

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

SÍNTESE DE FILTROS DE MICROONDAS COMPACTOS
COM RESPOSTAS ELÍPTICAS E PSEUDO-ELÍPTICAS
UTILIZANDO A VARIÁVEL TRANSFORMADA Z

IVAN NEY ALVIZURI ROMANI

ORIENTADOR: HUMBERTO ABDALLA JÚNIOR

TESE DE DOUTORADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

PUBLICAÇÃO: PPGENE.TD – 015/2006

BRASÍLIA/DF: OUTUBRO - 2006

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**SÍNTESE DE FILTROS DE MICROONDAS COMPACTOS COM
RESPOSTAS ELÍPTICAS E PSEUDO-ELÍPTICAS
UTILIZANDO A VARIÁVEL TRANSFORMADA Z**

IVAN NEY ALVIZURI ROMANI

DISSERTAÇÃO DE DOUTORADO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE DOUTOR.

APROVADA POR:

HUMBERTO ABDALLA JÚNIOR, DOCTEUR, ENE, UnB.
(ORIENTADOR)

MARCOS TAVARES DE MELO, PhD, DES, UFPE.
(EXAMINADOR EXTERNO)

GERVASIO P. DOS SANTOS CAVALCANTE, DOUTOR, DEEC, UFPA.
(EXAMINADOR EXTERNO)

PLÍNIO RICARDO GANIME ALVES, DOCTEUR, ENE, UnB.
(EXAMINADOR INTERNO)

LEONARDO RODRIGUES XAVIER DE MENEZES, PhD, ENE, UnB.
(EXAMINADOR INTERNO)

Brasília, 26 de Outubro de 2006

FICHA CATALOGRÁFICA

ROMANI, IVAN NEY ALVIZURI

Síntese de Filtros de Microondas Compactos com Respostas Elípticas e Pseudo-elípticas utilizando a Variável Transformada Z [Distrito Federal] 2006.

xvii, 161p., 297 mm (ENE/FT/UnB, Doutor, Engenharia Elétrica, 2006).

Tese de Doutorado – Universidade de Brasília. Faculdade de Tecnologia.

Departamento de Engenharia Elétrica.

1. Filtros de Microondas Compactos

2. Filtros Elípticos e Pseudo-elípticos

3. Ressorador Pentagonal

4. Síntese de Filtros

I. ENE/FT/UnB

II. Título(série)

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

ROMANI, I.N.A. (2006). Síntese de Filtros de Microondas Compactos com Respostas Elípticas e Pseudo-Elípticas Utilizando a Variável Transformada Z. Tese de Doutorado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGENE.TD – 015/2006, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade de Brasília, Brasília, DF, 161p.

CESSÃO DE DEREITOS

AUTOR: Iván Ney Alvizuri Romani.

TÍTULO: Síntese de Filtros de Microondas Compactos com Respostas Elípticas e Pseudo-Elípticas Utilizando a Variável Transformada Z.

GRAU: Doutor

ANO: 2006

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

Iván Ney Alvizuri Romani

Rua 50 casa 271 Vila Nova, São Sebastião.

71693-157 Brasília/DF - Brasil

DEDICATÓRIA

A minha família toda e especialmente os meus pais Maria e Porfírio.

Síntese de Filtros de Microondas Compactos com Respostas Elípticas e Pseudo-Elípticas Utilizando a Variável Transformada Z

RESUMO

Este trabalho de pesquisa visa o desenvolvimento de novas técnicas de análise e síntese voltadas para a concepção de filtros de microondas com respostas de frequência elíptica ou pseudo-elíptica. A aplicação desses filtros de alta frequência encontra-se nos atuais sistemas de comunicações sem fio. O rápido desenvolvimento desses sistemas apresenta desafios, nos projetos dos filtros, tais como, desenvolver filtros com as seguintes características: circuitos compactos, com alta seletividade, perdas baixas e custo reduzido. Para tal, neste trabalho apresentam-se primeiramente os conceitos básicos da teoria dos filtros elétricos. A seguir mostra-se a síntese das funções elípticas usando a variável transformada Z. Logo após, se faz um estudo sobre linhas planares, circuitos com ressoadores acoplados e filtros elípticos e pseudo-elípticos em parâmetros distribuídos. A partir desses conceitos se propõe novas configurações de filtros pseudo-elípticos baseados num novo ressoador pentagonal apresentado neste trabalho. Foram construídos e caracterizados esses novos filtros pseudo-elípticos na configuração passa-faixa em segunda, terceira e quarta ordem. Os filtros passa-faixa pseudo-elípticos de terceira e quarta ordem apresentaram uma boa concordância entre as simulações e as medições.

Synthesis of Compact Microwave Filters with Elliptic and Pseudo-elliptic Response using the Transformed variable Z

ABSTRACT

This research work develops new analysis techniques and synthesis for the conception of microwaves filters with elliptic or pseudo-elliptic frequency response. The application of these high frequency filters is in the current systems of wireless communications. The fast development of these systems presents challenges, in filters' design, such as, considering the following features: compact circuits, with high selectivity, low losses and reduced cost. For such, this research starts look at the basic concepts of the theory of electric filters. To follow the synthesis of the elliptic functions is shown using the transformed variable Z . After that, studies on transmission lines, circuits with coupled resonators and elliptic and pseudo-elliptic filters in distributed parameters were made. From those concepts is propose new configurations of pseudo-elliptic filters based on a new pentagonal resonator presented in this research. These new pseudo-elliptic filters were built and characterized in the bandpass configuration, in second, third and fourth order. The pseudo-elliptic bandpass filters of third and fourth order reaches good agreement between simulated and measured results.

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	1
1.1 OBJETIVO	1
1.2 CONTEXTUALIZANDO O TRABALHO	2
1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO	3
FILTROS: CONSTRUINDO A FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA	7
2.1 CARACTERIZAÇÃO DO FILTRO	7
2.1.1 Matriz de transmissão (ABCD)	8
2.1.2 Matriz de espalhamento (S)	8
2.2 FILTRO IDEAL	10
2.3 O PROBLEMA DE APROXIMAÇÃO	12
2.3.1 Aproximação de máxima planura	12
2.3.2 Aproximação pelo critério Chebychev	14
2.3.3 Máxima planura versus Chebychev	15
2.4 APROXIMAÇÃO COM FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA RACIONAIS	17
2.4.1 Filtro Chebychev inverso	17
2.4.2 Filtros elípticos	18
2.4.2.1 Cálculo da ordem do filtro elíptico	20
2.4.2.2 Localização de pólos e zeros	22
2.4.3 Filtro pseudo-elíptico	24
2.5 MELHOR COMPROMISSO BANDA PASSANTE / BANDA DE REJEIÇÃO	25
SÍNTESE DAS FUNÇÕES ELÍPTICAS USANDO A VARIÁVEL	
TRANSFORMADA Z	27
3.1 INTRODUÇÃO	27
3.2 A VARIÁVEL TRANSFORMADA Z	28
3.3 SÍNTESE USANDO A TRANSFORMADA VARIÁVEL Z	31
3.3.1 Construção da função de transferência $S_{21}(Z)$	32
3.3.1.1 Determinação dos pólos transformados Z_i	32
3.3.1.2 Determinação dos zeros de transmissão de $S_{21}(Z)$	35
3.3.2 Implementação da função de impedância	39
3.3.3 O algoritmo de síntese [15]	42
3.4 CAD DO FILTRO ELÍPTICO	45
3.4.1 CAD DESFILT	45
3.4.2 Exemplo de projeto	47
LINHAS PLANARES E RESSOADORES	50
4.1 INTRODUÇÃO	50
4.2 LINHAS DE TRANSMISSÃO PLANARES EM MICROONDAS	51
4.2.1 Stripline	52
4.2.2 Microstrip	53
4.2.3 Slotline	55
4.3 LINHAS ACOPLADAS	55
4.4 RESSOADORES EM LINHAS PLANARES	57
4.5 FILTROS EM LINHAS PLANARES [26]	58
4.6 MINIATURIZAÇÃO DOS RESSOADORES DE $\lambda/2$	60
4.6.1 Ressonadores em laço	60
4.6.2 Ressonadores Hairpin miniaturizado	61
4.6.3 Ressonadores Hairpin com degrau de impedância	62

