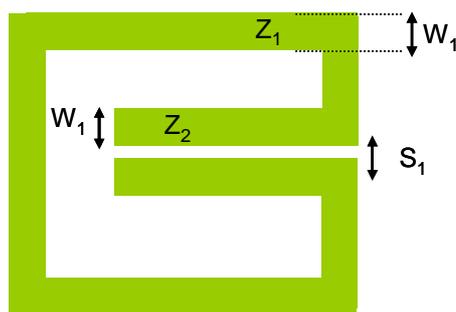


Figura 4.4 - Ressorador *hairpin* miniaturizado com linhas de mesma largura  $W_1$ , porém com impedâncias diferentes  $Z_1$  e  $Z_2$

#### 4.2.1 - Análise de um *hairpin* miniaturizado

A figura 4.5 mostra um ressonador *hairpin* miniaturizado, porém, para fins de análise, as linhas acopladas foram desenhadas para fora da área interna do ressonador. Essa consideração facilita a visualização e não altera a análise, visto que a distância  $S_2$  existente entre as linhas acopladas e as linhas externas é considerada suficientemente grande para evitar o acoplamento entre elas.

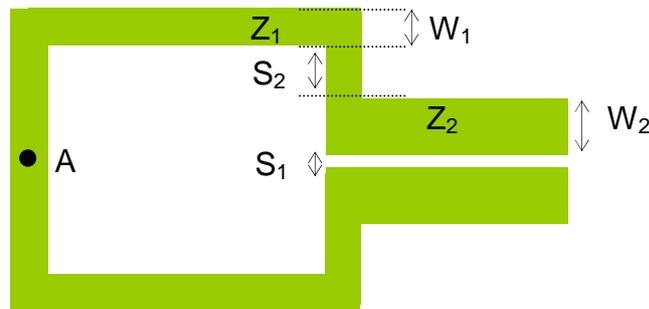


Figura 4.5 - Ressonador *hairpin* miniaturizado com linhas acopladas desenhadas externamente

#### 4.2.1.1 - Ressonâncias de modo par e de modo ímpar

Linhas acopladas, conforme discutido anteriormente, apresentam características diferentes de linhas isoladas. A principal característica que sofre alteração é a velocidade de fase das ondas propagantes. Como ilustrado no capítulo 2, item 2.3, a heterogeneidade dos meios envolvidos nas microfitas induz o aparecimento de dois modos dominantes de propagação, onde os campos elétricos e magnéticos não estão completamente transversais à direção de propagação. No entanto, devido às componentes longitudinais dos campos serem bastante diminutas em comparação com as componentes transversais, considera-se que os modos de propagação envolvidos comportam-se como modos quase-TEM, ou seja, os campos elétricos e magnéticos são aproximadamente transversais à direção de propagação da onda. Essa consideração permite simplificações nas análises matemáticas [3].

Esses modos dominantes são os chamados modo par e modo ímpar. As figuras 2.4(a) e 2.4(b), que são reproduzidas aqui com numerações 4.6(a) e 4.6(b), para fins de melhor clareza na compreensão do assunto, ilustram a distribuição de cargas nas linhas de microfita acopladas.

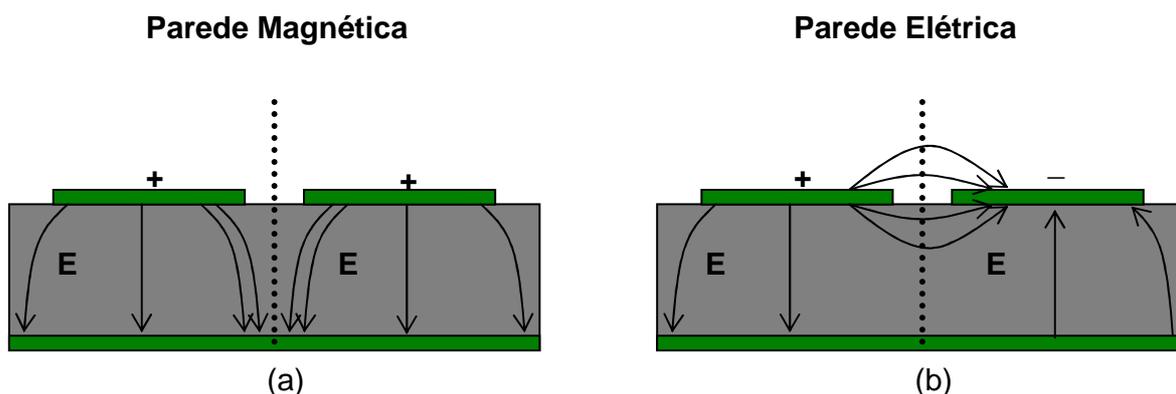


Figura – 4.6 - Modos par (a) e ímpar (b) de propagação em duas linhas acopladas

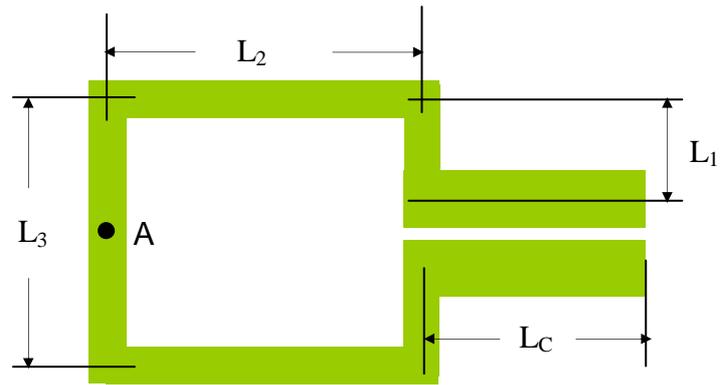
No modo denominado par, as cargas elétricas que se concentram nas linhas acopladas estão polarizadas igualmente, por exemplo, positivamente. Isso equivale a considerar que no plano de simetria entre as linhas existe uma parede magnética. Já no modo denominado ímpar, as cargas possuem polaridades diferentes, implicando na existência de uma parede elétrica no eixo de simetria.

Ainda recordando o capítulo 2, os dois modos serão excitados de forma simultânea. No entanto, cada modo perceberá uma permissividade diferente no meio de propagação, o que acarretará velocidades de propagação diferentes para cada modo.

Velocidades diferentes de propagação implicarão, por sua vez, comprimentos de onda diferentes, com as conseqüentes freqüências de ressonância também diferentes para cada modo. Nos itens subseqüentes mostra-se que o modo ímpar influirá completamente na freqüência de ressonância de modo fundamental do ressoador, enquanto o primeiro espúrio será determinado pelo modo par e assim sucessivamente para as harmônicas superiores.

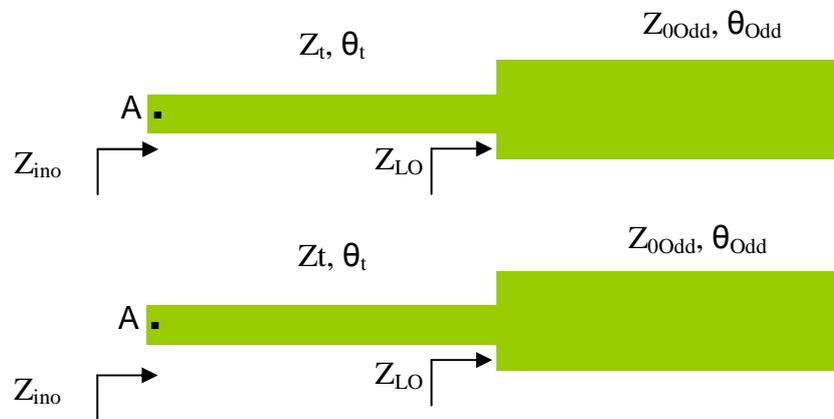
#### 4.2.1.2 - Condições de ressonância no modo ímpar

Quando o ressoador está excitado no modo ímpar, o circuito da figura 4.5 pode ser dividido no ponto de simetria A, como mostrado nas figuras 4.7(a) e 4.7(b).



$$2L_t = 2L_l + 2L_2 + L_3$$

(a)



(b)

Figura 4.7 - Dimensões do *hairpin* miniaturizado (a) e circuito resultante da divisão no ponto A (b)

A divisão do circuito é perfeitamente possível, dado que no modo ímpar, a impedância de entrada  $Z_{ino}$  no ponto A será igual a zero, devido à existência da parede elétrica.

A figura 4.7(a) mostra as dimensões físicas do *hairpin* miniaturizado. O comprimento total  $2L_t$  e o comprimento de cada linha acoplada  $L_c$  estão indicados na figura.

A figura 4.7(b) mostra as impedâncias de entrada no modo ímpar  $Z_{ino}$  e  $Z_{LO}$ , as impedâncias características de modo ímpar de cada linha  $Z_t$  e  $Z_{0O}$  e os comprimentos elétricos de cada linha  $\theta_t$  e  $\theta_O$  no circuito resultante da divisão.

Adicionalmente, quando as linhas acopladas estão também excitadas no modo ímpar, a impedância de entrada  $Z_{LO}$  vista do lado esquerdo das linhas acopladas será dada por:

$$Z_{LO} = -jZ_{0o} \cot \theta_o \quad (4.1)$$

A condição de ressonância para o modo ímpar será derivada considerando a impedância de entrada no ponto A igual a zero:

$$Z_{ino} = Z_t \frac{Z_{LO} + jZ_t \tan \theta_t}{Z_t + jZ_{LO} \tan \theta_t} = 0 \quad (4.2)$$

Disto, segue-se que a condição para ressonância do ressoador hairpin miniaturizado no modo ímpar será:

$$\frac{Z_{0o}}{Z_t} = \frac{\tan \theta_t}{\cot \theta_o} \quad (4.3)$$

#### 4.2.1.3 – Condições de ressonância no modo par

Quando o ressoador está excitado no modo par, o circuito da figura 4.5 pode ser dividido como mostrado na figura 4.8, com a admitância de entrada  $Y_{ino}$  no ponto A igual a zero, dada a existência da parede magnética no eixo de simetria entre as linhas acopladas.

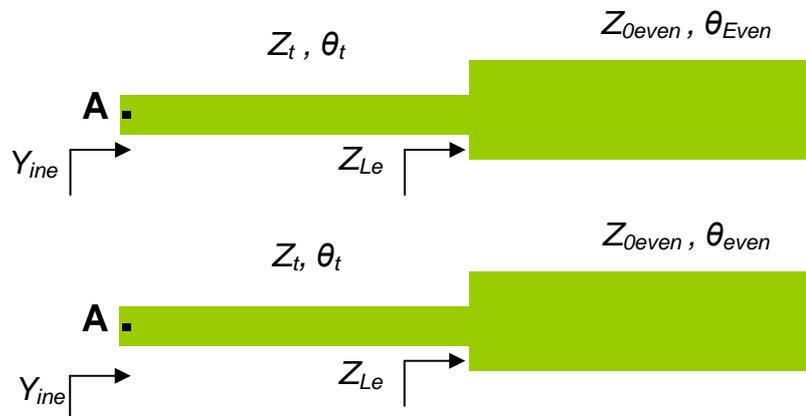


Figura 4.8 - Circuito resultante da divisão do circuito da figura 4.5 no ponto A

A impedância de entrada  $Z_{Le}$  vista do lado esquerdo das linhas acopladas será dada por:

$$Z_{Le} = -jZ_{0e} \cot \theta_e \quad (4.4)$$

A condição de ressonância para o modo par será dada pela condição:

$$Y_{ine} = \frac{1}{Z_t} \frac{Z_t + jZ_{Le} \tan \theta_t}{Z_{Le} + jZ_t \tan \theta_t} = 0 \quad (4.5)$$

Segue-se que a condição para ressonância do ressoador hairpin miniaturizado no modo par será:

$$\frac{Z_{0e}}{Z_t} = -\frac{\cot \theta_t}{\cot \theta_e} \quad (4.6)$$

#### 4.2.2 - Dependência entre a frequência de ressonância fundamental e os parâmetros construtivos do ressoador SIR

A solução das equações 4.3 e 4.6 permite identificar os valores dos comprimentos elétricos e das impedâncias de modo par e modo ímpar que levarão a estrutura SIR a ressoar nas frequências desejadas, ou seja, no seu modo fundamental de ressonância, correspondente ao modo ímpar, e no seu primeiro espúrio de ressonância, correspondente ao modo par.

De forma gráfica é possível visualizar a dependência entre os parâmetros de impedância e de comprimento elétrico com as frequências de ressonância [16,17]. Os gráficos representados nas figuras 4.9 e 4.10 ilustram esse fato, considerando uma normalização para ressonância do modo fundamental quando  $Z_{0e}=Z_{0o}=Z_t$ .

Essa normalização corresponde à situação em que as linhas envolvidas na geometria do ressoador *hairpin* miniaturizado SIR têm impedâncias iguais. Nesta situação, a frequência fundamental do ressoador estaria posicionada normalmente em função do

comprimento elétrico total, igual ao somatório dos comprimentos elétricos das linhas envolvidas  $2(\theta_{\text{acopladas}} + \theta_t)$  e dado pela equação 2.10, vista no capítulo 2. Neste caso, o somatório dos comprimentos elétricos seria igual a  $\pi$  radianos.

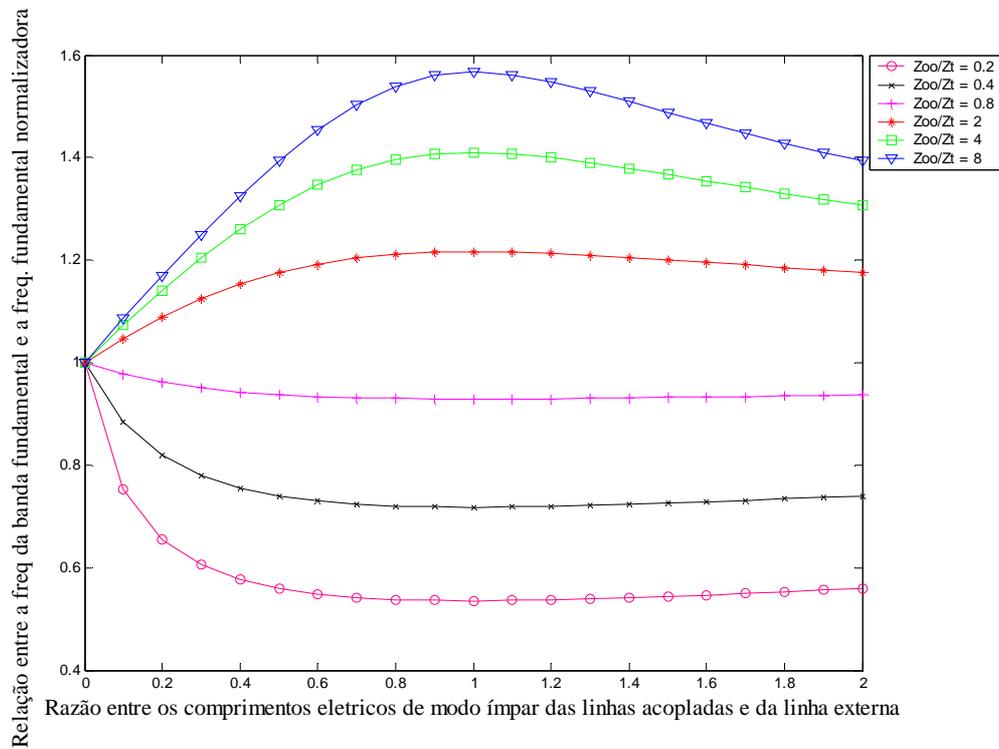


Figura 4.9 - Curvas de ressonância do modo ímpar

De acordo com a solução da equação 4.3, a figura 4.9 é plotada para ilustrar a variação da frequência do modo fundamental devida à variação da taxa de impedância  $Z_{0o}/Z_t$  e devida à variação da razão entre os comprimentos elétricos  $\theta_{\text{odd}}$  e  $\theta_{\text{total}}$ , quando um ressonador *hairpin* miniaturizado está no seu primeiro modo, ou modo fundamental.

Para cada valor da razão entre os comprimentos elétricos, fixando um valor para a razão entre as impedâncias, serão encontrados os valores dos comprimentos elétricos de modo ímpar das linhas acopladas e da linha externa que satisfarão a equação 4.3. A razão entre o dobro do somatório desses comprimentos elétricos e o comprimento elétrico total do caso normalizador ( $\pi$  radianos) dará o valor da ordenada do gráfico da figura 4.9. O motivo do uso do dobro do somatório é que na dedução das condições de ressonância, o ressonador foi dividido no ponto de simetria.

Como exemplo: Resolvendo a equação 4.3 para uma razão entre impedâncias igual a 0,385 ( $Z_{00}=25 \Omega$ ,  $Z_t=65 \Omega$ ) e uma razão entre comprimentos elétricos igual a 0,418 teremos um valor de  $\theta_{\text{odd}}$  igual a 0,343 radianos e um valor de  $\theta_t$  igual a 0,822 radianos. O dobro do somatório dessas grandezas é o comprimento elétrico total do *hairpin* miniaturizado quando excitado no modo ímpar e vale 2,33 radianos. Esse valor dividido por  $\pi$  radianos, que é o comprimento elétrico total do caso normalizador, fornecerá um resultado igual a 0,742, que é a redução da frequência da banda fundamental.

O gráfico representado na figura 4.9 mostra claramente que diminuir a taxa entre a impedância de modo ímpar,  $Z_{0o}$ , e a impedância total  $Z_t$  fará a frequência fundamental de ressonância diminuir, mantendo as dimensões do ressoador.

Esse resultado é bastante interessante, dado que a análise tradicional mostra que para diminuir a frequência de ressonância seria necessário aumentar as dimensões do circuito envolvido, o que nem sempre é possível e desejado.

#### **4.2.3 - Dependência entre a frequência de ressonância da banda superior e os parâmetros construtivos do ressoador SIR**

A figura 4.10 é plotada conforme a solução da equação 4.6 para ilustrar a variação da banda passante superior de um ressoador *hairpin* miniaturizado quando a taxa entre as impedâncias de modo par,  $Z_{0e}$  e a impedância da linha externa,  $Z_t$ , é alterada e a razão entre os comprimentos elétricos também varia.

Na figura 4.10, a frequência de ressonância do primeiro espúrio está normalizada em relação à frequência de ressonância da banda fundamental no caso em que a razão entre impedâncias é igual à unidade. Nesta situação, a banda passante superior estaria localizada no dobro da frequência fundamental normalizadora  $f_0$ , o que é o previsto para ressoadores construídos com linhas de tamanho de meio comprimento de onda.

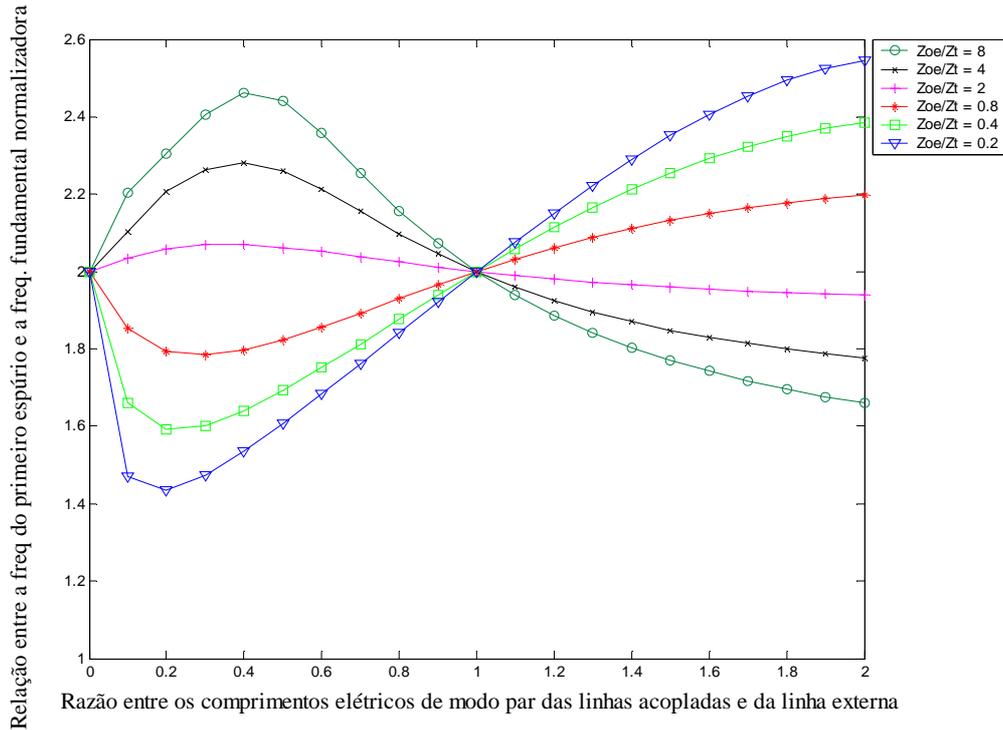


Figura 4.10 – curvas de ressonância do modo par

Para cada valor da razão entre os comprimentos elétricos, fixando um valor para a razão entre as impedâncias, serão encontrados os valores dos comprimentos elétricos de modo par das linhas acopladas e da linha externa que satisfarão a equação 4.6. A razão entre o dobro do somatório desses comprimentos elétricos e o comprimento elétrico total ( $\pi$  radianos) do caso normalizador dará o valor da ordenada do gráfico da figura 4.10.

Como exemplo: Resolvendo a equação 4.6 para uma razão entre impedâncias igual a 0,477 ( $Z_{0e}=31 \Omega$ ,  $Z_t=65 \Omega$ ) e uma razão entre comprimentos elétricos igual a 0,418 teremos um valor de  $\theta_{\text{odd}}$  igual a 0,829 radianos e um valor de  $\theta_t$  igual a 1,983 radianos. O dobro do somatório dessas grandezas é o comprimento elétrico total do *hairpin* miniaturizado quando excitado no modo par e vale 5,624 radianos. Esse valor dividido por  $\pi$  radianos, que é o comprimento elétrico total do caso normalizador, fornecerá um resultado igual a 1,79. Esse valor pode ser visto na figura 4.10 e representa a distância de separação entre a banda espúria e a banda fundamental no caso normalizador.

No entanto, a verdadeira banda fundamental não estará localizada na posição correspondente a  $\pi$  radianos, conforme visto no item anterior. Sua verdadeira posição corresponderá a seu comprimento elétrico total, que foi calculado como sendo 2,33 radianos. Então, a separação entre a banda superior (espúria) e a banda fundamental será

igual a  $5,624/2,33 = 2,41$ . Esse mesmo valor pode ser obtido dividindo o valor encontrado no gráfico da figura 4.10 (1,79) pelo valor encontrado na análise do gráfico da figura 4.9 (0,742).

O gráfico da figura 4.10 indica que aumentar a razão entre as impedâncias de modo par,  $Z_{0e}$  e a impedância total  $Z_t$  irá deslocar a frequência do primeiro espúrio para maiores valores, enquanto a razão entre os comprimentos elétricos for menor do que a unidade.

Uma consequência disso é a possibilidade de posicionar a banda do primeiro espúrio em locais previamente analisados, evitando interferências de outros sinais.

Outra consequência é a construção de filtros com banda passante dupla, aproveitando tanto a banda fundamental como a banda espúria como bandas úteis.

### 4.3 - ANÁLISE SOBRE AS SOLUÇÕES DAS EQUAÇÕES 4.3 E 4.6

No caso real de um ressoador *hairpin* miniaturizado, limitações das linhas em microfita só permitem valores de impedância par e ímpar que estejam dentro de faixas realizáveis de construção física.

Os gráficos das figuras 4.9 e 4.10 devem então ser analisados no projeto de filtros de dupla banda passante com utilização de ressoadores SIR. Primeiramente, deve-se identificar as posições das frequências desejadas: banda fundamental e banda superior. Após isso, de acordo com a frequência fundamental, encontra-se uma geometria que atenda aos comprimentos elétricos total e de modo ímpar de tal forma que a razão entre os dois esteja próximo da região ótima do gráfico da figura 4.9, ou seja, por volta de 0,5. Após essa região, a curva se estabiliza e aumentar o tamanho dessa razão não trará benefícios.

Encontrar a impedância de modo par que permitirá posicionar o primeiro espúrio é tarefa complexa. A dificuldade começa na escolha da impedância da linha externa  $Z_t$ . Para um substrato com constante dielétrica igual a 10, por exemplo, uma linha com mais de 100 ohms só é conseguida com linhas mais estreitas do que 0,2 mm. Isso obrigaria a utilização de equipamentos de grande precisão na construção do circuito. Um valor coerente situa-se próximo de 50 ohms, que permite facilidade no casamento de impedâncias com a fonte de sinal.

As impedâncias de modo par e ímpar são interdependentes e variam conforme a largura da linha e a distância de separação são alteradas. Como a impedância da linha externa já foi escolhida, conforme os gráficos indicam para a região onde  $\theta_{\text{ímpar}}/\theta_{\text{total}} = 0,5$

os valores de  $Z_{00}/Z_t$  são menores do que um. Escolhe-se, então um valor inicial para a impedância de modo ímpar.

O outro parâmetro para construção das linhas acopladas é a distância de separação entre linhas. Circuitos com separação entre linhas acopladas menor do que 0,2 mm não são de fácil construção. Sugere-se começar com esta distância e encontrar o correspondente valor da impedância de modo par.

O uso de simuladores eletromagnéticos facilita bastante o projeto desse tipo de filtro de banda passante dupla, fazendo-se os ajustes necessários na geometria e nas dimensões.

Na próxima seção, simuladores serão usados para demonstrar a validade da teoria apresentada.

#### **4.4 - EXEMPLOS DE FILTROS *HAIRPIN* MINIATURIZADOS COM RESSOADOR SIR**

Com a utilização do simulador eletromagnético SONET (versão livre de encargos financeiros) foram simulados alguns exemplos de filtros *hairpin* miniaturizados.

Foram projetados e simulados dois conjuntos de filtros para ilustrar os diversos parâmetros envolvidos.

##### **4.4.1 - Filtros A e B**

Os filtros A e B foram projetados com largura das linhas acopladas ( $W_{ac}$ ) igual à largura da linha do ressoador ( $W_t$ ), conforme figura 4.11.

A tabela 4.1 mostra os valores utilizados para as impedâncias de modo par ( $Z_{0e}$ ) e de modo ímpar ( $Z_{0o}$ ), a largura da linha do ressoador ( $W_t$ ), a largura das linhas acopladas ( $W_{ac}$ ), a separação entre as linhas acopladas ( $S$ ), a impedância da linha do ressoador ( $Z_t$ ), a relação entre os comprimentos elétricos das linhas acopladas ( $\theta_{ac}$ ) e o comprimento elétrico da linha do ressoador ( $\theta_t$ ). As duas últimas colunas mostram os valores teóricos conforme a solução das equações 4.3 e 4.6 e o valor obtido na simulação para a razão entre as frequências de ressonância da banda superior ( $f_1$ ) e a frequência de ressonância do modo fundamental ( $f_0$ ).

Tabela 4.1 - Parâmetros dos filtros A e B

Filtro	$W_t$ (mm)	$W_{ac}$ (mm)	S(mm)	$Z_{0E}$ ( $\Omega$ )	$Z_{0O}$ ( $\Omega$ )	$Z_t$ ( $\Omega$ )	$\theta_{ac}/\theta_t$	$f_1/f_0$ teórico	$f_1/f_0$ simulado
A	0,8	0,8	0,8	81,4	47,8	65,3	0,45	2,2	2,1
B	0,8	0,8	0,4	87,2	40,3	65,3	0,40	2,4	2,3

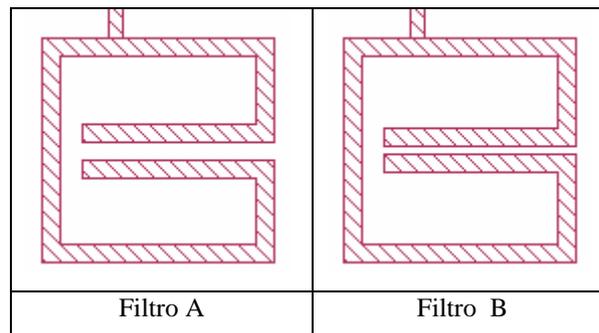


Figura 4.11: *Layout* dos filtros A e B

Apesar da largura das linhas acopladas serem idênticas à largura da linha total, as impedâncias de modo par e de modo ímpar das linhas acopladas não são idênticas à impedância total  $Z_t$ , devido ao acoplamento entre linhas. Observe na tabela 4.1 que aumentar a distância entre as linhas acopladas torna as impedâncias de modo par e de modo ímpar mais próximas à impedância  $Z_t$ . Em uma situação limite, quando a distância entre linhas  $s$  for suficientemente grande, o acoplamento entre as linhas será bastante fraco, ou mesmo inexistente, e a impedância das linhas será igual a  $Z_t$ . Nessa situação, a separação entre a banda superior e a frequência fundamental terá razão igual a 2.