CIRCUITOS COM RESSOADORES ACOPLADOS.....	66
5.1 INTRODUÇÃO	66
5.2 COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO E FATOR DE QUALIDADE DO FILTRO PASSA-BAIXAS.....	67
5.3 COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO E FATOR DE QUALIDADE DO FILTRO PASSA-FAIXA	68
5.4 MATRIZ DE ACOPLAMENTO	70
5.4.1 <i>Ressadores Hairpin miniaturizado</i>	70
5.4.2 <i>Formulação com equações nodais</i>	72
5.4.3 <i>Matriz geral de acoplamento</i>	74
5.5 TEORIA GERAL DE ACOPLAMENTO	74
5.5.1 <i>Coefficientes de acoplamentos</i>	77
5.6 FATOR DE QUALIDADE EXTERNO Q_E	79
5.7 EXTRAÇÃO PRÁTICA DO COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO	80
FILTROS ELÍPTICOS E PSEUDO ELÍPTICOS EM PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS	83
6.1 FILTROS PASSA BAIXAS	83
6.1.1 <i>Filtro elíptico com estruturas retangulares</i>	83
6.1.2 <i>Filtro elíptico com ressoadores Hairpin com degrau de impedância (SIR)</i>	87
6.1.2.1 Modelo do circuito equivalente para o hairpin com degrau de impedância.....	87
6.1.2.2 Filtro passa-baixas de um simples ressoador hairpin com degrau de impedância	89
6.1.2.3 Filtro passa-baixas com ressoadores hairpin SIR em cascata	91
6.2 FILTROS PASSA-FAIXA	93
6.2.1 <i>Filtro elíptico com acoplamento direto</i>	93
6.2.2 <i>Filtro passa faixa pseudo-elíptico [41]</i>	96
6.2.2.1 Filtro passa faixa pseudo-elíptico com ressoador hairpin miniaturizado	99
6.3 FILTROS REJEITA FAIXA	103
6.3.1 <i>Filtro rejeita-faixa com ressoadores em L</i>	104
6.3.2 <i>Filtro rejeita-faixa elíptico com acoplamento cruzado</i>	106
PROJETOS DE FILTROS PSEUDO-ELÍPTICOS EMPREGANDO O RESSOADOR PENTAGONAL	110
7.1 CONCEPÇÃO DO NOVO RESSOADOR PENTAGONAL.....	110
7.2 ESTUDO DO RESSOADOR PENTAGONAL.....	111
7.2.1 <i>Cálculo do coeficiente ou fator de acoplamento (k)</i>	111
7.2.2 <i>Cálculo de fator de qualidade externa Q_{ext}</i>	113
7.3 PROJETO DE FILTROS PSEUDO-ELÍPTICOS PASSA-FAIXA USANDO OS RESSOADORES PENTAGONAIS.....	114
7.3.1 <i>Filtro Pseudo-elíptico Passa-faixa de segunda ordem</i>	114
7.3.2 <i>Filtros Pseudo-elípticos Passa-faixa de terceira ordem</i>	118
7.3.3 <i>Filtros Pseudo-elípticos Passa-faixa de quarta ordem</i>	124
REALIZAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DAS NOVAS CONFIGURAÇÕES PROPOSTAS	128
8.1 IMPLEMENTAÇÃO DOS FILTROS PSEUDO-ELÍPTICOS PASSA-FAIXA	128
8.1.1 <i>Uma técnica simples para a construção dos filtros em microondas</i>	128
8.1.1.1 Obtenção da máscara do filtro.....	129
8.1.1.2 Impressão das máscaras na placa <i>microstrip</i>	130
8.1.1.3 Obtenção do circuito final	132
8.2 MEDIÇÕES DOS FILTROS PROJETADOS	133
8.2.1 <i>Medição de filtros usando o analisador de redes</i>	134
8.2.2 <i>Filtro pseudo-elíptico de segunda ordem</i>	134
8.2.3 <i>Filtro pseudo-elíptico de terceira ordem</i>	136
8.2.4 <i>Filtro pseudo-elíptico de quarta ordem</i>	143

CONCLUSÕES.....	147
9.1 CONCLUSÕES DO TRABALHO	147
9.2 TRABALHOS FUTUROS	148
REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA.....	150
MÉTODO DE BAIRSTOW	156
EXPANSÃO DE $E(Z)$.....	160

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1: Benefícios esperados com a nova metodologia de Projeto	2
Figura 1.2: Estrutura da Tese.....	4
Figura 1.3: Organização do conhecimento científico sobre Filtros de Microondas com Zeros de Transmissão Finitos.....	6
Figura 2.1: Rede passiva duas portas.....	7
Figura 2.2: Ondas incidentes e refletidas numa rede duas portas	9
Figura 2.3: Resposta em amplitude do filtro passa baixa ideal.....	11
Figura 2.4: Fase linear do filtro passa faixa ideal	11
Figura 2.5: Resposta em amplitude do Butterworth	13
Figura 2.6: Curvas de atenuação do filtro Butterworth	13
Figura 2.7: Resposta Chebychev variando n, para uma ondulação de 3dB	15
Figura 2.8: Resposta de atenuação típica do filtro passa-baixas Chebychev	15
Figura 2.9: Comparação entre as respostas Chebychev e Butterworth para $n = 7$	16
Figura 2.10: Resposta em amplitude do filtro Chebychev-inverso.....	18
Figura 2.11: Resposta de um filtro passa baixas elíptico.....	19
Figura 2.12: Resposta em amplitude de um filtro elíptico.....	20
Figura 2.13: Filtro Pseudo-elíptico com 1 zero de transmissão finito	25
Figura 2.14: Resposta de frequências características.....	25
Figura 3.1: Aplicação da Variável Transformada Z	28
Figura 3.2: Características de atenuação de um filtro passa-faixa.....	28
Figura 3.3: O plano da variável complexa Z	30
Figura 3.4: Diagrama de fluxo da síntese do filtro com a variável Z	31
Figura 3.5: Correspondência entre as funções de transferência nos planos p e Z.....	32
Figura 3.6: Banda de rejeição com diferentes valores mínimos dos arcos de entre os pólos	34
Figura 3.7: Impedância $z_{11}(Z)$ de um filtro passa-baixa, de ordem par	40
Figura 3.8: Construção da impedância $z_{11}(Z)$ de um filtro passa-baixas, de ordem par.....	40
Figura 3.9: Impedância $z_{11}(Z)$ de um filtro passa-baixas em cascata, de ordem ímpar.....	42
Figura 3.10: Circuito equivalente de um filtro passa-baixas em cascata, com n seções.....	42
Figura 3.11: Seção genérica de ordem i do filtro.....	43
Figura 3.12: Fluxograma do DESFILT	46
Figura 3.13: Tela principal do DESFILT	47
Figura 3.14: Tela do projeto de filtros pelo método algébrico	48
Figura 3.15: Tela das especificações do filtro projetado	48
Figura 3.16: Tela que mostra a pesquisa dos modos naturais.....	49
Figura 3.17: Tela que apresenta o filtro sintetizado.....	49
Figura 4.1: Tecnologias de transmissão compatíveis com as faixas de frequência	50
Figura 4.2: Linhas de transmissão planares básicas. — campo elétrico e — campo magnético	52
Figura 4.3: Concepção da linha de transmissão planar Stripline	52
Figura 4.4: Concepção da Linha de Transmissão Planar Microstrip	54
Figura 4.5: Constante dielétrica efetiva.....	55
Figura 4.6: Complementaridade entre a Microstrip e a Slotline	55
Figura 4.7: Linhas de transmissão acopladas paralelamente: (a) stripline, (b) microstrip.....	56
Figura 4.8: Distribuição do campo elétrico (a) Modo par, (b) Modo ímpar	57
Figura 4.9: Estrutura de um ressoador microstrip de meio comprimento de onda	57
Figura 4.10: Filtros de Microondas em microstrip (passa-baixas, passa-faixa e rejeita-faixa).....	59
Figura 4.11: Ressonadores microstrip de meio comprimento de onda. (a) Linear, (b) laço quadrado, (c) laço em serpenteado.....	61
Figura 4.12: Obtenção do ressoador hairpin miniaturizado.....	62
Figura 4.13: Circuito equivalente do ressoador hairpin miniaturizado.....	62
Figura 4.14: Ressonador Hairpin com degrau de impedância	63
Figura 4.15: Circuito equivalente do ressoador hairpin SIR.....	64
Figura 4.16: (a) Modelo equivalente para ressoador slow-wave,	64
(b) ressoador slow-wave em <i>microstrip</i>	64
Figura 4.17: Ressonador slow-wave.....	65
Figura 5.1: Filtro Multirressoadores (a) representação por quadripolos(b) com ressoadores acoplados capacitivamente, (c) ressoadores acoplados indutivamente.....	67
Figura 5.2: Coeficiente de acoplamento e fator de qualidade do filtro passa-baixas.....	68