Os filtros A e B foram simulados no SONET e os resultados são mostrados na figura 4.12

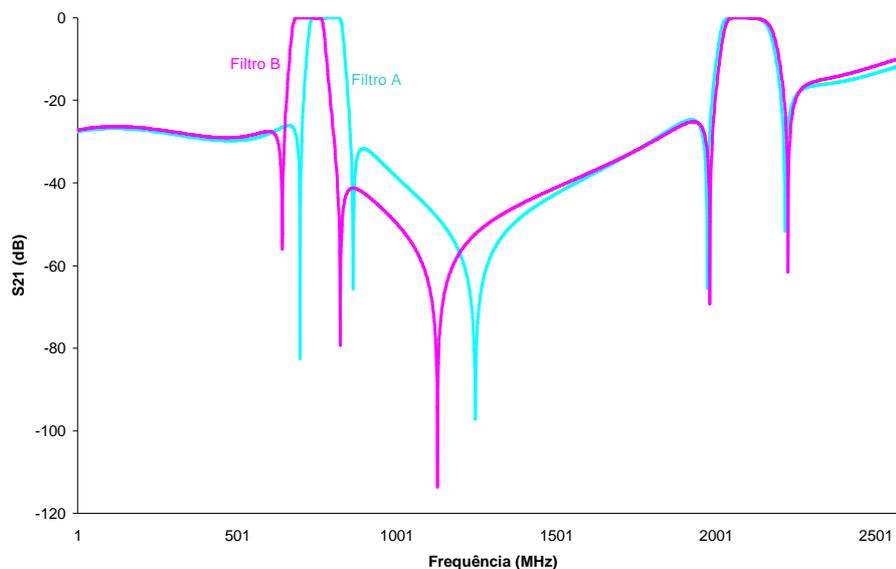


Figura 4.12 – resposta simulada dos filtros A e B

Analisando a resposta simulada dos filtros A e B percebe-se que aumentar a impedância de modo par e diminuir a impedância de modo ímpar faz com que aumente a separação entre a frequência de ressonância fundamental e a frequência de ressonância da banda superior. Outro resultado é que a frequência fundamental de ressonância é deslocada para valores menores sem alteração nas dimensões externas do ressoador. Não houve variação na posição absoluta da frequência da banda superior.

Essas conclusões são totalmente coerentes com os gráficos das figuras 4.9 e 4.10, para valores fixos na relação entre os comprimentos elétricos.

#### 4.4.2 - Filtros C e D

Os filtros C e D foram projetados com largura das linhas acopladas maior do que a largura da linha do ressoador. Os parâmetros desses filtros são reunidos na tabela 4.2 e são semelhantes àqueles constantes na tabela 4.1 quanto à nomenclatura.

Tabela 4.2 - Parâmetros dos filtros C e D

Filtro	$W_t$ (mm)	$W_{ac}$ (mm)	S(mm)	$Z_{0E}(\Omega)$	$Z_{0O}(\Omega)$	$Z_t(\Omega)$	$\theta_{ac}/\theta_t$	$f_1/f_0$ teórico	$f_1/f_0$ simulado
C	0,8	2,2	0,8	48,5	31,7	65,3	0,50	2,4	2,2
D	0,8	2,2	0,4	50,7	30,0	65,3	0,45	2,5	2,4

A figura 4.13 mostra o *layout* dos filtros C e D. Observe que as linhas acopladas têm largura diferente da linha de transmissão do ressoador. Conforme a distância de separação entre as linhas acopladas é alterada, os valores das impedâncias par e ímpar também o são.

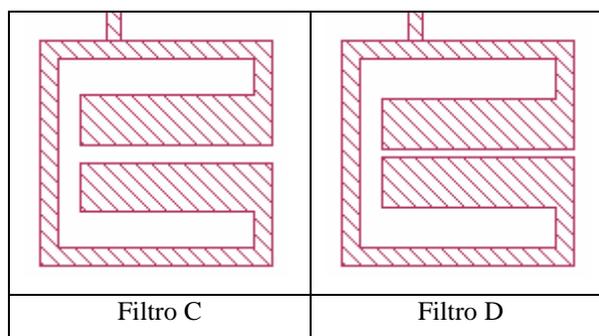


Figura 4.13 - Filtros C e D

Os filtros C e D foram desenhados e simulados no SONET, à exemplo dos filtros A e B. A figura 4.14 traz as respostas de transmissão ( $S_{21}$ ) simuladas.

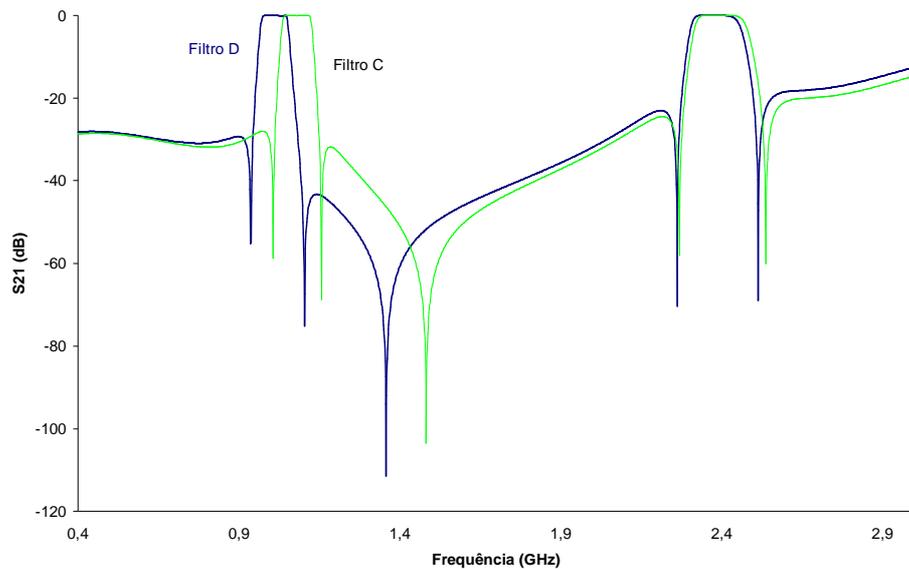


Figura 4.14 - Respostas simuladas dos filtros C e D

A exemplo dos filtros A e B, a análise dos filtros C e D mostra que aumentar a impedância de modo par e diminuir a impedância de modo ímpar faz com que aumente a separação entre a frequência de ressonância fundamental e a frequência de ressonância da banda superior. Outro resultado é que a frequência fundamental de ressonância é deslocada para valores menores sem alteração nas dimensões externas do ressoador. Não houve variação na posição absoluta da frequência da banda superior, no entanto, essa banda não se deslocou para a esquerda, acompanhando a movimentação da banda fundamental. Isso equivale a um deslocamento da banda superior para a direita.

Essas conclusões são totalmente coerentes com os gráficos das figuras 4.9 e 4.10, para valores fixos na relação entre os comprimentos elétricos.

#### 4.4.3 - Análise do filtro D

Iremos analisar detalhadamente o filtro D, verificando os valores de seus parâmetros e a validade da teoria apresentada, de acordo com os resultados obtidos no simulador. A tabela 4.3 lista novamente os parâmetros dos quatro filtros para facilidade na análise que se segue.

Tabela 4.3 - Parâmetros dos filtros A, B, C e D

Filtro	W(mm)	S(mm)	$Z_{0E}(\Omega)$	$Z_{0O}(\Omega)$	$Z_t(\Omega)$	$\theta_c/\theta_t$	$f_1/f_0$ teórico	$f_1/f_0$ simulado
A	0,8	0,8	81,4	47,8	65,3	0,45	2,2	2,1
B	0,8	0,4	87,2	40,3	65,3	0,40	2,4	2,3
C	2,2	0,8	48,5	31,7	65,3	0,50	2,4	2,2
D	2,2	0,4	50,7	30,0	65,3	0,45	2,5	2,4

A figura 4.15 plota a resposta de transmissão para os filtros A e D, que apresentaram maior diferença na posição absoluta de suas bandas de ressonância.

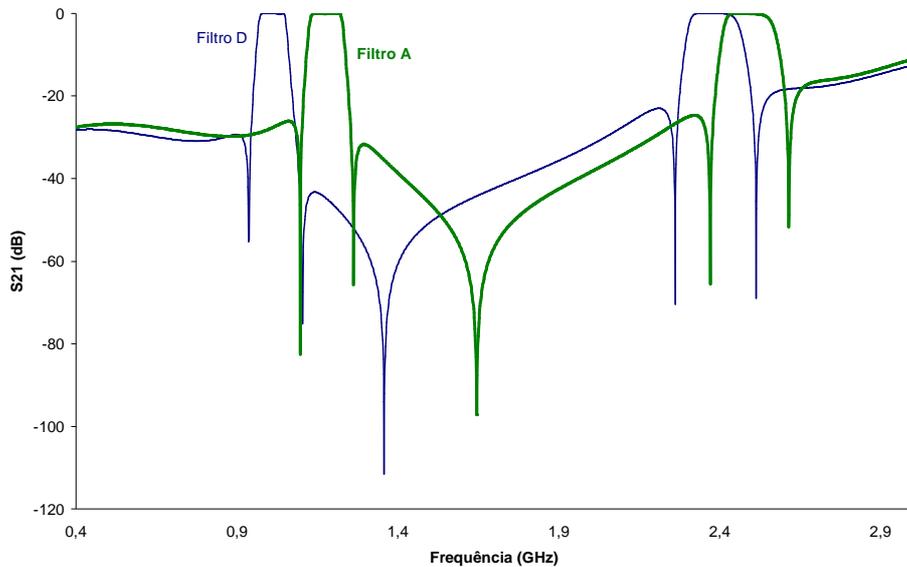


Figura 4.15 - Respostas simuladas dos filtros A e D

O filtro D apresenta a menor frequência de ressonância para o modo fundamental entre os quatro filtros analisados.

Também o filtro D apresenta o menor valor de impedância no modo ímpar e, conseqüentemente, a menor razão entre  $Z_{0O} / Z_t$  dos quatro filtros. Essa razão é igual a  $30,0/65,3$  e vale aproximadamente 0,46. Levando esses valores na figura 4.9 verifica-se

que para a razão entre os comprimentos elétricos por volta de 0,45, a taxa entre impedâncias igual a 0,46 irá implicar na menor razão entre a frequência fundamental e a frequência normalizadora para os quatro filtros, ou seja, com as mesmas dimensões este filtro consegue ressoar na menor frequência entre os filtros A, B, C e D.

O filtro D está ressoando na frequência fundamental de 1,0 GHz. O valor obtido na figura 4.9 mostra que a razão entre a frequência fundamental e a frequência normalizada é igual a aproximadamente 0,75. Então, a frequência de ressonância fundamental para um filtro de mesmas dimensões que não explorasse as características de um SIR seria  $1,0\text{GHz}/0,75$ , ou seja, 1,33 GHz. A redução obtida pelo filtro D é um ganho considerável na miniaturização de um filtro.

O filtro D também apresenta a maior separação entre a frequência fundamental e a banda superior, conforme as duas últimas colunas da tabela 4.3 indicam. Recordemos que um filtro de meio comprimento de onda possui o primeiro espúrio localizado no dobro da frequência fundamental. Então, o filtro D possui um ganho na separação entre as bandas.

O valor da razão entre a impedância de modo par e a impedância total do filtro D é menor do que a unidade ( $50,7/65,3$ ) e vale aproximadamente 0,8. Verificando no gráfico 4.10 para um valor da razão entre os comprimentos elétricos igual a 0,45 encontra-se que a razão entre a banda superior e a frequência normalizadora é igual a aproximadamente 1,8.

Dividindo o valor encontrado no gráfico 4.10, igual a 1,8, pelo valor encontrado no gráfico 4.9, igual a 0,75, tem-se o valor de separação efetiva entre bandas do filtro D. Esse valor é igual a aproximadamente 2,4.

Verificando na figura 4.15, o filtro D possui a frequência simulada do primeiro espúrio aproximadamente centrada em 2,38 GHz. Com o valor de 1,8 entre o espúrio e a frequência normalizada encontra-se que o valor da frequência de ressonância fundamental de um filtro de dimensões semelhantes ao filtro D, porém sem uso de características SIR, seria  $2,38\text{GHz}/1,8$ , que é igual a 1,32 GHz. Observe que esse valor é o mesmo encontrado na análise individual da banda fundamental feita nos parágrafos anteriores.

Conclui-se, então, que a teoria representada de forma gráfica nas figuras 4.9 e 4.10 é válida perfeitamente, conforme simulações no ambiente de simulação SONET. No próximo capítulo serão projetados e construídos filtros com características SIR e verificada a validade da teoria em casos práticos.

## 5 - UM NOVO FILTRO *DUAL-BAND* COM O USO DE RESSOADORES COM DEGRAU DE IMPEDÂNCIA (SIR)

### 5.1 – INTRODUÇÃO

Conforme discutido no capítulo 4, a redução das dimensões dos filtros passa-faixas utilizados nas frequências de microondas pode ser conseguida com a utilização de tecnologias planares e com a adoção de geometrias inovadoras. Também foi visto que a construção de filtros com respostas de banda passante duplas utilizando ressoadores SIR permite reduções ainda mais consideráveis.

Neste capítulo, apresenta-se uma nova geometria de filtros com dupla banda passante utilizando ressoadores SIR. É proposta também a inserção de ressoadores acoplados internamente aos ressoadores SIR, melhorando a resposta das bandas passantes e inserindo um zero de transmissão.

Mostra-se o desenvolvimento da idéia, desde a concepção inicial até o modelo definitivo.

### 5.2 - CONFIGURACÃO PROPOSTA

Dobrando-se o ressoador SIR em linha de forma alternativa aos tradicionais *hairpin* miniaturizados, obtém-se o ressoador da figura 5.1.

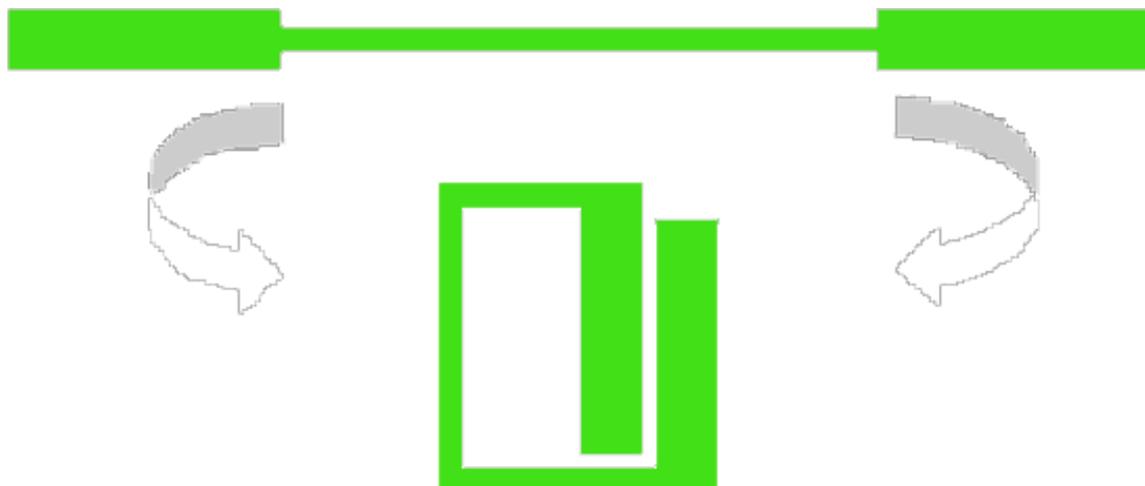


Figura 5.1 - Criação do novo ressoador a partir de uma linha de degrau

Nesta nova estrutura as equações 4.3 e 4.6 ainda continuam válidas, no entanto, o novo ressonador permite a utilização de impedâncias com valores mais abrangentes, ou seja, linhas acopladas mais largas e, com isso, os valores das impedâncias de modo par e de modo ímpar podem ser escolhidos mais livremente, facilitando o projeto do filtro.

Um filtro de 4 pólos utilizando os novos ressoadores foi projetado e testado no simulador eletromagnético *Microwave Studio*.

### 5.3 - MODELO DO FILTRO

#### 5.3.1 – Modelo inicial

Inicialmente foi projetado um filtro com banda dupla passante para ressoar na frequência fundamental de 1,0 GHz e primeiro espúrio em 3,3 GHz com a geometria proposta na figura 5.1. A figura 5.2 mostra o filtro a 4 pólos construído com ressoadores dispostos com acoplamentos elétricos e magnéticos, conforme visto no capítulo 3.

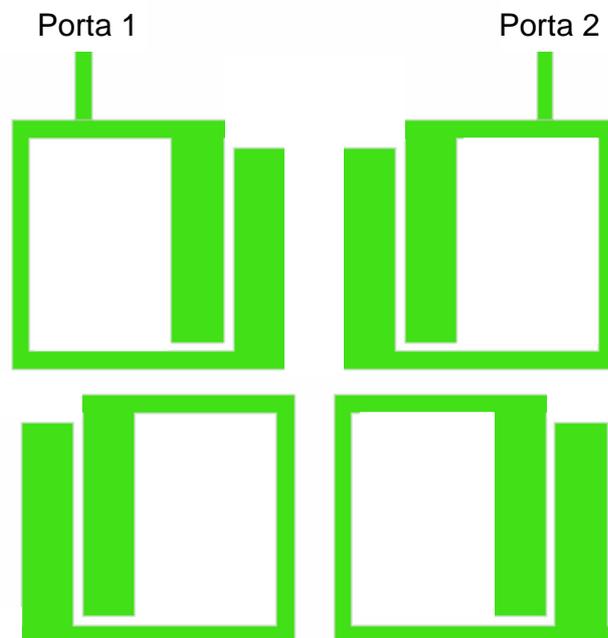


Figura 5.2 - Filtro de 4 pólos com a nova geometria de um SIR

A figura 5.3 mostra os resultados obtidos no simulador.

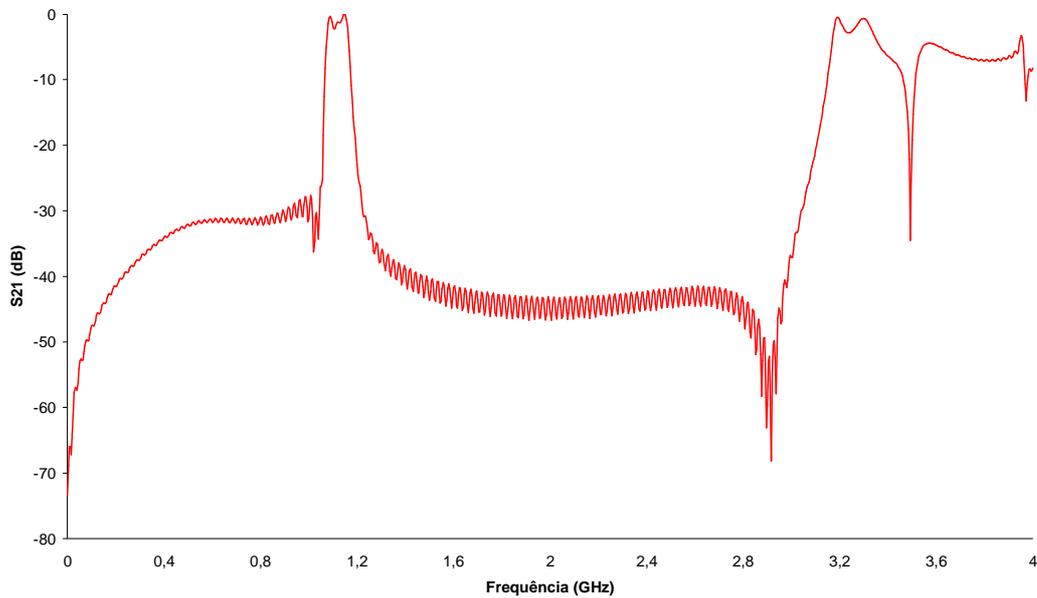


Figura 5.3 – resposta de banda passante

Como visto na figura 5.3, os acoplamentos desse tipo de ressoador não apresentaram bons resultados em nenhuma das bandas passantes desejadas. O motivo disso é que o acoplamento elétrico entre os ressoadores ficou prejudicado devido à região de maior predominância de cargas elétricas estar localizada internamente no ressoador, na região de acoplamento entre as linhas paralelas.

### 5.3.2 - Ressorador com estubes nas extremidades

Com o objetivo de aumentar o acoplamento elétrico entre os ressoadores foram introduzidos estubes nas extremidades, permitindo o aumento de cargas elétricas nos *gaps* gerados entre esses estubes e as linhas acopladas.

Além dos estubes foram introduzidos pequenos cortes e estubes adicionais, que melhoraram a resposta de banda passante. A figura 5.4 mostra o ressoador com os novos estubes e cortes circulados para identificação.

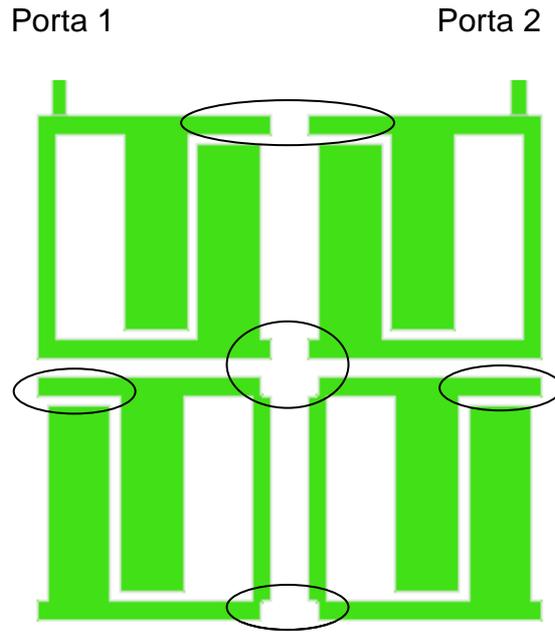


Figura 5.4 - Novo ressonador com estubes adicionais

Com a introdução dos estubes a resposta na banda passante fundamental melhorou significativamente, conforme o gráfico da figura 5.5 mostra. No entanto, a resposta na banda passante superior não melhorou suficientemente. Um prejuízo adquirido com a introdução dos estubes foi a eliminação do zero de transmissão existente do lado esquerdo da banda superior. Nota-se também um pequeno deslocamento na frequência da banda fundamental. A figura 5.5 mostra as respostas obtidas com e sem os estubes adicionais.

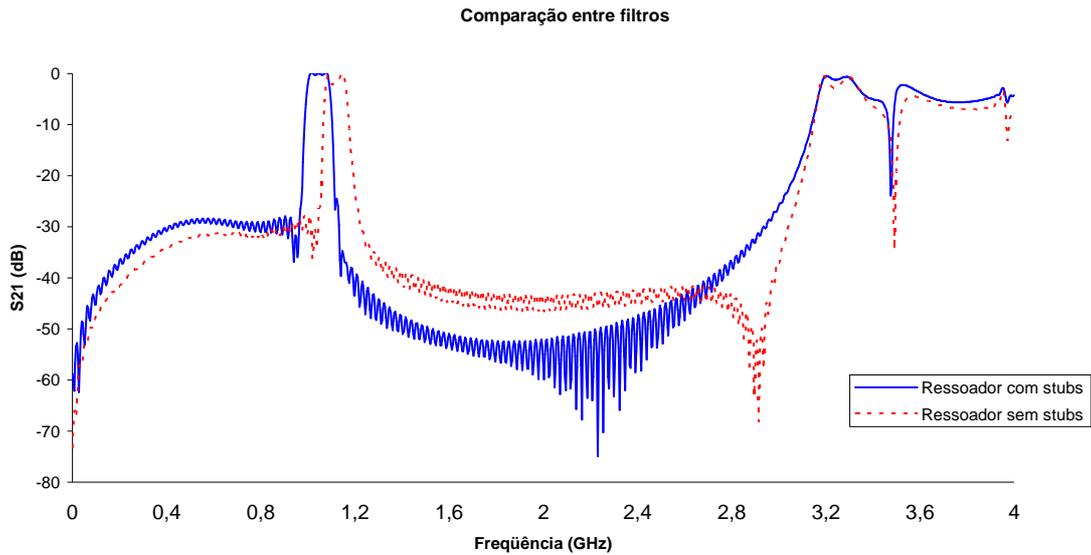


Figura 5.5 - Simulação comparada entre filtros com e sem estubes

Uma outra tentativa para melhorar as respostas de banda passante é a introdução de ressoadores de laço aberto acoplados internamente aos ressoadores já existentes

### 5.3.3 - Introdução de um ressoador interno

Filtros construídos com acoplamento entre ressoadores de tamanhos diferentes, e portanto com frequências de ressonâncias diferentes, têm sido demonstrados na literatura [16]. Com o objetivo de melhorar a resposta de banda passante do primeiro espúrio e introduzir um zero de transmissão do lado direito desta banda foi introduzido um ressoador em laço aberto internamente ao ressoador SIR.

O ressoador de laço aberto tem ressonância próxima à da banda superior. A figura 5.6 mostra o novo ressoador SIR acoplado internamente com o ressoador de laço aberto. Um dos ressoadores internos foi circulado para melhor identificação. Também foram introduzidos dois pequenos novos estubes, também circulados.

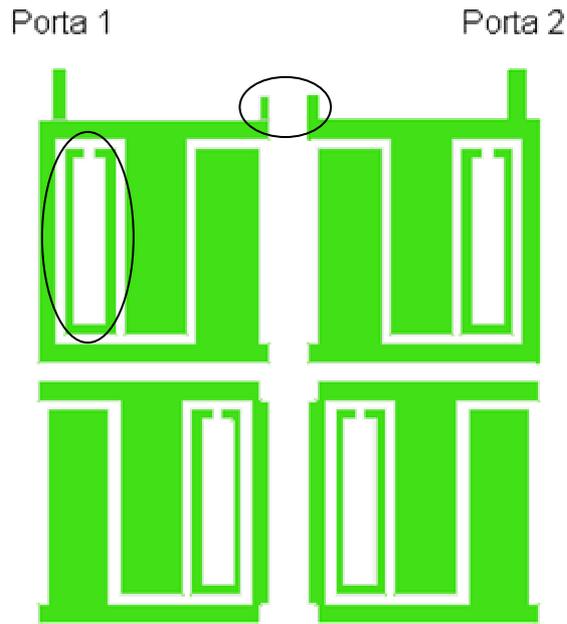


Figura 5.6 – Novo filtro com ressoadores internos

A introdução do ressoador interno de laço aberto melhorou significativamente a resposta da banda passante superior e introduziu um zero de transmissão. A figura 5.7 traz as respostas de banda passante para os dois filtros: o primeiro sem o ressoador interno de laço aberto e o segundo filtro com o ressoador já introduzido.

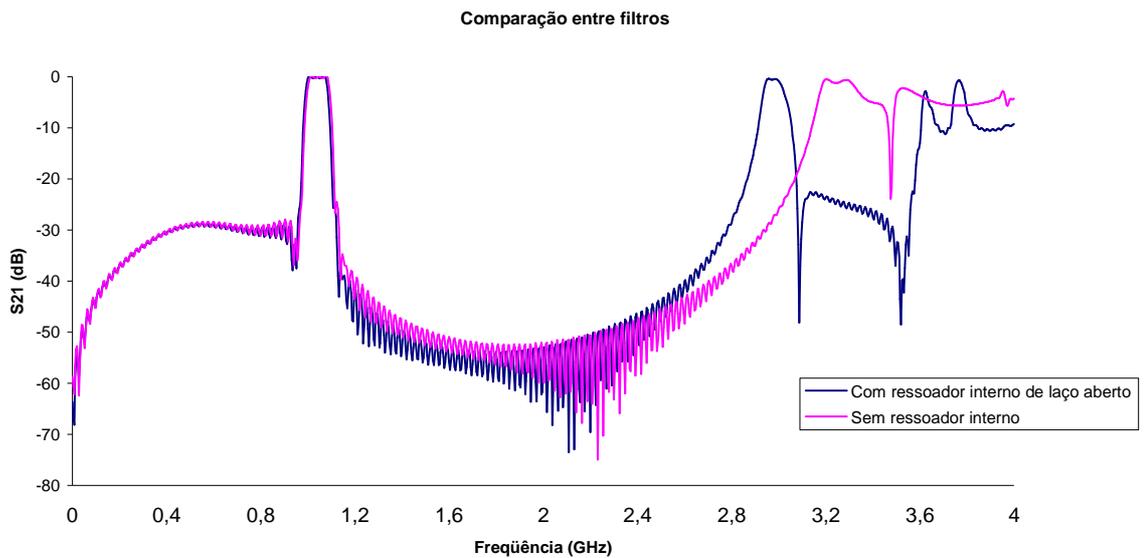


Figura 5.7 - Resposta simulada para o novo filtro com e sem ressoador interno

Nota-se que a frequência fundamental não sofreu alteração, no entanto, a frequência de ressonância da banda superior foi deslocada ligeiramente para a esquerda.

No próximo capítulo serão demonstrados o projeto e a construção de dois filtros baseados no modelo anterior e ressoando em frequências diferentes. Um dos filtros tem o *layout* praticamente idêntico ao apresentado na figura 5.6, com estubes, cortes e ressoador interno. O outro filtro tem um design mais limpo, sem os cortes e ainda apresentando o ressoador interno.

## **6 - FILTROS CONSTRUÍDOS E RESULTADOS**

### **6.1 – INTRODUÇÃO**

No capítulo 5, foi descrito o processo de criação de um novo ressoador SIR. Foram mostradas as etapas de criação, passando do novo ressoador simples até chegar ao ressoador SIR com ressoador interno de laço aberto.

No presente capítulo será mostrado o projeto e a construção de dois filtros com a utilização dos novos ressoadores. Esses filtros operam em bandas diferentes e comprovam a eficácia do novo ressoador desenvolvido.

### **6.2 - MATERIAL UTILIZADO**

Para a fabricação dos filtros, foram utilizadas placas CER-10, de fabricação TACONIC. Essa placa apresenta constante dielétrica  $\epsilon_r = 10$ , espessura do dielétrico  $h = 1,57$  mm e tangente de perdas igual a 0,0035.

### **6.3 – FILTROS CONSTRUÍDOS**

Foram projetados, construídos e medidos dois filtros baseados nos modelos apresentados e desenvolvidos no capítulo 5. Cada filtro tem frequências de ressonância diferentes, tanto para a banda fundamental quanto para a banda passante superior.

#### **6.3.1 – Filtro A**

Inicialmente foi projetado um filtro com ressonâncias nas bandas de 900 MHz e 2.400 MHz. A banda de 900 MHz é utilizada em comunicações móveis e a banda de 2.400 MHz faz parte da denominada banda ISM, com aplicações em comunicações wireless (802.11), serviços de TV por assinatura (MMDS) e possivelmente nas novas redes Wimax (802.16).