Figura 5.3: Filtro passa-faixa com ressoadores acoplados capacitivamente.....	69
Figura 5.4: (a) Ressoadores acoplados capacitivamente do filtro passa faixa. (b) Circuito equivalente para calcular C_{n0}	69
Figura 5.5: Circuito equivalente de n ressoadores acoplados com acoplamento indutivo.....	70
Figura 5.6: Circuito equivalente de n ressoadores acoplados em configuração nodal.....	72
Figura 5.7: Acoplamento geral de ressoadores de microondas/RF.....	75
Figura 5.8: Modelos de circuitos equivalentes para ressoadores acoplados de forma: (a) elétrica, (b) magnética e (c) cruzada.....	76
Figura 5.9: Circuitos ressoadores com sintonização assíncrona acoplados em forma: (a) elétrica, (b) magnética e (c) cruzada.....	78
Figura 5.10: Estruturas de acesso para filtros com ressoadores acoplados.....	79
Figura 5.11: Máscara de dois ressoadores acoplados eletricamente.....	81
Figura 5.12: Resposta simulada dos ressoadores acoplados eletricamente.....	81
Figura 6.1: Filtro elíptico em parâmetros concentrados.....	83
Figura 6.2: Célula básica do filtro elíptico em parâmetros concentrados.....	84
Figura 6.3: Estruturas retangulares: (a) tipo-P (Paralelo) e (b) tipo-N (Normal).....	84
Figura 6.4: Filtro elíptico em estruturas retangulares de ordem elevada.....	87
Figura 6.5: Ressoador hairpin SIR e seu circuito equivalente.....	88
Figura 6.6: Máscara do filtro passa-baixa com um simples ressoador hairpin SIR.....	90
Figura 6.7: Resposta de frequência simulada do filtro elíptico passa-baixa.....	90
Figura 6.8: Desempenho do filtro na banda passante.....	91
Figura 6.9: Filtro passa-baixas em cascada com ressoadores hairpin SIR.....	92
Figura 6.10: Circuito equivalente dos 4 ressoadores hairpin SIR em cascada.....	92
Figura 6.11: Transformação passa-baixas elíptico em passa-faixa com parâmetros distribuídos.....	94
Figura 6.12: Filtro passa faixa elíptico de terceira ordem com acoplamento direto.....	95
Figura 6.13: Filtro passa faixa elíptico de terceira ordem com acoplamento direto.....	95
Figura 6.14: Topologia do circuito do filtro pseudo-elíptico com acoplamento adjacente.....	96
Figura 6.15: Ressoadores Miniaturizados utilizados em filtros pseudo-elípticos.....	97
Figura 6.16: Tipos de acoplamentos possíveis entre ressoadores de laço em aberto.....	98
Figura 6.17: Filtros pseudo-elípticos utilizando diferentes tipos de acoplamento entre ressoadores.....	98
Figura 6.18: (a) Filtros com ressoadores relangulares. (b) Filtros com ressoadores slow-wave.....	99
Figura 6.19: Comparação entre o ressoador de laço quadrado e o hairpin miniaturizado.....	99
Figura 6.20: Filtro passa faixa pseudo-elíptico de 4-pólos.....	100
Figura 6.21: Máscara simulada no SONNET do filtro passa faixa.....	101
Figura 6.22: Parâmetro S21 do filtro pseudo-elíptico simulado no SONNET.....	101
Figura 6.23: Filtro passa faixa com função pseudo-elíptico de 4-pólos.....	102
Figura 6.24: Resposta em frequência medida do filtro passa faixa pseudo-elíptico.....	102
Figura 6.25: Filtros rejeita-faixa: (a) acoplamento capacitivo, (b) acoplamento paralelo.....	103
Figura 6.26: Filtro rejeita-faixa com ressoadores em L.....	104
Figura 6.27: Circuito equivalente para Linha acoplada carregada.....	105
Figura 6.28: Esquemas de acoplamento para projetos de filtros rejeita-faixas. (a) filtro de segunda ordem e (b) filtro de quarta ordem.....	106
Figura 6.29: Protótipo rejeita-faixa para filtros generalizados.....	107
Figura 6.30: Filtro pseudo-elíptico rejeita-faixa (a) segunda ordem, (b) quarta ordem.....	108
Figura 6.31: Máscara do rejeita-faixa elíptico simulado.....	108
Figura 6.32: Parâmetros S11 e S21 do filtro rejeita-faixa elíptico simulado.....	109
Figura 7.1: (a) Ressoador $\lambda/2$ e (b) Ressoador pentagonal.....	110
Figura 7.2: Configuração de dois ressoadores para o cálculo do fator de acoplamento k.....	111
Figura 7.3: Resposta em frequência dos dois ressoadores pentagonais para o cálculo do fator k.....	112
Figura 7.4: Estrutura de acoplamento de entrada/saída usada neste trabalho.....	113
Figura 7.5: Fase do parâmetro S11 do ressoador para o cálculo de Q_{ext}	113
Figura 7.6: Máscara do filtro passa-faixa com dois ressoadores pentagonais.....	115
Figura 7.7: Resposta em frequência do filtro com dois ressoadores pentagonais.....	115
Figura 7.8: Máscara do filtro com dois ressoadores com alimentação em quadratura.....	116
Figura 7.9: Resposta em frequência do filtro com alimentação em quadratura.....	117
Figura 7.10: Filtro de dois elementos ressoantes com modificações na alimentação.....	117
Figura 7.11: Resposta do filtro com alimentação modificada.....	118
Figura 7.12: Filtro passa-faixa com três ressoadores pentagonais.....	119
Figura 7.13: Resposta do filtro de terceira ordem.....	120
Figura 7.14: Filtro pass-faixa de terceira ordem com alimentação modificada.....	121

Figura 7.15 – A resposta em frequência do filtro da figura 7.14	121
Figura 7.16 – Filtro passa-faixa com 3 ressoadores pentagonais com modificação tanto na linha de entrada e saída.....	122
Figura 7.17 – Os parâmetros S do filtro passa-faixa da figura 7.16	123
Figura 7.18 – Filtro passa faixa com entrada/saída modificadas	123
Figura 7.19 – Resposta do filtro passa-faixa da figura 7.18	124
Figura 7.20 – Filtro passa faixa quase-elíptico de quarta ordem com ressoadores pentagonais.....	125
Figura 7.21 – Resposta em frequência do filtro passa-faixa de quarta ordem	126
Figura 7.22 – Filtro quase-elíptico passa-faixa de quarta ordem.....	126
Figura 7.23 – Resposta em frequência do filtro passa-faixa da figura 7.22.....	127
Figura 8.1 – Máscara do filtro pseudo-elíptico passa-faixa	129
Figura 8.2 – (a) Placa microstrip. (b) Circuito desenhado sobre papel glossy.....	131
Figura 8.3 – Exemplo de um circuito de microondas impresso na placa <i>microstrip</i>	131
Figura 8.4 – Fotografia do filtro passa-baixa construído.....	132
Figura 8.5 – Analisador de redes 8714ES usado para a medição dos filtros	133
Figura 8.6 – Disposição dos equipamentos para fazer a medição de filtros	134
Figura 8.7 – (a) Resposta simulada e (b) resposta medida no filtro de segunda ordem.....	135
Figura 8.8 – (a) Resposta simulada. (b) Resposta prática ou medida do filtro_3R_01.....	137
Figura 8.9 – Fotografia do filtro_3R_01	138
Figura 8.10 – Fotografia do filtro_3R_02	138
Figura 8.11 – (a) Resposta simulada e (b) resposta medida do filtro_3R_02	139
Figura 8.12 – (a) Resposta simulada e (b) resposta medida do filtro_3R_03	140
Figura 8.13 – Fotografia do filtro_3R_03	141
Figura 8.14 – Fotografia do filtro_3R_04	141
Figura 8.15 – (a) Resposta simulada e (b) resposta prática do filtro_3R_04.....	142
Figura 8.16 – (a) Resposta simulada e (b) resposta medida do filtro_4R_01	144
Figura 8.17 – Filtro pseudo-elíptico de quarta ordem construído.....	144
Figura 8.18 – Fotografia do filtro construído filtro_4R_02.....	145
Figura 8.19 – (a) Resposta simulada e (b) resposta medida do filtro_4R_02.....	146

INTRODUÇÃO

1.1 OBJETIVO

Este trabalho é consagrado ao desenvolvimento de novas técnicas de análise e síntese voltadas para a concepção de filtros de microondas com respostas de frequência elíptica ou pseudo-elíptica.

O objetivo do projeto é desenvolver uma nova classe de filtros de microondas miniaturizados, com alta seletividade. O trabalho pretende modelar, caracterizar e comparar vários tipos de filtros em novas configurações, utilizando ressoadores planares com diferentes geometrias.

Além da proposição de novas topologias para os dispositivos em linhas planares, o diferencial desse trabalho está fundamentado nos seguintes pontos:

- na utilização de aproximações numéricas, na construção e disponibilização de Funções de Transferência que satisfaçam a especificações complexas de seletividade de atenuação na banda de rejeição;
- na generalização do método da variável transformada (que permite uma melhor definição dos coeficientes polinomiais) para todas as classes de filtros;
- no emprego do método do produto, que consiste em especificar os polinômios de forma fatorada, diminuindo assim o problema da sensibilidade dos coeficientes polinomiais.

A utilização de diferentes técnicas de projeto em etapas distintas da concepção, associado às novas configurações de ressoadores, permitirá a realização de filtros compactos de alta seletividade.

O que se procura neste trabalho é viabilizar filtros de microondas com especificações rigorosas, que sejam compactos, de baixo custo e que o processo de concepção tire proveito das soluções existentes, minimizando os inconvenientes encontrados em outras abordagens. Os ganhos esperados em relação às técnicas atualmente existentes são ilustrados na Figura 1.1.

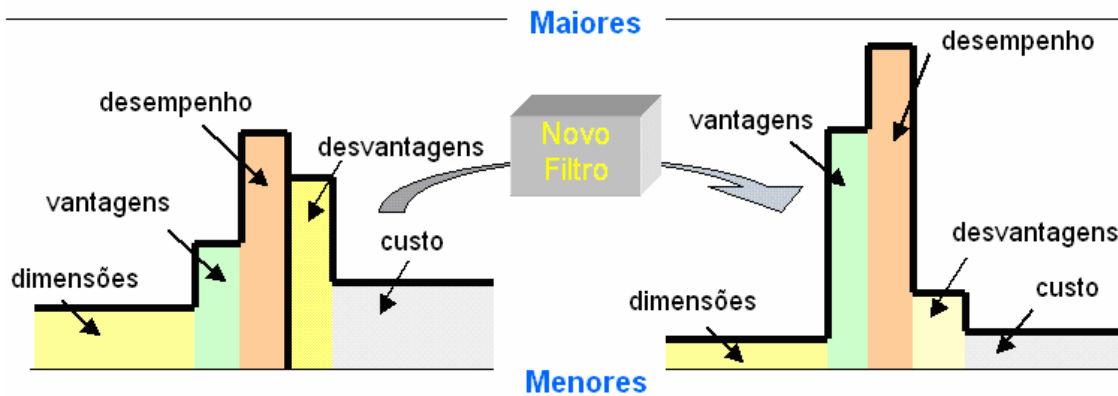


Figura 1.1: Benefícios esperados com a nova metodologia de Projeto.

1.2 CONTEXTUALIZANDO O TRABALHO

Filtros são de grande importância em diversos campos da engenharia elétrica. Na área de Telecomunicações a importância de Filtros é associada ao início das comunicações sem fio, onde uma seletividade de frequências começou a ser exigida. As primeiras soluções consistiam em simples ressoadores em série ou em paralelo. O conceito de filtro, como um dispositivo que correspondesse a certa característica elétrica pré-determinada, tem origem com o trabalho de O. J. Zobel, publicado em 1923 [1]. Neste trabalho é incluído o conceito de seções de filtros, que quando combinadas permitem respostas de frequências bem definidas. Este tipo de técnica ficou conhecido como parâmetro imagem e foi durante décadas o único método de projeto de filtros.

Por volta de 1940, um outro método de síntese conhecido como perdas por inserção, foi proposto por S. Darlington [2] e cujas idéias iniciais foram dadas pelo cientista alemão W. Cauer [3]. Eles mostraram que certas características de transmissão pré-definidas podiam ser implementadas por redes em escadas, compostas de simples elementos reativos. Devido ao pesado esforço computacional exigido esses métodos permaneceram inicialmente de interesse acadêmico, até que computadores foram utilizados para sintetizar protótipos passa baixas, a partir dos quais outras estruturas foram facilmente derivadas. Os protótipos passa-baixas eram construídos a partir de coeficientes de transmissão aproximados por funções polinomiais. No decorrer dos tempos os filtros foram denominados de acordo com o tipo de polinômio utilizado, tal como Butterworth, Chebyshev, Bessel, Gauss e outros. Embora conhecido desde os anos cinquenta, este método é referido como Teoria Moderna de Filtros porque a partir dele foram estabelecidos novos enfoques e técnicas de projeto.