### 6.3.1.1 - Valores das impedâncias utilizadas

Para atender às frequências desejadas para a banda fundamental e para a banda passante superior, as impedâncias de modo par,  $Z_{0o}$ , de modo ímpar,  $Z_{0e}$ , e da linha do ressoador  $Z_t$  devem atender as equações 4.3 e 4.6. Conforme a teoria apresentada no capítulo 4, a razão entre os comprimentos elétricos das linhas acopladas  $\theta_{oe}$  e da linha do ressoador  $\theta_t$  também devem atender àquelas equações.

A tabela 6.1 mostra os valores utilizados no projeto do filtro.  $2L_t$  é o comprimento total das linhas do ressoador (sem os estubes) e  $L_c$  é o comprimento das linhas acopladas. As impedâncias estão dadas em ohms e os comprimentos  $L_t$  e  $L_c$  estão dados em milímetros. A última linha antecipa os valores obtidos após a medição dos resultados.

Tabela 6.1 – Parâmetros para o filtro A

Impedância de modo par ( $Z_{0e}$ )	50 ohms
Impedância de modo ímpar ( $Z_{0o}$ )	25 ohms
Impedância da linha do ressoador ( $Z_t$ )	65 ohms
Comprimento total da linha ( $2L_t$ )	27 mm
Comprimento da linha acoplada ( $L_c$ )	9 mm
Razão teórica $f_1/f_0$	2,7
Razão simulada $f_1/f_0$	2,8
Razão medida $f_1/f_0$	2,7

O gráfico da figura 6.1 mostra o desenho do filtro. Esse filtro tem um aspecto mais limpo do que o modelo discutido no capítulo 5, porém tem a mesma estrutura básica, com os ressoadores de laço aberto acoplados internamente aos ressoadores SIR.

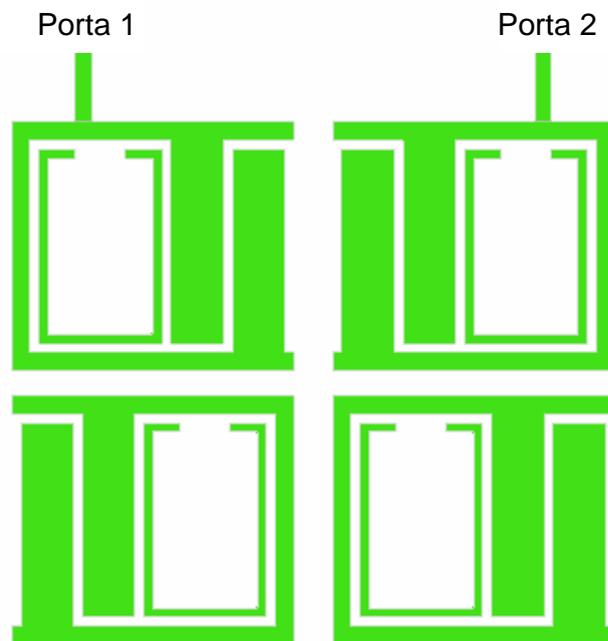


Figura 6.1 – filtro A

O gráfico da figura 6.2 mostra as respostas para a simulação com o filtro sem os ressoadores internos de laço aberto e para a situação de resposta melhorada, com a introdução daqueles ressoadores internos.

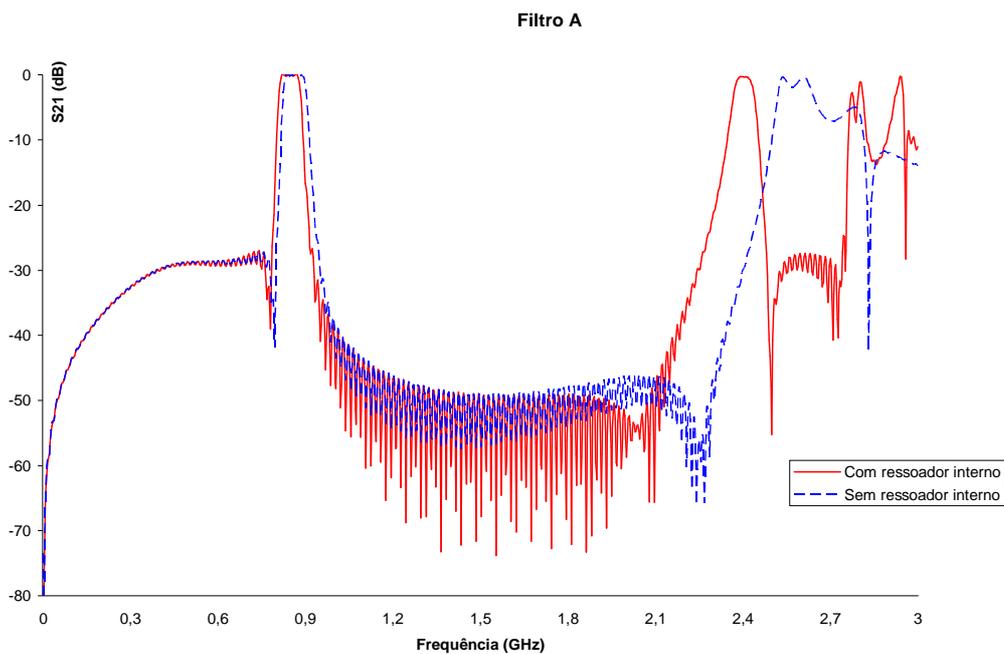


Figura 6.2 - Resposta simulada para o filtro A com e sem ressoadores internos

## 6.4 - ESTRUTURAS BÁSICAS DE ACOPLAMENTO

O filtro foi projetado utilizando as estruturas básicas de acoplamento descritas em [18], como acoplamento elétrico, acoplamento magnético e acoplamento misto, de acordo com a posição relativa dos ressoadores.

### 6.4.1 - Análise através de simulador eletromagnético

Através de simulação eletromagnética é possível encontrar os coeficientes de acoplamento para as distâncias de separação entre ressoadores quando estes são fracamente alimentados. O coeficiente de acoplamento  $K_{ij}$  de cada par de ressoadores acoplados pode ser calculado usando a equação:

$$K_{ij} = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (6.1)$$

Onde  $f_2$  e  $f_1$  são as frequências de ressonância natural inferior e superior, quando os sinais de excitação são fornecidos por linhas fracamente acopladas aos ressoadores.

A figura 6.3 mostra um exemplo da estrutura utilizada para simulação do acoplamento com a linha de alimentação fracamente acoplada. A distância entre os dois ressoadores é variada continuamente e os valores encontrados para as frequências naturais  $f_1$  e  $f_2$  são inseridos na equação 6.1. Com os valores obtidos é traçada uma curva do fator de acoplamento  $K_{ij}$  em função da distância entre ressoadores.



Figura 6.3 - Estrutura para simulação dos acoplamentos

Os itens seguintes apresentam as estruturas utilizadas e os gráficos obtidos através de simulação.

#### 6.4.1.1 - Acoplamento elétrico

A figura 6.4(a) mostra dois ressoadores acoplados eletricamente, pois os campos elétricos são mais fortes nas extremidades abertas dos ressoadores, devido ao acúmulo de cargas. A figura 6.4(b) mostra o resultado das simulações quando a distância de separação entre os ressoadores é alterada. Para cada distância é encontrado um valor do coeficiente de acoplamento elétrico.

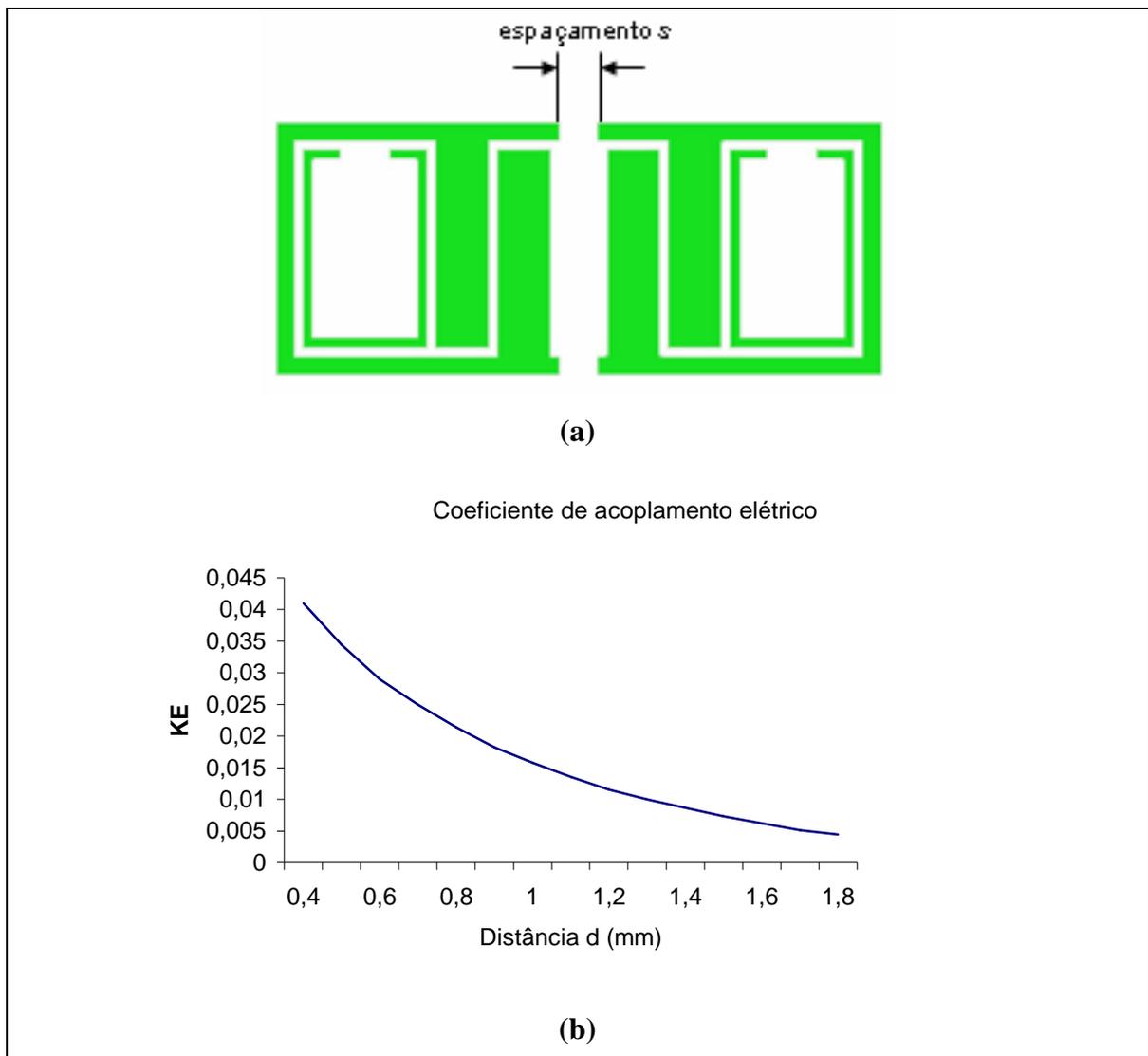


Figura 6.4 - Topologia (a) e coeficientes de acoplamento simulados (b) para ressoadores acoplados eletricamente

### 6.4.1.2 - Acoplamento magnético

A figura 6.5(a) apresenta acoplamento magnético devido aos campos magnéticos estarem mais fortes na região próxima ao centro dos ressoadores. A figura 6.5(b) mostra o resultado das simulações quando a distância de separação entre os ressoadores é alterada. Para cada distância é encontrado um valor do coeficiente de acoplamento magnético

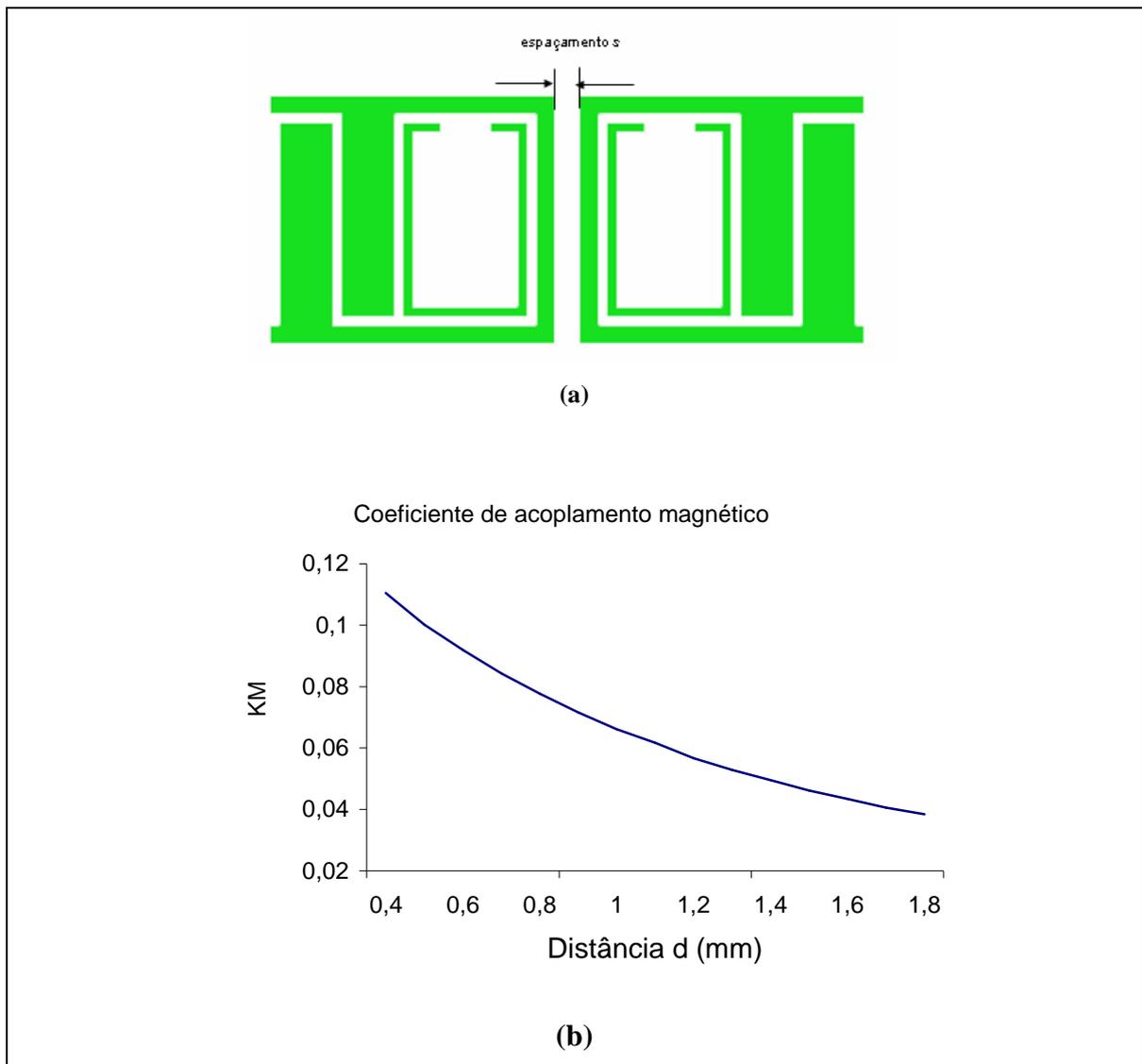


Figura 6.5 - Topologia (a) e coeficientes de acoplamento simulados (b) para ressoadores acoplados magneticamente

### 6.4.1.3 - Acoplamento misto

A estrutura de acoplamento apresentada na figura 6.6(a) permite tanto acoplamento elétrico quanto magnético, sendo por isso denominada de configuração de acoplamento misto. A figura 6.6(b) mostra o resultado das simulações quando a distância de separação entre os ressoadores é alterada. Para cada distância é encontrado um valor do coeficiente de acoplamento misto.