A teoria de filtros se estruturou em duas partes distintas: aproximação e síntese. A aproximação tem como propósito traduzir as especificações impostas ao filtro na forma de uma função de transferência, que genericamente é representada por uma função racional de polinômios. Quando as especificações impostas ao filtro são relativamente simples é possível satisfazê-las com aproximações analíticas. Entretanto, essas aproximações não são adequadas para especificações mais rigorosas, mesmo quando se recorre a estruturas de grau elevado. A solução é a aproximação numérica que permite a construção de funções de transferências com especificações arbitrárias tanto na banda passante, quanto na banda de rejeição. A função de transferência é construída diretamente da localização dos pólos e zeros no plano complexo de frequências.

Dentro desse universo é que se situa o trabalho aqui apresentado. A partir da resposta de frequência desejada, a função de transferência é construída. Por meio de métodos modernos de síntese, é proposto um circuito capaz de fornecer a resposta de frequência estabelecida pela função de transferência.

Com o auxílio das matrizes de transmissão e espalhamento é possível estabelecer a relação entre parâmetros concentrados e distribuídos, por conseguinte, encontrar várias topologias para os filtros de microondas provenientes do mesmo circuito exatamente com o mesmo desempenho elétrico.

Os filtros serão realizados em linhas de transmissão planares. A escolha da linha de transmissão, *microstrip* (microfita), é proveniente do grau de integrabilidade com componentes de estado sólido, da facilidade de construção, e da viabilidade de caracterização na faixa de frequência disponível em nossos laboratórios.

O que se pretende nesse trabalho é a combinação de diferentes técnicas de projeto em etapas distintas da concepção, possibilitando dessa forma, a utilização de novas configurações de ressoadores na realização de filtros miniaturizados de alta seletividade.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

Em projeto de Filtros três aspectos determinam o bom desempenho do dispositivo: aproximação, síntese e realização. O projeto proposto aborda esses três aspectos em três etapas distintas, Figura 1.2.

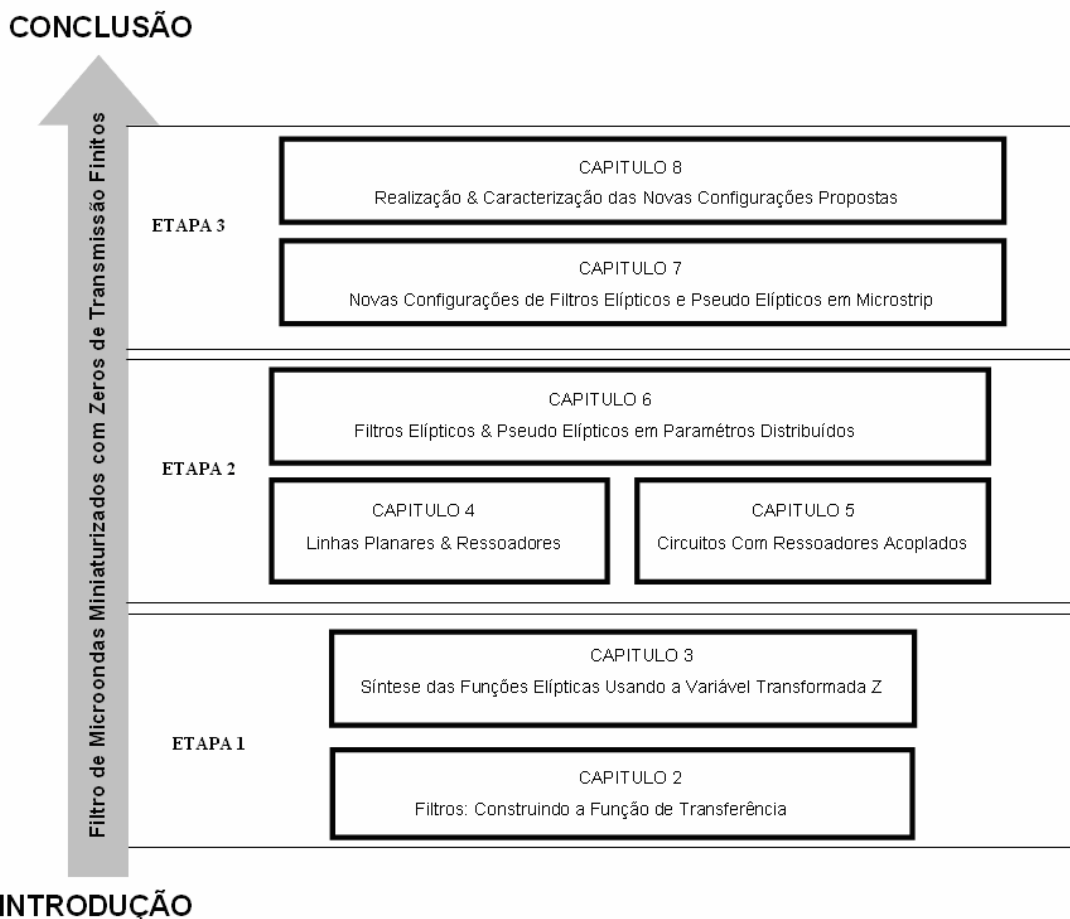


Figura 1.2: Estrutura da Tese.

A primeira etapa, composta pelos capítulos 2 e 3, é dedicada a filtros em parâmetros localizados. No capítulo 2, conceitua-se a rede passiva de quatro portas e filtro ideal. A seguir é efetuada uma breve descrição das principais funções de transferência a todos os pólos e funções de transferência racionais. O capítulo 3 é dedicada a síntese das funções de transferência racionais, com ênfase nas funções elípticas. Essas funções, que tem como característica especificações severas de seletividade exige zeros e pólos aglomerados nas vizinhanças da frequência de corte. Essa pequena separação entre os modos naturais dificulta a obtenção dos coeficientes dos polinômios de aproximação, causando um mal-condicionamento no processo de síntese. Para resolver esse problema é utilizado o “Método da Variável Transformada Z” que consiste em mapear as frequências reais, próximas à região da frequência de corte normalizada, no plano da variável complexa "Z". A principal vantagem dessa transformação é que as frequências críticas, que estão agrupadas em torno das duas frequências de corte, são convenientemente separadas em termos da nova variável. No plano da variável complexa "Z" foi estabelecido um

método de síntese para redes em escada que fornece a resposta em frequência definida pela função de transferência. O método de síntese proposto é implementado computacionalmente.

A etapa 2 (capítulos 4, 5 e 6) é dedicada a concepção de filtros elípticos e pseudo elípticos em parâmetros distribuídos. O capítulo 4 aborda as linhas planares, e ressoadores de meio comprimento de onda. Os ressoadores são submetidos a um processo de transformação que resulta em uma significativa redução de tamanho para a mesma frequência de ressonância. A utilização dessas geometrias em filtros com acoplamentos transversais permitem otimizar o posicionamento de pólos e zeros em função da seletividade desejada, [1]. No capítulo 5 a forma de se acoplar dois ressoadores é estudada. Acoplamentos entre ressoadores adjacentes e não adjacentes são modelados. Esses acoplamentos são utilizados na implementação de funções de transferência com zeros de transmissão finitos em parâmetros distribuídos. A síntese direta em cascata, embora proponha algumas soluções, apresenta inúmeros problemas de realização prática particularmente para filtros passa-faixas. As soluções mais viáveis estão embasadas no conceito de filtros generalizados, que admitem acoplamentos transversais entre ressoadores não adjacentes. Esses acoplamentos extras introduzem zeros de transmissão, facilitando a realização da função de transferência especificada. No capítulo 6 são apresentados filtros passa-baixas, passa-faixa e rejeita faixa com zeros de transmissão finitos que utilizam ressoadores miniaturizados. Em suma, a segunda etapa mostra a viabilidade da concepção de filtros de microondas de alta seletividade, por meio da variável transformada z associada à teoria clássica de filtros banda estreita reestruturada para agregar acoplamentos entre ressoadores não adjacentes.

A terceira etapa, (capítulos 7 e 8) é voltada para a proposição de novas topologias com ressoadores miniaturizados, capazes de satisfazerem as exigências impostas pela função de transferência. Nesta fase aproveita-se o cabedal de conhecimentos adquiridos para promover uma transformação qualitativa na concepção de filtros com as características delineadas. Esta transformação se materializa no desenvolvimento de novas configurações de filtros elípticos e pseudo-elípticos em *microstrip*, dentro dessa filosofia novas estruturas de ressoadores foram investigadas, com a finalidade de associar os parâmetros de ressonância a geometria dos mesmos. A partir de estruturas pré-determinadas diversas configurações foram simuladas. A eficiência dessas novas configurações é verificada por meio de caracterização em bancada. Os estudos e resultados

obtidos nesta fase, etapa 3, foram organizados em forma de capítulos conforme descrito a seguir.

- Capítulo 7 - Novas Configurações de Filtros Elípticos e Pseudo-Elípticos em *Microstrip*.
- Capítulo 8 - Realização e Caracterização das Novas Configurações Propostas.

Finalmente, com todas as etapas concluídas uma avaliação dos resultados obtidos é realizada e novas diretrizes são traçadas para a continuidade da pesquisa. A Figura 1.3 ilustra como todos os assuntos tratados se somam criando um ambiente de análise e síntese de filtros de microondas miniaturizados com zeros de transmissão finitos.



Figura 1.3: Organização do conhecimento científico sobre Filtros de Microondas com Zeros de Transmissão Finitos.

FILTROS: CONSTRUINDO A FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

O presente capítulo descreve como obter a função de transferência de um filtro por meio de aproximações polinomiais.

2.1 CARACTERIZAÇÃO DO FILTRO

Um filtro pode ser representado por uma rede de duas portas, Fig.2.1, com uma fonte de alimentação de resistência série R_S nos terminais de entrada e uma resistência de carga R_L nos terminais de saída.

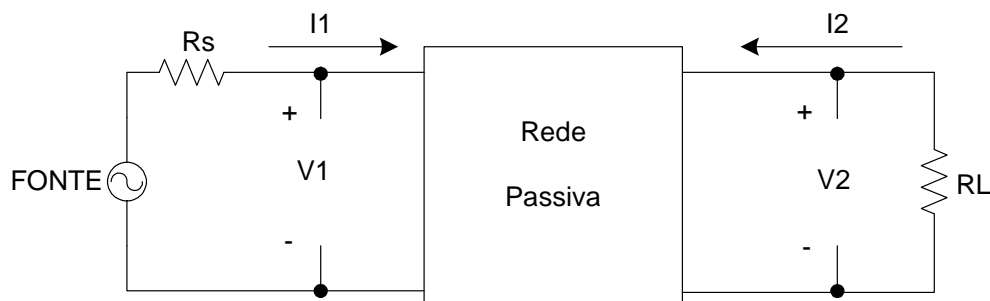


Figura 2.1: Rede passiva duas portas.

Uma rede de duas portas ou quadripolo fica perfeitamente definida pela relação de tensões e correntes em seus terminais. Essas relações dão origem as matrizes impedância (Z), admitância (Y), transmissão ($ABCD$) e híbrida (H). Uma outra matriz que relaciona potências transmitidas e refletidas e que também caracteriza o quadripolo é a matriz espalhamento (S). As cinco matrizes estão relacionadas entre si, o que acarreta dizer que se conhecendo uma delas as outras quatro estão definidas. A escolha da matriz depende do tipo de problema a ser resolvido, bem como, do tipo de aplicação desejada. Os circuitos relacionados a altas frequências habitualmente são caracterizados pelas matrizes de transmissão (permite o estudo de estruturas de filtros em cascata) ou espalhamento (caracterização experimental dos filtros).

2.1.1 Matriz de transmissão (ABCD)

A matriz de transmissão de tensão e corrente, usualmente chamada de matriz ABCD é usada para caracterizar uma rede de duas portas. Ela relaciona tensão e corrente terminais na entrada da rede com a tensão e corrente terminais na saída da rede. A matriz de transmissão pode ser expressa por:

$$\begin{aligned}V_1 &= AV_2 + BI_2 \\ I_1 &= CV_2 + DI_2\end{aligned}\tag{2.1}$$

ou sob forma matricial:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}\tag{2.2}$$

Atenção deve ser tomada para o sentido de orientação da corrente I_2 . A vantagem da matriz ABCD reside no fato de que a matriz de n redes de duas portas colocados em cascata é igual ao produto das matrizes de cada rede, na ordem em que estiverem [5]. Numa rede recíproca vale sempre a relação $AD - BC = 1$.

2.1.2 Matriz de espalhamento (S)

Os parâmetros S para uma rede de duas portas são definidos considerando um conjunto de ondas de tensão [6]. Quando a onda tensão proveniente da fonte incide sobre a rede, parte da onda é transmitida através da rede, e outra parte é refletida em direção a fonte. As ondas de tensão incidente e refletida podem também estar presentes na saída da rede. Novas variáveis são definidas, dividindo as ondas de tensão pela raiz quadrada da impedância de referencia. Os módulos ao quadrado dessas novas variáveis podem ser vistos como ondas de potência.

A figura 2.2 apresenta uma rede de duas portas onde se pode observar as ondas incidentes e refletidas tanto na porta de entrada como na de saída.

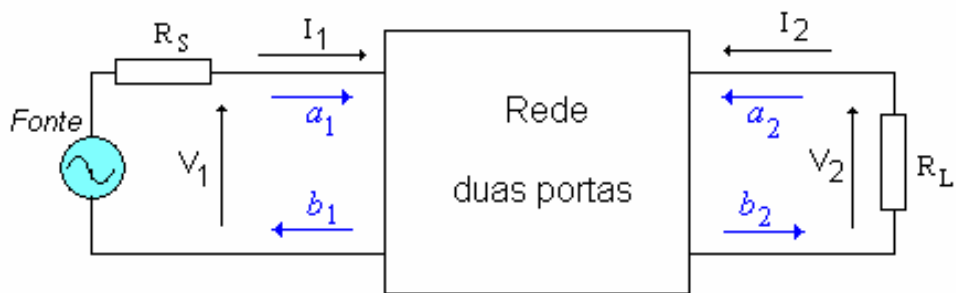


Figura 2.2: Ondas incidentes e refletidas numa rede duas portas.

$|a_1|^2$ = onda de potência incidente na porta de entrada da rede.

$|b_1|^2$ = onda de potência refletida na porta de entrada da rede.

$|a_2|^2$ = onda de potência incidente na porta de saída da rede.

$|b_2|^2$ = onda de potência refletida na porta de saída da rede.

Os parâmetros S e as novas variáveis estão relacionados pelas seguintes expressões:

$$\begin{aligned} b_1 &= a_1 S_{11} + a_2 S_{12} \\ b_2 &= a_1 S_{21} + a_2 S_{22} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Quando a rede de saída é terminada em uma carga igual à impedância de referência obtém-se $a_2 = 0$. Sob essas condições tem-se:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \\ S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \end{aligned} \quad (2.4)$$

S_{11} é coeficiente de reflexão na entrada da rede e S_{21} é o coeficiente de transmissão de tensão direto.

Quando a rede de entrada terminada em uma carga igual à impedância de referência obtém-se $a_1 = 0$. Sob essas condições tem-se:

$$\begin{aligned} S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \\ S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \end{aligned} \tag{2.5}$$

S_{22} é o coeficiente de reflexão na saída e S_{12} é o coeficiente de transmissão inverso.

Os coeficientes dos parâmetros S definidos acima são relações lineares. Os parâmetros S podem ser definidos como uma razão em decibéis. Como os parâmetros S são razões de tensão, eles são expressos como:

$$\begin{aligned} |S_{11}| &= 20 \log |S_{11}| = \text{ganho reflexão na entrada (dB) ou perda de retorno} \\ |S_{22}| &= 20 \log |S_{22}| = \text{ganho de reflexão na saída (dB)} \\ |S_{21}| &= 20 \log |S_{21}| = \text{ganho direto (dB) ou perda de inserção} \\ |S_{12}| &= 20 \log |S_{12}| = \text{ganho inverso (dB)} \end{aligned} \tag{2.6}$$

Para evitar confusão, a forma linear de S_{11} e S_{22} é geralmente chamada de coeficiente de reflexão e a forma em decibéis é referenciado como perdas de retorno.

2.2 FILTRO IDEAL

Embora não realizável, o filtro ideal tem grande importância na teoria de filtros. As respostas de amplitude e fase do filtro ideal funcionam como as respostas limites a serem alcançadas pelos diversos tipos de aproximações existentes. O filtro passa baixas ideal é definido pelas seguintes características:

- Atenuação nula na banda passante.
- Atenuação infinita na banda de rejeição.
- Fase linear dentro da banda passante.

Assim, sua função de transferência matematicamente pode ser expressa como [7]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + f(\Omega^2)} \quad (2.7)$$

onde

$$S_{21}(j\Omega) = \exp(-j\Omega t_0) \quad , |\Omega| < \Omega_c \quad (2.8)$$

$$S_{21}(j\Omega) = 0 \quad , |\Omega| > \Omega_c \quad (2.9)$$

As respostas em amplitude e fase do filtro passa-baixas ideal são mostradas nas Fig. 2.3 e Fig. 2.4, onde Ω_c é a frequência de corte.

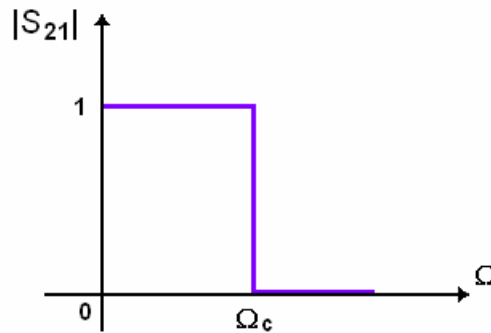


Figura 2.3: Resposta em amplitude do filtro passa baixa ideal.

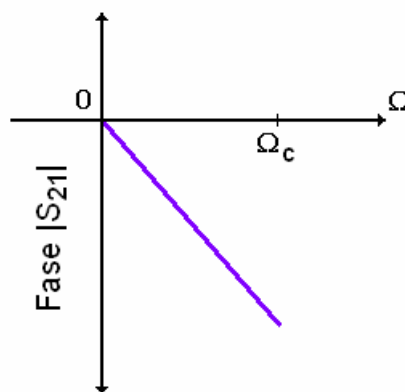


Figura 2.4: Fase linear do filtro passa faixa ideal.

O filtro passa-baixas ideal não pode ser realizado por duas razões. Primeiro, a resposta impulsional correspondendo a resposta de amplitude desejada é antecipativa

(função amostragem). Segundo, pela Transformada de Hilbert, que relaciona as respostas de amplitude e fase, é possível mostrar que redes com fase linear apresentam respostas de amplitude Gaussianas, [8]. Assim o filtro ideal é uma abstração que atua como o objetivo a ser alcançado pelos diversos tipos de aproximações existentes.

2.3 O PROBLEMA DE APROXIMAÇÃO

O problema de aproximação consiste em encontrar, para um tipo de resposta especificada, a função racional cujo módulo e fase estejam próximos às respostas especificadas. No caso limite o tipo de resposta desejada é a do filtro passa-baixas ideal. A chamada *função de aproximação* é a função racional a ser encontrada. A característica do filtro ideal é neste caso a *função objetivo*, [9].

2.3.1 Aproximação de máxima planura

A *aproximação de máxima planura* ótima satisfaz a seguinte propriedade: a expansão de Taylor próximo a origem da função de aproximação coincide com a expansão da função objetivo, até uma certa ordem compatível com o grau da função de aproximação.