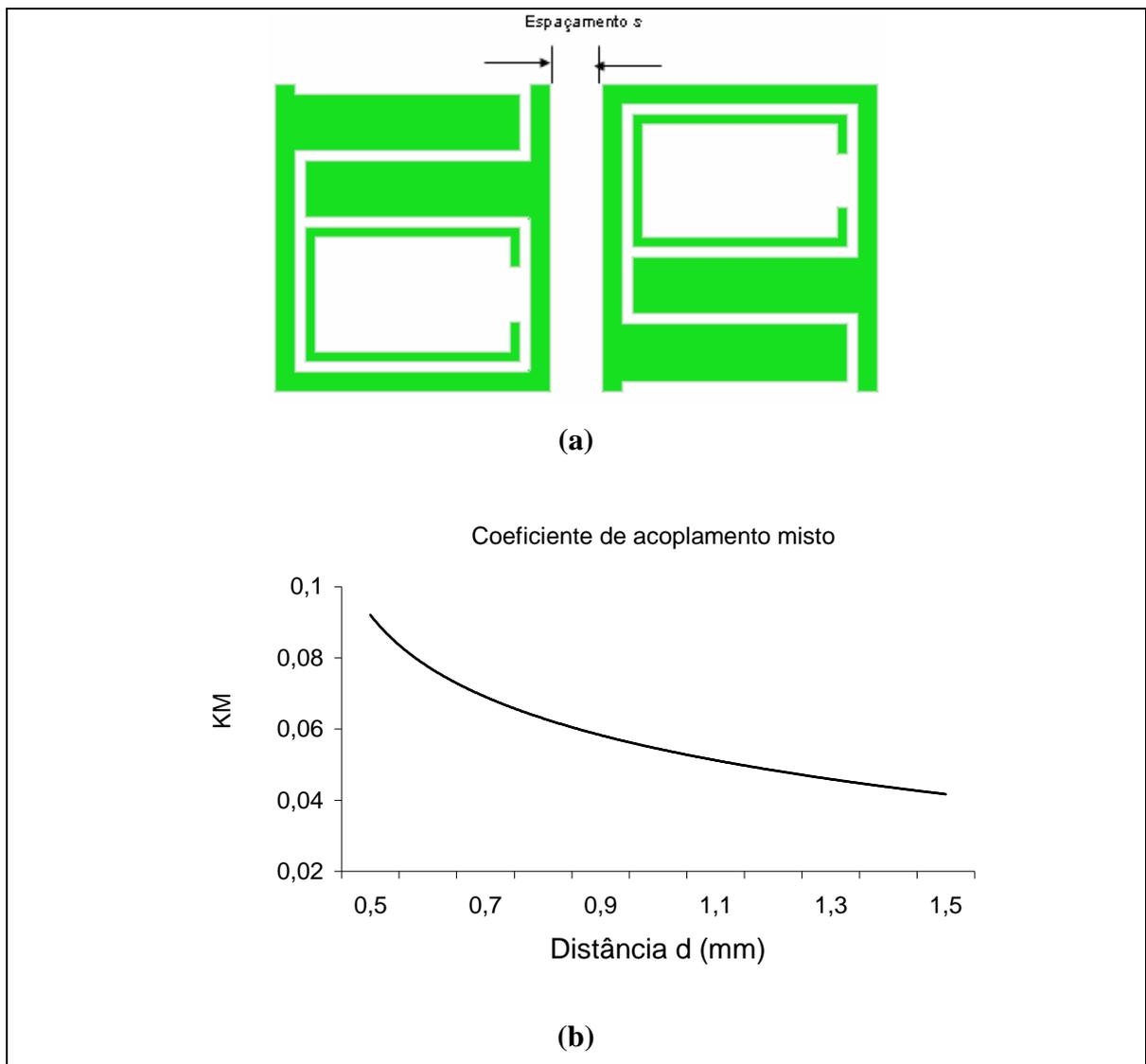


Figura 6.6 - Topologia (a) e coeficientes de acoplamento simulados (b) para ressoadores acoplados na forma mista

#### 6.4.2 - Matriz dos coeficientes de acoplamento

Conforme teoria apresentada em [3] é possível calcular os coeficientes de acoplamento em função dos parâmetros de projeto do filtro, como largura de banda, frequência de ressonância e número de pólos. De acordo com o tipo de filtro escolhido, são calculados os coeficientes  $g_i$  e os inversores de admitância  $J_i$ . As equações abaixo fornecem os coeficientes teóricos  $K_{ij}$  em função desses parâmetros.

$$K_{12} = K_{34} = \frac{\Delta}{\sqrt{g_1 g_2}} \quad (6.2)$$

$$K_{23} = \frac{\Delta \cdot J_2}{g_2} \quad (6.3)$$

$$K_{14} = \frac{\Delta \cdot J_1}{g_1} \quad (6.4)$$

onde  $\Delta$  é a largura de banda fracional,  $g_1$  e  $g_2$  são os valores dos elementos e  $J_1$  e  $J_2$  são os inversores de admitância no circuito equivalente do filtro protótipo passa-baixa.

Os valores utilizados foram os constantes da tabela 6.2:

Tabela 6.2 - Parâmetros do protótipo passa-baixa

Número de pólos (n)	4
$g_1$	1,1425
$g_2$	2,0558
$J_1$	-0,0828
$J_2$	1,1307
$\Delta$ (largura de banda fracional)	7%
$F_0$ (frequência central)	900 MHz

Com esses cálculos é construída a matriz de acoplamento  $K$ :

$$K = \begin{bmatrix} 0 & 0,04568 & 0 & -0,0052 \\ 0,04568 & 0 & 0,0385 & 0 \\ 0 & 0,0385 & 0 & 0,04568 \\ -0,0052 & 0 & 0,04568 & 0 \end{bmatrix}$$

Usando esses coeficientes encontram-se, nas curvas obtidas pela simulação dos acoplamentos, os valores das separações necessárias entre os ressoadores para que o filtro alcance os objetivos do projeto.

## 6.5 - FILTRO CONSTRUÍDO

Utilizando placas CER-10, com características definidas no item 6.2, o filtro A foi fabricado e medido. A técnica de fabricação utilizada não permite a precisão que seria necessária para a fabricação de um filtro comercial, no entanto, para nossos objetivos de pesquisa a precisão obtida é suficiente. Esta técnica utiliza papel fotográfico *glossy*, sendo o filtro exportado diretamente do simulador eletromagnético para o *software CAD*. Do *CAD*, a figura do filtro é impressa diretamente no papel fotográfico *glossy* em uma impressora laser de alta qualidade. Com o resultado da impressão, é utilizada a técnica de transferência do toner para a placa através da transferência de calor. Não foi possível utilizar um equipamento profissional para a transferência de calor. No entanto, o resultado final é suficiente para validar a simulação e a teoria apresentada. A figura 6.7(a) mostra o circuito construído e a figura 6.7(b) mostra suas dimensões.

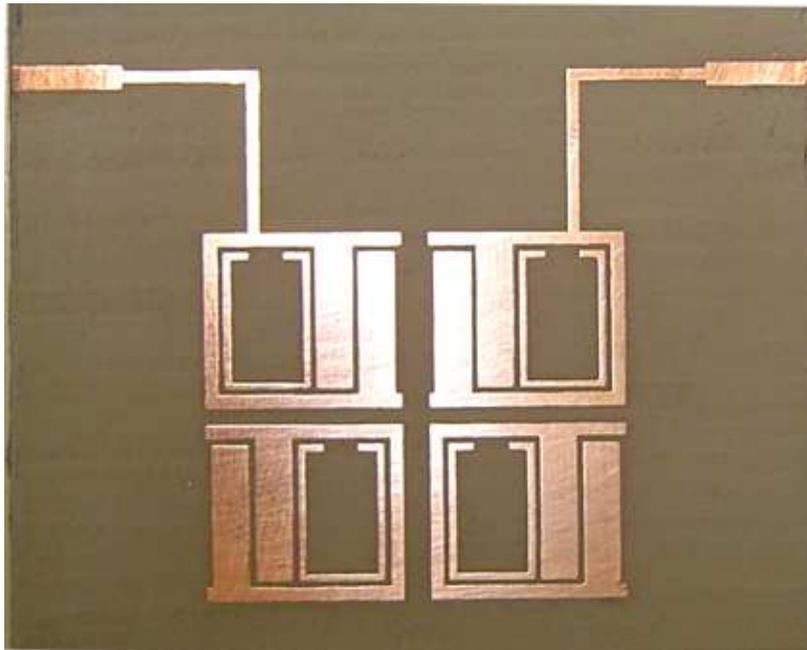


Figura 6.7(a) - Filtro A fabricado

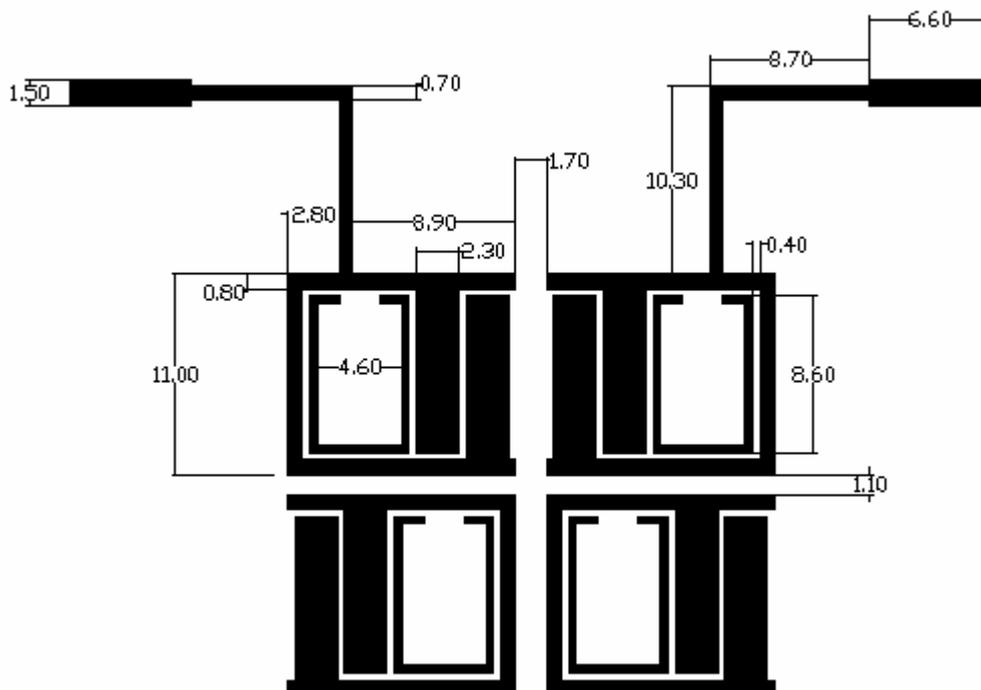


Figura 6.7(b) - Dimensões do Filtro A

## 6.6 – RESULTADOS OBTIDOS

O filtro A após construído foi submetido a medições para validar as respostas projetadas e obtidas no simulador eletromagnético. O gráfico apresentado na figura 6.8 mostra os parâmetros de espalhamento de transmissão  $S_{21}$  e de reflexão  $S_{11}$  simulados.

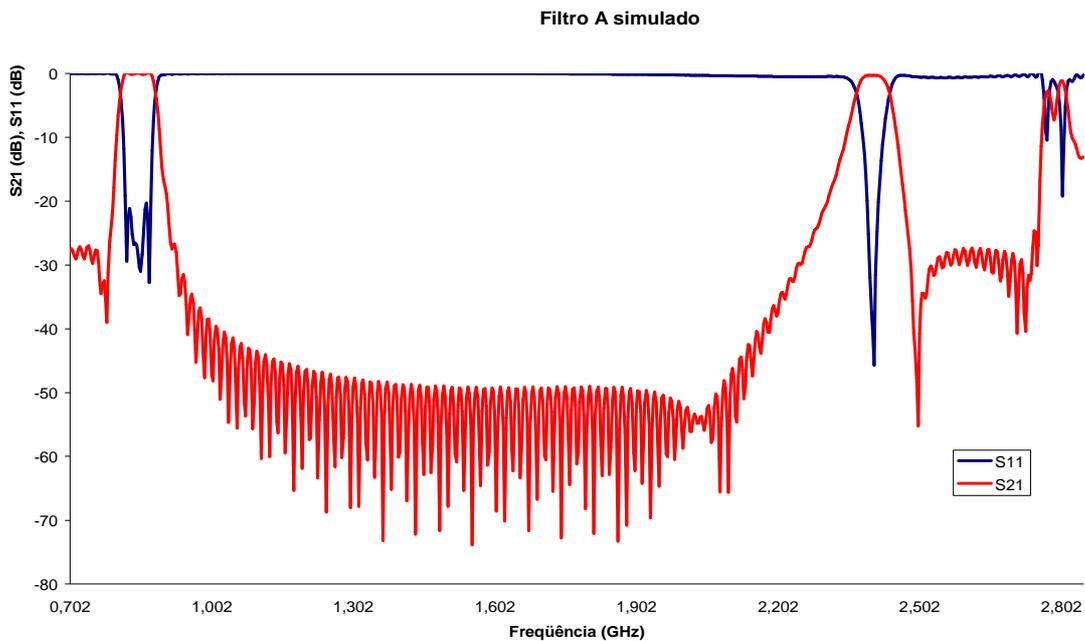


Figura 6.8 – Parâmetros de espalhamento simulados para o filtro A

A figura 6.9 mostra o parâmetro  $S_{21}$  medido nas duas bandas. A banda fundamental tem frequência central em 915 MHz, com largura de banda fracional aproximada de 6% e com perdas consideráveis de -3 dB na faixa central. A banda superior tem frequência central em 2.480 MHz, com banda fracional aproximada de 4% e perdas significativas de -5 dB na faixa central.