Um dos polinômios que satisfazem essas características é o polinômio de Butterworth. Filtros construídos a partir de funções de transferências baseadas no polinômio de Butterworth são conhecidos como filtros Butterworth ou Máxima Planura.

A resposta de amplitude para filtros Butterworth é dada por [10]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}} \quad (2.10)$$

onde n é grau do filtro, que corresponde ao número de elementos do protótipo passa baixas.

Uma das características dos filtros Butterworth é ter uma resposta de amplitude que decai monotonicamente, Observando (2.10) verifica-se que o filtro Butterworth tem a frequência de corte naturalmente normalizada $\Omega_c = 1$, ponto onde as perdas de inserção são de 3.0 dB. A expressão máxima planura foi colocada para enfatizar que a função definida

em (2.10) tem o máximo número de derivadas zero $(2n - 1)$ em $\Omega=0$. Assim, a aproximação de máxima planura ao filtro ideal é excelente em $\Omega=0$, porém degrada quando Ω aproxima-se de Ω_c .

Para $\Omega \gg 1$, $|S_{21}|^2 \cong \Omega^{-2n}$ então a atenuação torna-se:

$$\alpha(\Omega) = -20n \log \Omega \text{ dB} \quad (2.11)$$

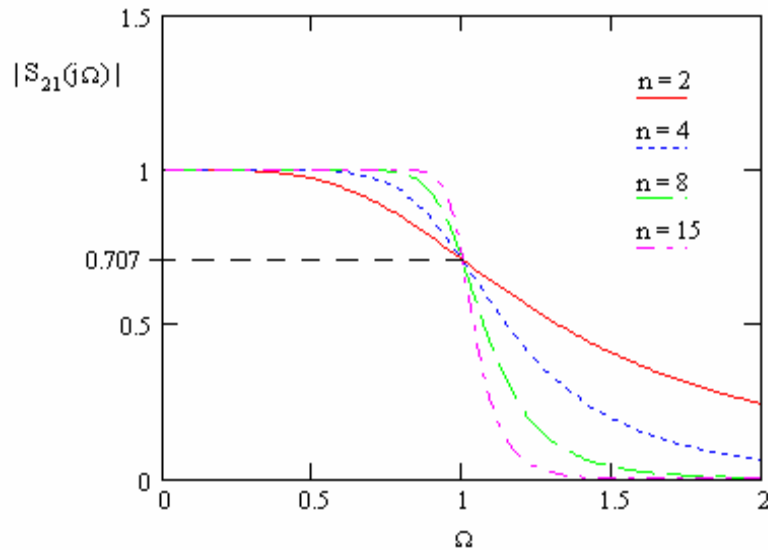


Figura 2.5: Resposta em amplitude do Butterworth.

A Fig.2.5 representa a resposta em amplitude do filtro passa-baixas Butterworth, para diferentes ordens, enquanto a Fig. 2.6, mostra as respostas de atenuação dos filtros passa-baixas Butterworth para diversos graus.

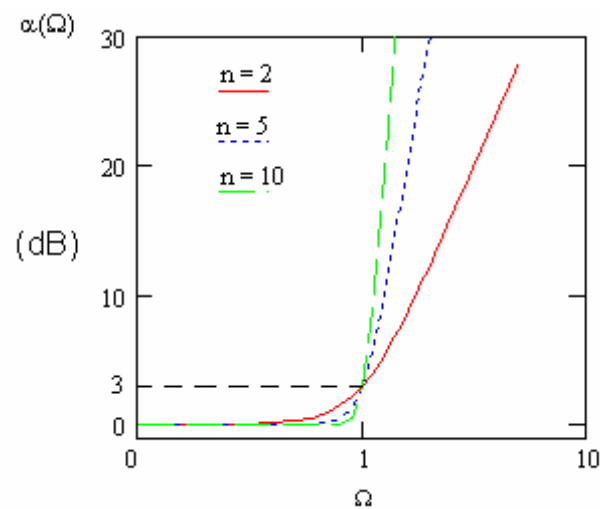


Figura 2.6: Curvas de atenuação do filtro Butterworth.

2.3.2 Aproximação pelo critério Chebychev

As principais vantagens da solução Butterworth são: as formulas resultantes muito simples e uma boa resposta de amplitude nas proximidades de $\Omega=0$. Porém, essa solução deixa a desejar quando a frequência de operação se afasta da origem em direção a frequência de corte. A atenuação na banda passante cresce monotonicamente até alcançar o valor de 3 dB de perdas. A taxa de como a atenuação cresce é função do grau do polinômio, conseqüentemente do número de elementos do filtro. Um outro tipo de solução propõe que a atenuação na banda passante tenha uma variação mais homogênea. Em outras palavras, em vez de privilegiar apenas as frequências em torno da origem, seria mais apropriada uma aproximação em que uma tolerância máxima fosse admitida em toda a banda passante. O polinômio que permite implementar filtros com respostas de amplitude com essas características é o Polinômio de Chebychev.

A resposta de amplitude para filtros Chebychev é dada por [10]:

$$|S_{21}(j\Omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 T_n^2(\Omega)}} \quad (2.12)$$

onde $T_n(\Omega)$ é polinômio Chebychev de ordem n definido pelas formulas:

$$T_n(\Omega) = \cos(n \cos^{-1} \Omega) \quad |\Omega| \leq 1 \quad (2.13)$$

$$T_n(\Omega) = \cosh[n \cosh^{-1} \Omega] \quad |\Omega| \geq 1 \quad (2.14)$$

ϵ é a constante do *ripple* (ondulação) o qual está relacionada com o *ripple* na banda passante L_{Ar} (em dB) pela seguinte equação:

$$\epsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (2.15)$$

A resposta Chebychev com *equi-ripple* (equi-ondulação) na banda passante e máxima planura na banda de rejeição é mostrada na figura 2.7.

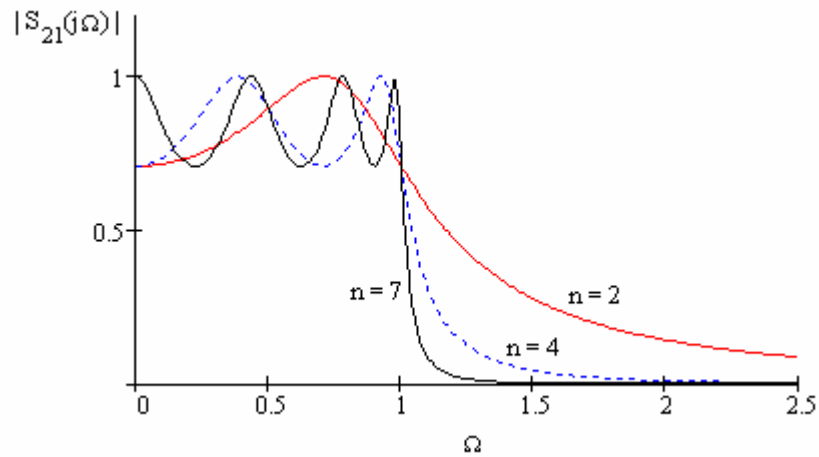


Figura 2.7: Resposta Chebychev variando n , para uma ondulação de 3dB.

A Fig. 2.8 mostra a atenuação do filtro passa-baixas Chebychev, com uma ondulação de 3 dB na banda passante.

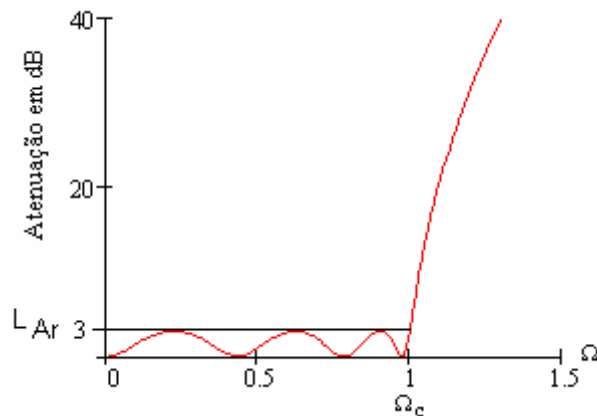


Figura 2.8: Resposta de atenuação típica do filtro passa-baixas Chebychev.

2.3.3 Máxima planura versus Chebychev

Os filtros de Chebychev e Butterworth são filtros projetados visando exclusivamente às respostas de amplitude. Nenhum comentário foi feito sobre a resposta de fase. O que se pode afirmar é que esses dois filtros pertencem a classe dos filtros *all-poles*. As funções racionais que caracterizam esses filtros apresentam numerador unitário e o denominador é função do polinômio aproximante. Como os zeros da função aproximante

são os pólos da função de transferência, esses filtros são conhecidos como filtros *all-poles*, pois todos os pólos se situam em frequências reais. Como se viu anteriormente, uma função de transferência tem o mesmo número de zeros e pólos, conclui-se que todos os zeros da função de transferência encontram-se no infinito. Por meio da transformada de Hilbert é possível mostrar que somente funções com zeros finitos podem aproximar simultaneamente a amplitude e a fase, o que não é o caso nem dos filtros de Chebychev nem dos filtros de Butterworth.

Em contrapartida uma análise sobre as respostas de amplitude permite observar uma diferença fundamental. Essa diferença está relacionada aos graus de liberdades permitidos pelas duas aproximações. Na aproximação de Chebychev pode-se trabalhar com o nível de atenuação permitido dentro da banda passante, caso impossível para a aproximação de máxima planura. Dependendo da tolerância permitida é possível melhorar a resposta na banda de rejeição sem variar o grau da função aproximante. Então para filtros com igual ordem é possível se obter, por meio do polinômio de Chebychev, filtros com respostas na banda de rejeição mais bem definidas, em detrimento de uma aproximação ótima em torno da origem.

Um exemplo da comparação das respostas de amplitude dos filtros passa-baixas Butterworth e Chebychev, para $n = 7$ e com uma ondulação $\epsilon = 0,5$ dB na banda passante é mostrada na Fig. 2.9. Obviamente, a melhor aproximação depende do tipo de aplicação a que se destina.

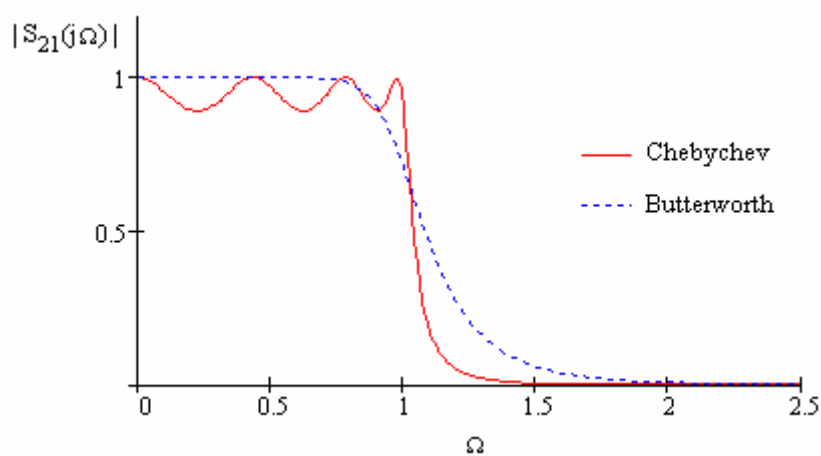


Figura 2.9: Comparação entre as respostas Chebychev e Butterworth para $n = 7$.

2.4 APROXIMAÇÃO COM FUNÇÕES DE TRANSFERÊNCIA RACIONAIS

Os filtros *all-pole* têm como característica todos os zeros no infinito, o que ocasiona um numerador igual a unidade na função de transferência. Imagine agora que certo filtro apresente zeros finitos. Os zeros finitos de uma função de transferência são as raízes do polinômio do numerador da função racional, esses zeros podem ser utilizados para priorizar um aspecto específico da resposta desejada. Por exemplo, filtros com especificações rígidas de atenuação geralmente são caracterizados por funções de transferência com zeros de transmissão finitos. Para esta finalidade as aproximações mais populares são: a aproximação elíptica, e a aproximação pseudo-elíptica. A aproximação pseudo-elíptica também é utilizada quando se deseja um filtro que além de boa resposta em amplitude apresente resposta de fase linear dentro da banda passante. Caso o interesse seja otimizar a banda de rejeição é possível utilizar a aproximação Chebychev inverso. Neste item discorre-se sobre essas três aproximações, dando ênfase a aproximação elíptica.

2.4.1 Filtro Chebychev inverso

O filtro Chebychev inverso exibe uma resposta plana na banda passante e ondulações na banda de rejeição.

A construção do filtro Chebychev-inverso faz apelo ao filtro a todos os pólos de igual ondulação (Chebychev) [10].

$$|S_{21c}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (2.16)$$

que é subtraída da unidade para obter $1 - |S_{21c}(j\Omega)|^2$. Realizando a transformação de frequências passa-baixas / passa-altas, com a troca de Ω por $1/\Omega$, tem-se:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = 1 - |S_{21c}(j/\Omega)|^2 \quad (2.17)$$

A partir da manipulação de (2.16) e (2.17) obtém-se a função Chebychev-inverso:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = 1 - \frac{1}{1 + \epsilon^2 C_n^2(\Omega)} \quad (2.18)$$

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{\epsilon^2 C_n^2(1/\Omega)}{1 + \epsilon^2 C_n^2(1/\Omega)}$$

A resposta de amplitude típica do filtro passa-baixas com função Chebychev inverso é mostrada na Fig. 2.10.

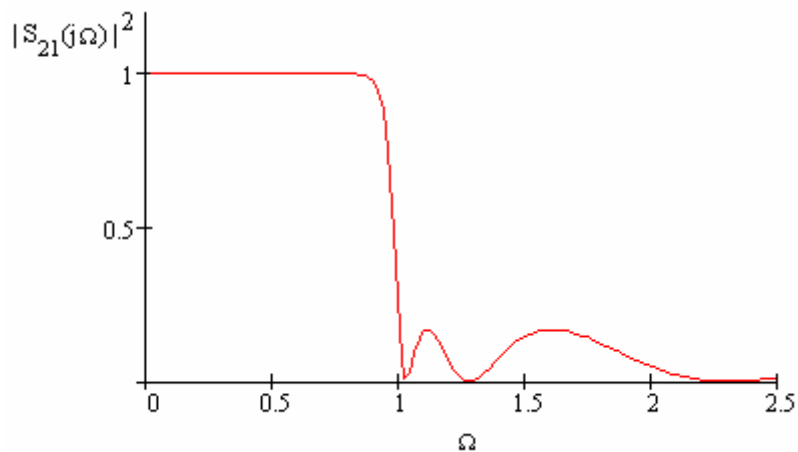


Figura 2.10: Resposta em amplitude do filtro Chebychev-inverso.

2.4.2 Filtros elípticos

Em muitas aplicações práticas exige-se respostas de frequência com uma banda de transição a menor possível. Isto só é plausível pela localização de zeros e pólos de atenuação próximos da frequência de corte. Este tipo de resposta que se caracteriza por apresentar *ripple* tanto na banda passante, como na banda de rejeição, é conhecido como filtro elíptico.

Seja $f(\Omega^2)$ uma função racional com pólos e zeros que podem ser finitos e/ou infinitos. Nos zeros de $f(\Omega^2)$, $|S(j\Omega)|$ atinge seu valor máximo, ou seja, um. Nos pólos de $f(\Omega^2)$, $|S(j\Omega)| = 0$. Assim, escolhendo apropriadamente o numerador e denominador de $f(\Omega^2)$, tal que, seus zeros estejam em toda a banda passante e seus pólos em toda a banda de rejeição, pode-se obter uma resposta o mais próximo possível do passa-baixas ideal. Uma forma de assegurar que os pólos de $f(\Omega^2)$ estejam na banda de rejeição quando seus zeros estão na banda passante é escolher os pólos como recíprocos dos zeros.

Assim, a função de transferência de um filtro elíptico pode ser definida por [11]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 R_n^2(\Omega)} \quad (2.19)$$

onde, R_n pode ser par ou ímpar:

$$R_n(\Omega) = B_1 \prod_{i=1}^{\lfloor n/2 \rfloor} \frac{(\Omega_i^2 - \Omega^2)}{(\Omega_s^2 / \Omega_i^2 - \Omega^2)} \quad n = 2, 4, 6, \dots \quad (2.20)$$

ou

$$R_n(\Omega) = B_2 \Omega \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{(\Omega_i^2 - \Omega^2)}{(\Omega_s^2 / \Omega_i^2 - \Omega^2)} \quad n = 3, 5, 7, \dots \quad (2.21)$$

Ω_i ($0 < \Omega_i < 1$) e $\Omega_s > 1$ representam as frequências críticas; enquanto B_1 e B_2 são constantes a ser definidas.

Analisando (2.20) e (2.21) observa-se que:

- $R_n(\Omega)$ oscila entre ± 1 para $|\Omega| \leq 1$,
- $|R_n(\Omega = \pm 1)| = 1$.

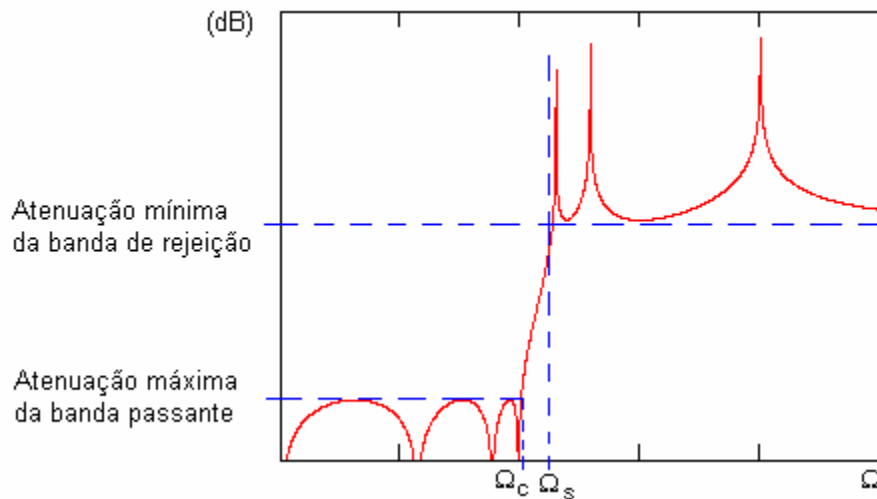


Figura 2.11: Resposta de um filtro passa baixas elíptico.

A Fig. 2.11 mostra a atenuação típica dos filtros elípticos construídos sob esses critérios, onde ondulações estão presentes tanto na banda passante como na banda de rejeição.

O parâmetro Ω_s é a frequência na qual se inicia os *equi-ripples* (equiondulações) na banda de rejeição. Os ripples na banda de rejeição ficam bem mais definidos quando a resposta em amplitude do filtro elíptico é visualizada, Fig. 2.12.

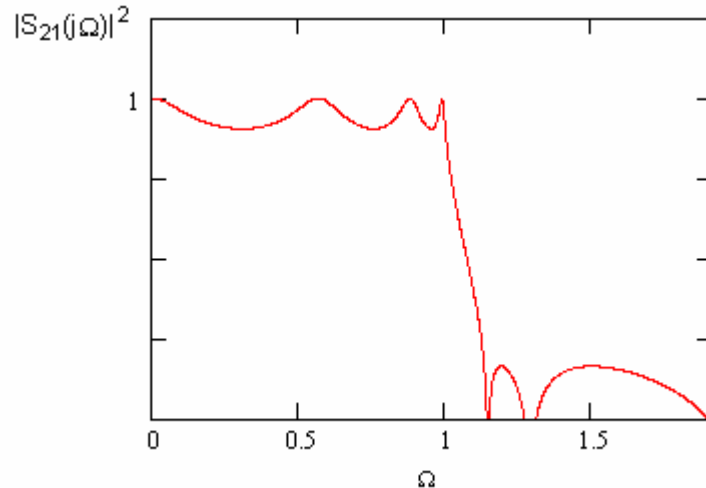


Figura 2.12: Resposta em amplitude de um filtro elíptico.