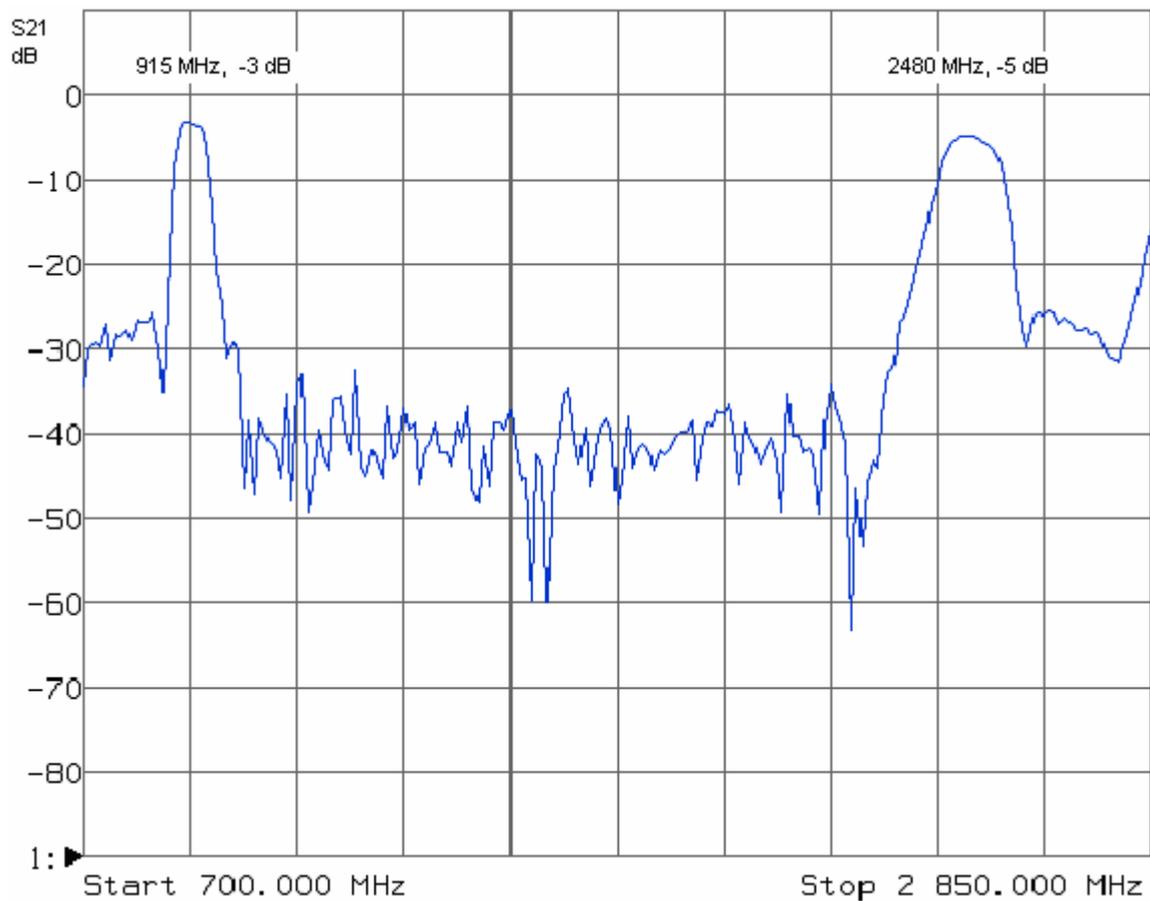


Figura 6.9 - Respostas medidas do parâmetro de transmissão S21 para o filtro A

A figura 6.10 traz os valores obtidos na medição do filtro e correspondentes ao parâmetro de reflexão  $S_{11}$ . Na banda fundamental atingiu-se cerca de -12 dB e na banda superior aproximadamente um mínimo de -17 dB, com valor central de cerca de -9 dB.

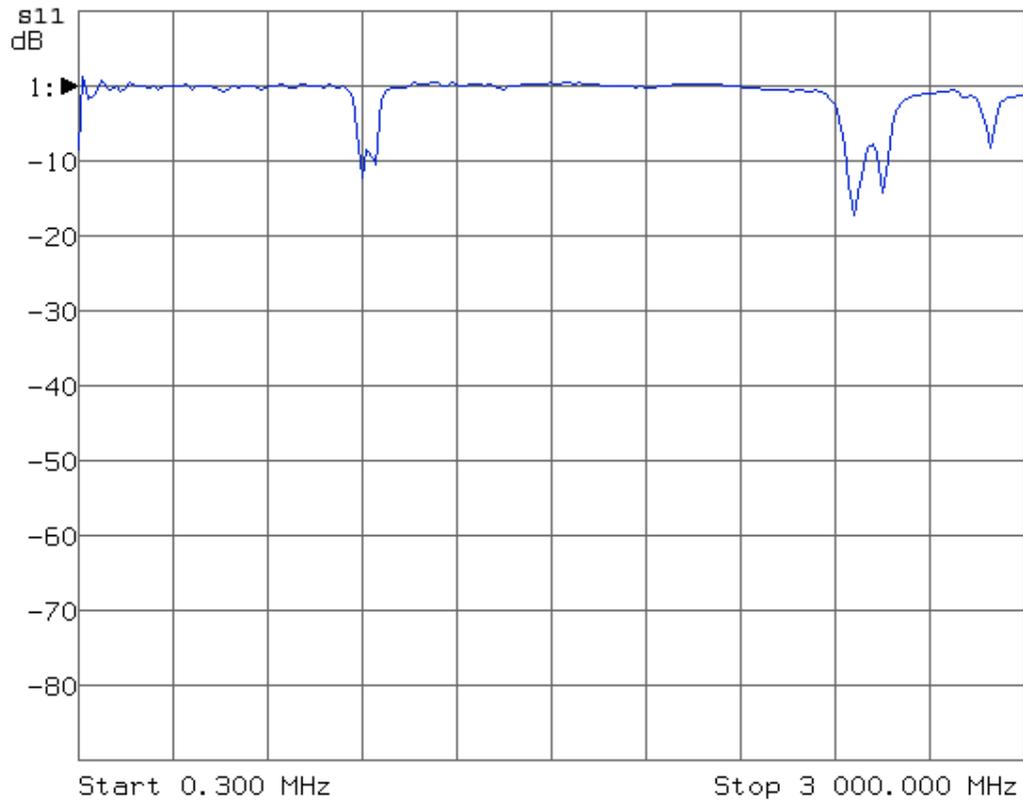


Figura 6.10 - Respostas medidas do parâmetro de reflexão S11 para o filtro A

As figuras 6.11 e 6.12 trazem uma visão mais detalhada das curvas dos parâmetros de transmissão obtidos na banda fundamental e na banda superior.

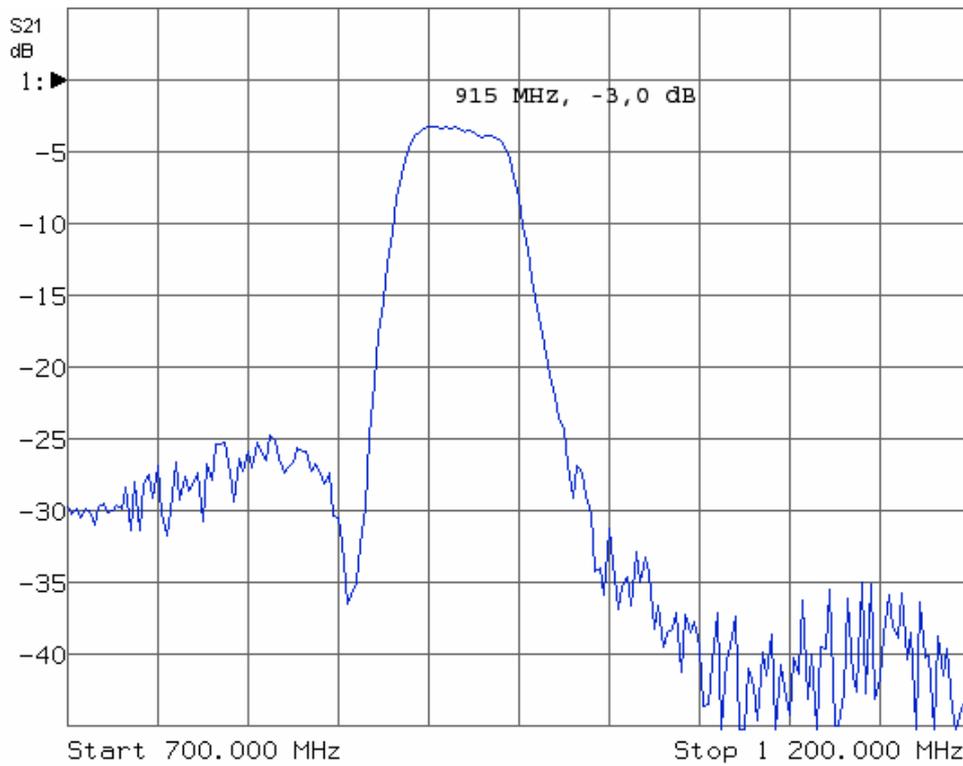


Figura 6.11 - Resposta medida do parâmetro de transmissão S21 da banda fundamental (zoom)

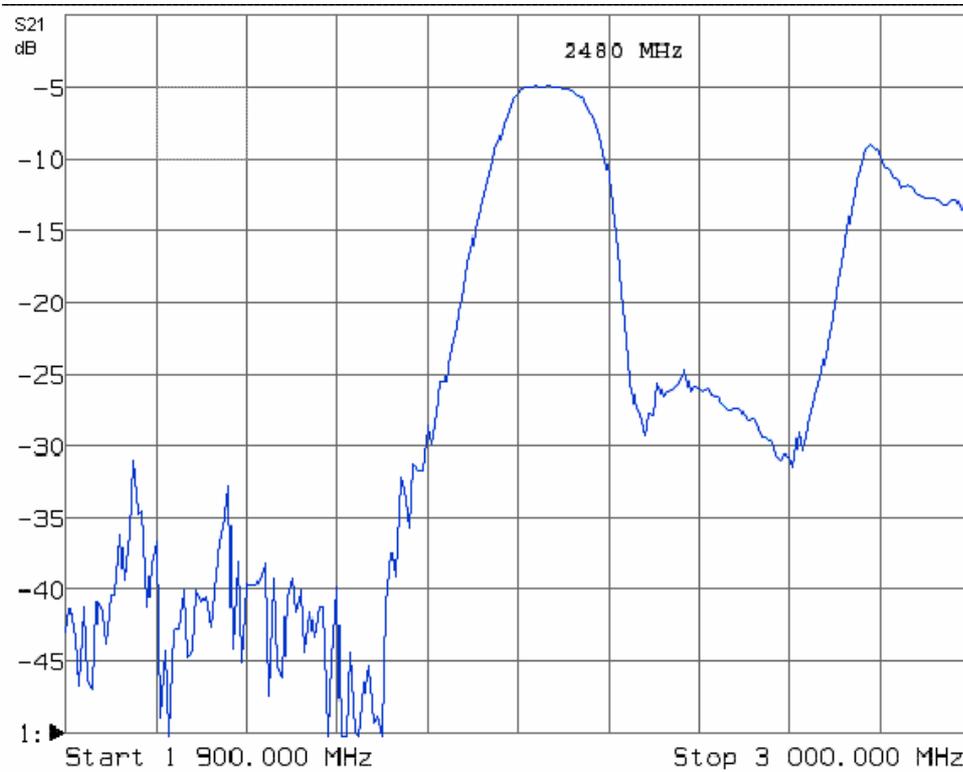


Figura 6.12 - Resposta medida do parâmetro de transmissão S21 da banda passante superior (zoom)

## 6.7 - FILTRO B

Foi projetado e construído um filtro adicional, chamado filtro B, com ressonâncias nas bandas de 1,0 GHz e 3,0 GHz. A escolha dessas bandas foi aleatória, objetivando apenas verificar a validade do novo filtro em outras bandas de ressonância e com outra largura da banda de rejeição, que é a região entre a frequência de ressonância fundamental e a frequência de ressonância da banda superior.

Este filtro apresenta algumas pequenas diferenças em relação ao filtro A, especificamente a inserção de alguns estubes e pequenos recortes, que melhoraram a resposta de banda passante. Foram utilizadas placas CER-10, com as características definidas no item 6.2.

### 6.7.1 - Valores das impedâncias utilizadas

Para atender às frequências desejadas para a banda fundamental e para a da banda superior, as impedâncias de modo par,  $Z_{0e}$ , de modo ímpar,  $Z_{oe}$ , e da linha do ressoador  $Z_t$  devem atender às equações 4.3 e 4.6. Conforme a teoria apresentada no capítulo 4, a razão entre os comprimentos elétricos das linhas acopladas  $\theta_{ac}$  e da linha do ressoador  $\theta_t$  também devem atender àquelas equações.

A tabela 6.3 mostra os valores utilizados no projeto do filtro.  $2L_t$  é o comprimento total das linhas do ressoador (sem os estubes) e  $L_c$  é o comprimento das linhas acopladas.

As impedâncias estão dadas em ohms e os comprimentos  $L_t$  e  $L_c$  estão dados em milímetros. A última linha antecipa os valores obtidos após a medição dos resultados.

Tabela 6.3 - Parâmetros para o filtro B

Impedância de modo par ( $Z_{0e}$ )	43 ohms
Impedância de modo ímpar ( $Z_{0o}$ )	25 ohms
Impedância da linha do ressoador ( $Z_t$ )	65 ohms
Comprimento total da linha ( $2L_t$ )	22 mm
Comprimento da linha acoplada ( $L_c$ )	8,4 mm
Razão teórica $f_1/f_0$	3,0
Razão simulada $f_1/f_0$	2,85
Razão medida $f_1/f_0$	2,95

O gráfico mostrado na figura 6.13 traz as respostas para a simulação com o filtro sem os ressoadores internos de laço aberto e para a situação de resposta melhorada, com a introdução daqueles ressoadores internos. A figura 6.14 mostra o desenho do filtro B.

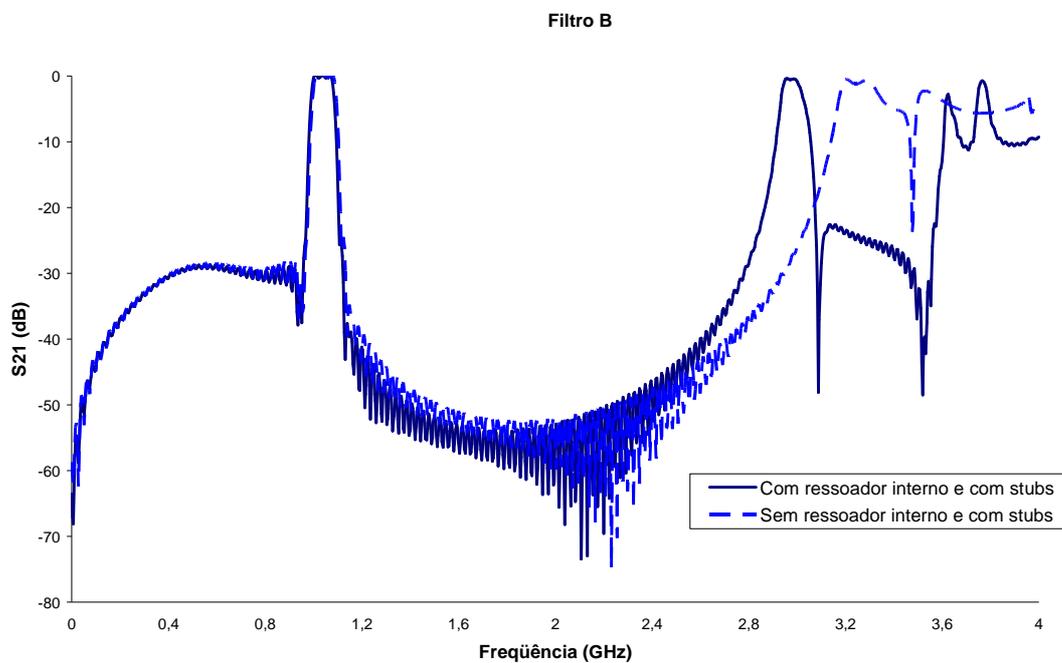


Figura 6.13 - Respostas simuladas para o filtro B com e sem ressoador interno

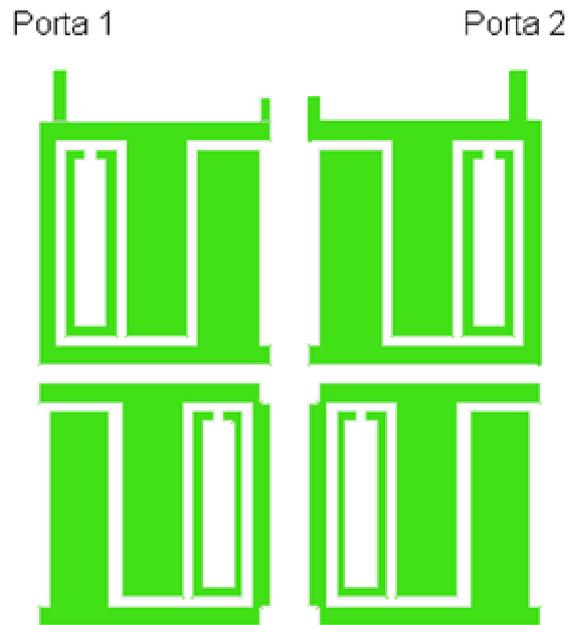


Figura 6.14 - Filtro B

## 6.8 - MATRIZ DOS COEFICIENTES DE ACOPLAMENTO

Conforme as equações 6.2, 6.3 e 6.4 é calculada a matriz dos coeficientes de acoplamento para o filtro B. Os parâmetros de projeto são:

**Tabela 6.4 – Parâmetros do filtro protótipo**

Número de pólos (n)	4
$g_1$	1,1425
$g_2$	2,0558
$J_1$	-0,0828
$J_2$	1,1307
$\Delta$ (largura de banda fracional)	7%
$F_0$ (frequência central)	1000 MHz

E a matriz será:

$$K = \begin{bmatrix} 0 & 0,046 & 0 & -0,005 \\ 0,046 & 0 & 0,039 & 0 \\ 0 & 0,039 & 0 & 0,046 \\ -0,005 & 0 & 0,046 & 0 \end{bmatrix}$$

## 6.9 - ESTRUTURAS BÁSICAS DE ACOPLAMENTO

Identicamente ao filtro A foram simulados valores de acoplamento para as estruturas básicas de acoplamento: elétrico, magnético e misto. Com os valores das frequências naturais de ressonâncias, foi utilizada a equação 6.1 e plotadas curvas de acoplamento em função da distância de separação entre ressoadores para cada estrutura básica de acoplamento. Com essas curvas e com a matriz de acoplamento teórica para o filtro B, foram encontradas as distâncias entre ressoadores para projeto do filtro B.

## 6.10 - FILTRO CONSTRUÍDO

Utilizando placas CER-10, com características definidas no item 6.2, o filtro B foi fabricado e medido. Do mesmo modo que o filtro A a técnica de fabricação não permite uma precisão adequada na construção do filtro, porém suficiente para nossos objetivos. A figura 6.15 mostra a placa construída, já montada em uma base apropriada. Com a utilização dessa base não foi necessária a soldagem dos conectores.



Figura 6.15 - Filtro B construído

#### 6.10.1 - Resultados obtidos

O filtro B após construído foi submetido a medições para validar as respostas projetadas e obtidas no simulador eletromagnético. Os gráficos da figura 6.16(a) mostram os parâmetros de espalhamento de transmissão  $S_{21}$  e de reflexão  $S_{11}$  simulados e medidos. As figuras 6.16(b) e 6.16(c) mostram os valores simulados e os valores medidos com maiores detalhes. O coeficiente de reflexão  $S_{11}$  apresentou mínimos de -15 dB na banda fundamental e -20 dB na banda superior.

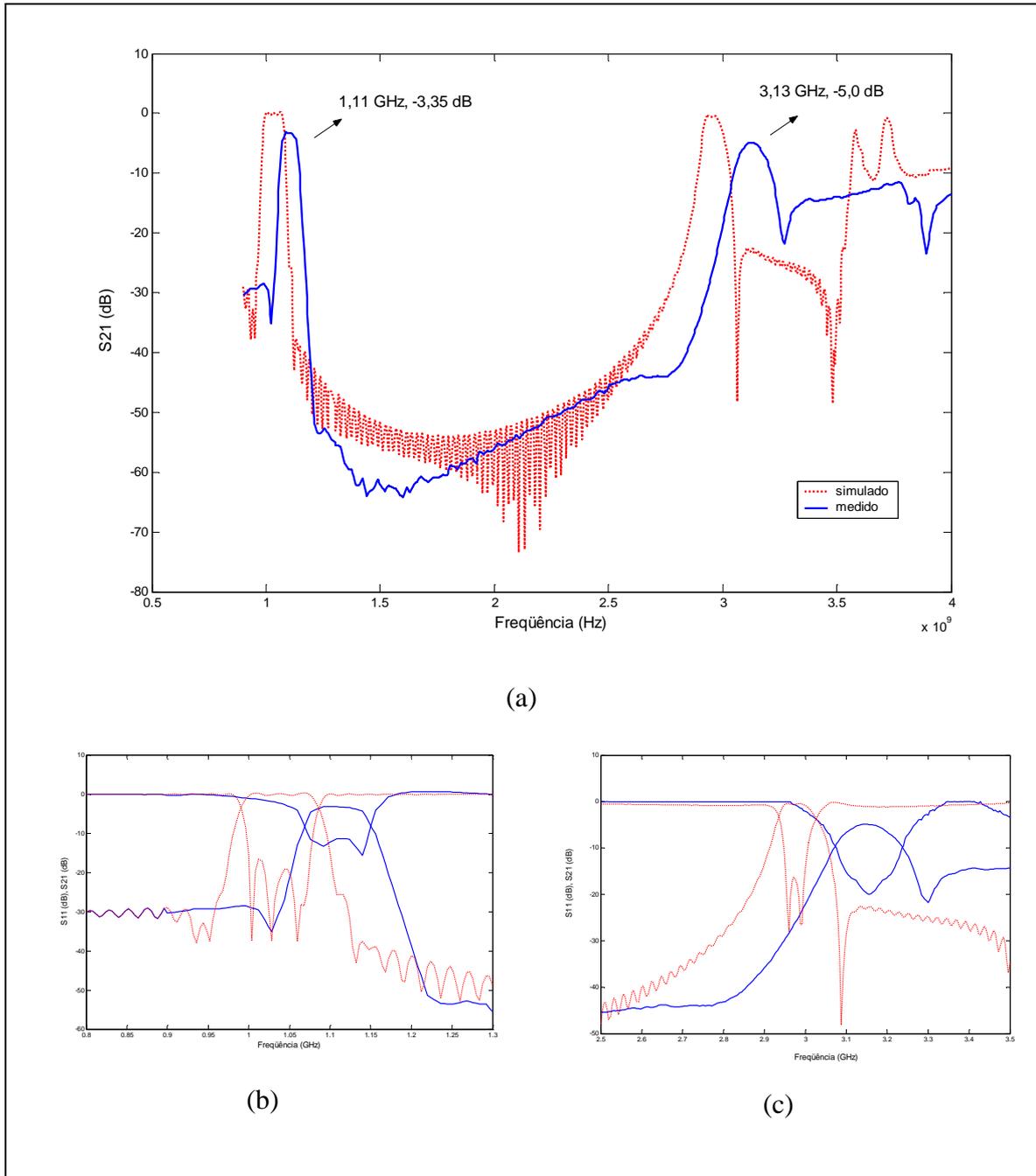


Figura 6.16 - Resultados simulados e medidos para o filtro B (a) e visão detalhada dos parâmetros de espalhamento  $S_{21}$  e  $S_{11}$  das bandas fundamental (b) e superior (c).

## 7 - CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

### 7.1 – CONCLUSÕES GERAIS

Neste trabalho vários objetivos foram alcançados. O primeiro foi a compreensão dos conceitos e fundamentos de linhas de transmissão, especialmente das linhas que apresentam maior facilidade de construção como a microfita.

Também foi desenvolvido um estudo que permitirá a outros futuros interessados um ponto de partida para suas pesquisas com linhas de microfita, especialmente a abordagem inicial e detalhada da classe de ressoadores com impedâncias graduais, os denominados, no idioma inglês, *SIR – Stepped Impedance Resonator*.

Finalmente, a concepção, projeto e validação de um novo design de ressoador, com resultados satisfatórios como redução de tamanho e respostas de transmissão adequadas, foi outra motivação bastante importante durante a pesquisa.

Como consequência dos estudos desenvolvidos e como produto final, foi proposta uma geometria que, apesar de derivada de outras já tradicionalmente estudadas, apresenta uma configuração diferente, permitindo maior flexibilidade na utilização de impedâncias e comprimentos de linha. Essa geometria de ressoador SIR foi utilizada na construção de filtros protótipos que comprovaram o alcance dos objetivos iniciais da dissertação.

Os novos filtros construídos, especialmente o denominado filtro A, apresentaram boas respostas de banda passante nas medições, bastante coerentes com os resultados simulados e *design* elegante. Os valores obtidos, tanto nas simulações como nas medições para o coeficiente de reflexão ficaram dentro de limites considerados como medianos.

As diferenças entre os valores obtidos na medição e aqueles simulados podem ser creditados à deficiência na técnica de construção, principalmente considerando-se que as dimensões de algumas linhas e *gaps* entre linhas são da ordem de décimos de milímetros, o que exige técnicas, equipamentos e materiais com requisitos para uso profissional, o que não foi possível conseguir, apesar do apoio total de todos os envolvidos no projeto.

## **7.2 – TRABALHOS E DESENVOLVIMENTOS FUTUROS**

A utilização de ressoadores com características SIR em filtros de microondas, tanto com características de banda dupla como filtros de banda simples, com larga banda de rejeição, ficou comprovada como bastante viável e promissora nesta pesquisa.

Como melhorias e desenvolvimentos futuros, acreditamos que o desenvolvimento de um software para facilitar a escolha dos parâmetros constitutivos do filtro, como impedâncias e comprimentos elétricos que satisfaçam aos requisitos de localização das bandas fundamental e superior, seria um objetivo a ser trabalhado.

Outros desenvolvimentos e aplicações dos ressoadores SIR, como na construção de multiplexadores em microfita, ou seja, filtros com respostas de bandas múltiplas e independentes é uma linha promissora para futuras pesquisas.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Costella, Antonio F., “Comunicação: do Grito ao Satélite”, Editora Mantiqueira, 2001.
- [2] Edwards, T. C., “Foundations for Microstrip Circuit Design”, Jonh Wiley and Sons, New York, 1991.
- [3] J.S. Hong e M. J. Lancaster, “Microstrip Filters for RF/Microwave Applications”, Kai Chang, Willey, 2001
- [4] R. M. Barret, “Etched Sheets Serveas Microwave Componentes”, Eletronics, vol. 25, pp 114-118, June 1952
- [5] S. B. Cohn, “Problems in Transmission Lines”, IRE Trans. Microwave Theory Tech. Vol. MTT-3, pp 119-126, March 1955
- [6] D. M. Pozar, “Microwave Engineering”, Addison Wesley, 1990
- [7] H. Wheeler, “Transmission line properties of parallel strips separated by a dielectric sheet”,. IEEE trans. Microwave Theory tech., vol. MTT-13, pp 172-185, 1965
- [8] E. O. Hammerstard, “Equations for microstrip circuit design”, Proceedings of the European Microwave Conference, Hamburg, Germany, 1975, pp. 268-272
- [9] K. C. Gupta, R. Garg and I. I. Bahl, “Microstrip Lines and Slotlines”, Artech House, MA, 1979
- [10] Bryant, T. G., and Weiss, J. A., “Parameters of microstrip transmission lines and of coupled pairs of microstrip lines” IEEE Tran. Microwave Theory Tech., vol MTT-12, pp 1021-1027, dec. 1968
- [11] Akhtarzad, S., Rowbotham, T. R., and Jones P. B., “The design of coupled microstrip lines” IEEE Tran. Microwave Theory Tech., vol MTT-23, pp 486-492, june 1975

- [12] Rui-Jie Maod, Xiao-Hong Tang, , “Novel Dual-Mode Bandpass Filters Using Hexagonal Loop Resonators”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. MTT-54, pp 3526-3533, sep. 2006
- [13] Ivan .N.A. Romani, A.J.M. Soares, and H. Abdalla, Jr. “Design of Compact Microstrip Bandpass Filters using Pentagonal Open-Loop Resonators”, From Proceeding (573) Circuits, Signals, and Systems – 2007
- [14] Jen-Tsai Kuo, Tsung-Hsun Yeh, and Chun-Cheng Yeh, , “Design of Microstrip Bandpass Filters With a Dual-Passband Response”, IEEE Trans. Microwave Theory Tech, vol. MTT-53, pp 1331-1337, april. 2005
- [15] M. Sagawa, K. Takahashi, and M. Makimoto, “Miniaturized hairpin resonator filters and their application to receiver front-end MIC’s,” IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. MTT-37, no. 12, pp. 1991–1997, Dec. 1989.
- [16] Sheng-Yuan Lee. “New Cross-Coupled Filter Design using Improved Hairpin Resonators”. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2000 48(12): 2482-2490.
- [17] Sheng-Yuan Lee. “Design of Miniaturized Planar Filters with Extra Transmission Zeros”. Dissertation for Doctor of Philosophy, Department of Electrical Engineering, National Cheng Kung University, Tainan, Taiwan, R.O.C., June, 2002.
- [18] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, “Cross-coupled microstrip hairpin-resonator filters” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-46, pp. 118–122, Jan. 1998.
- [19] G. L. Mattaei, L. Young, and E. M. T. Jones, “Microwave Filters, Impedance-Matching Network, and Coupling Structures”, Norwood, MA: Artech House, 1980.
- [20] S. B. Cohn, “Slotline on a Dielectric Substrate”. IEEE trans. Microwave Theory tech., vol. MTT-17, pp 768-778, Oct. 1969

[21] S. Ramo and J. R. Whinnery, "Fields and Waves in Communication Eletronics", Jonh Wiley and Sons, New York, 1965

[22] Jen-Tsai Kuo, Hung-Sen Cheng, , "Design of Quasi-Elliptic Function Filters with a Dual-Passband Response", IEEE Microwave and Wireless Comp. Letters, vol. 14, pp 472-474, oct. 2004

[23] C. Monzon, "A Small Dual-Frequency Transformer in Two Sections," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 51, pp. 1157–1161, Apr. 2003.