Quando a função de amplitude tem *equi-ripples* (equiondulações ou ondulações iguais) na banda passante e na banda de rejeição [12], a função $R_n(\Omega)$ é chamada de *função racional Chebychev*, e os Ω_i em (2.20) e (2.21) estão relacionados com as *funções seno elípticas de Jacobi* [11].

$$\Omega_i = f[sn(u)] \quad (2.22)$$

O filtro resultante é chamado de filtro elíptico, e foi introduzido inicialmente pelo pesquisador alemão W. Cauer. Por isso os filtros elípticos são também conhecidos como filtros de Cauer.

Os coeficientes da função racional Chebychev são encontrados com o auxílio da função elíptica de Jacobi, $sn(u)$.

2.4.2.1 Cálculo da ordem do filtro elíptico

A taxa de transição banda-passante/banda de rejeição determina o número de elementos do filtro. Nos filtros de Chebychev é introduzida uma variável, atenuação

máxima na banda passante que permite se obter melhor resposta da banda de rejeição para o mesmo número de elementos. No caso dos filtros elípticos mais uma variável é adicionada, que é a atenuação mínima na banda de rejeição. Esses dois parâmetros, atenuação máxima na banda passante (A_{\max}) e atenuação mínima na banda de rejeição (A_{\min}) permitem calcular um filtro de menor ordem e com melhor desempenho. A ordem do filtro é calculada com a ajuda de uma variável auxiliar definida como [11]:

$$L^2 = \frac{10^{0.1A_{\min}} - 1}{10^{0.1A_{\max}} - 1} \quad (2.23)$$

A ordem do filtro (N), é dada por:

$$N = \frac{K\left(\frac{1}{\Omega_s}\right)K'\left(\frac{1}{L}\right)}{K'\left(\frac{1}{\Omega_s}\right)K\left(\frac{1}{L}\right)} \quad (2.24)$$

onde $K(k)$ é uma integral elíptica de primeiro tipo e definida como:

$$K(k) = \int_0^{\pi/2} (1 - k^2 \operatorname{sen}^2(x))^{-1/2} dx \quad (2.25)$$

e $K'(k)$ outra integral elíptica definida como:

$$K'(k) = \int_0^{\pi/2} [1 - (1 - k^2)\operatorname{sen}^2(x)]^{-1/2} dx \quad (2.26)$$

Ambas as equações são integrais elípticas completas do primeiro tipo. Assim, são regidas pela forma geral,

$$K(z) = \int_0^{\pi/2} (1 - z^2 \operatorname{sen}^2(x))^{-1/2} dx \quad (2.27)$$

Desenvolvendo em serie de Taylor, tem-se:

$$K(z) = \frac{\pi}{2} \left\{ 1 + \left(\frac{1}{2}\right)^2 z^2 + \left(\frac{1.3}{2.4}\right)^2 z^4 + \left(\frac{1.3.5}{2.4.6}\right)^2 z^6 + \left(\frac{1.3.5.7}{2.4.6.8}\right)^2 z^8 + \dots \right\} \quad (2.28)$$

Embora a equação (2.28) seja uma solução, ela converge lentamente. Uma alternativa é utilizar a regra trapezoidal, que fornece mais precisão nos resultados das integrais elípticas. Na realidade programas com algoritmos de integração numérica são adequados para calcular N .

2.4.2.2 Localização de pólos e zeros

Uma vez determinado o grau do filtro $N (= n)$, deve-se determinar os pólos e zeros da função racional que são relacionados com a função seno elíptico de Jacobi. O argumento u da *função seno elíptica de Jacobi* pode ser calculado como [11]:

$$u = \frac{(2I-1)K\left(\frac{1}{\Omega_s}\right)}{n} \quad \text{para } n \text{ par e } I = 1,2,3,\dots,n/2 \quad (2.29)$$

$$u = \frac{(2I)K\left(\frac{1}{\Omega_s}\right)}{n} \quad \text{para } n \text{ ímpar e } I = 1,2,3,\dots,(n-1)/2 \quad (2.30)$$

O argumento da função seno elíptica de Jacobi é definida pela integral elíptica de primeiro tipo:

$$u = \int_0^\phi [1 - (1/\Omega_s)^2 \text{sen}^2(x)]^{-1/2} dx \quad (2.31)$$

onde $k=1/\Omega_s$.

Conhecendo u por (2.29) e (2.30), ϕ é facilmente determinado por (2.31).

Aplicando a propriedade da função de Jacobi tem-se: $sn(u) = \text{sen}(\phi) = \Omega_i$, onde Ω_i é uma frequência qualquer menor que 1. Assim as equações (2.20) e (2.21) podem ser reescritas, como:

$$R_n(\Omega) = B_1 \Omega \prod_{i=1}^{(n-1)/2} \frac{\Omega^2 - sn^2(u)}{\Omega^2 - \Omega_s^2 / sn^2(u)} \quad \text{para } n \text{ ímpar} \quad (2.32)$$

$$R_n(\Omega) = B_2 \prod_{i=1}^{n/2} \frac{\Omega^2 - sn^2(u)}{\Omega^2 - \Omega_s^2 / sn^2(u)} \quad \text{para } n \text{ par} \quad (2.33)$$

$sn(u)$ pode também ser calculado numericamente [13], desde que se utilize uma variável auxiliar q definida como:

$$q = e^p, \quad \text{onde } p = -\pi \frac{K \left[\sqrt{1 - \left(\frac{1}{\Omega_s} \right)^2} \right]}{K \left[\frac{1}{\Omega_s} \right]} \quad (2.34)$$

e

$$u = \frac{2sK \left[\frac{1}{\Omega_s} \right]}{\pi} \quad (2.35)$$

então $sn(u)$ pode ser expresso como uma soma infinita:

$$sn(u) = \frac{2\pi}{\frac{1}{\Omega_s} K \left[\frac{1}{\Omega_s} \right]} \left[\frac{q^{1/2} sen(x)}{1-q} + \frac{q^{3/2} sen(3x)}{1-q^3} + \frac{q^{5/2} sen(5x)}{1-q^5} + \dots \right] \quad (2.36)$$

ou como um produto infinito,

$$sn(u) = 2q^{1/4} \left[\frac{1}{\Omega_x} \right]^{-1/2} sen(x) \prod_{n=1}^{\infty} \frac{1 - 2q^{2n} \cos(2x) + q^{4n}}{1 - 2q^{2n-1} \cos(2x) + q^{4n-2}} \quad (2.37)$$

As constantes B_1 e B_2 são facilmente calculadas uma vez conhecidos os pólos e zeros, já que $R_n(\Omega) = 1$ em $\Omega=1$.

A função de transferência, $S_{21}(p)$, é determinada, por racionalização, para n par desta maneira:

$$S_{21}(p)S_{21}(-p) = \frac{[(\Omega_{s1}^2 - \Omega^2)(\Omega_{s2}^2 - \Omega^2)(\Omega_{s3}^2 - \Omega^2)\dots]^2}{[(\Omega_{s1}^2 - \Omega^2)(\Omega_{s2}^2 - \Omega^2)\dots]^2 + \epsilon^2 [B_1(\Omega_{o1}^2 - \Omega^2)(\Omega_{o2}^2 - \Omega^2)\dots]^2} \quad (2.38)$$

Agora substituindo $\Omega = p/j$ ($\Omega^2 = -p^2$) tem se:

$$S_{21}(p)S_{21}(-p) = \frac{[(\Omega_{s1}^2 + p^2)(\Omega_{s2}^2 + p^2)\dots]^2}{[(\Omega_{s1}^2 + p^2)(\Omega_{s2}^2 + p^2)\dots]^2 + \epsilon^2 [B_1(\Omega_{o1}^2 + p^2)(\Omega_{o2}^2 + p^2)\dots]^2} \quad (2.39)$$

As raízes do denominador de (2.39) são muito próximos uma da outra o que vêm a dificultar a obtenção dos coeficientes dos polinômios de aproximação, causando um mal-condicionamento no processo de síntese. Uma solução para resolver este problema é a utilização do método de Bairstow [11], que encontra as raízes pelos fatores quadráticos. O método de Bairstow que é uma adaptação do método de Newton foi empregado no programa desenvolvido neste trabalho.

2.4.3 Filtro pseudo-elíptico

O filtro pseudo-elíptico também conhecido como quasi-elíptico combina características dos filtros Chebychev e Elíptico, apresentando zeros de transmissão em frequências finitas. Além disso, ele apresenta pouca dificuldade na sua realização prática [14]. Existem na literatura várias aproximações para determinar uma função pseudo-elíptica. Neste trabalho optou-se por uma função de transferência do filtro pseudo-elíptico que apresenta uma formulação matemática mais simples, [7].

$$|S_{21}(\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \epsilon^2 R_n^2(\Omega)} \quad (2.40)$$

onde

$$\epsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{-0.1L_r} - 1}} \quad (2.41)$$

e

$$R_n(\Omega) = \cosh \left[(n-2) \cosh^{-1}(\Omega) + \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega_s \Omega - 1}{\Omega_s - \Omega} \right) + \cosh^{-1} \left(\frac{\Omega_s \Omega + 1}{\Omega_s + \Omega} \right) \right] \quad (2.42)$$

ϵ é a constante de oscilação para uma determinada perda de retorno L_r e $\Omega = \pm\Omega_s$ ($\Omega_s > 1$) são as frequências de localização dos pólos de atenuação do filtro.

A resposta de amplitude típica de um filtro pseudo-elíptico é mostrada na Fig. 2.13.

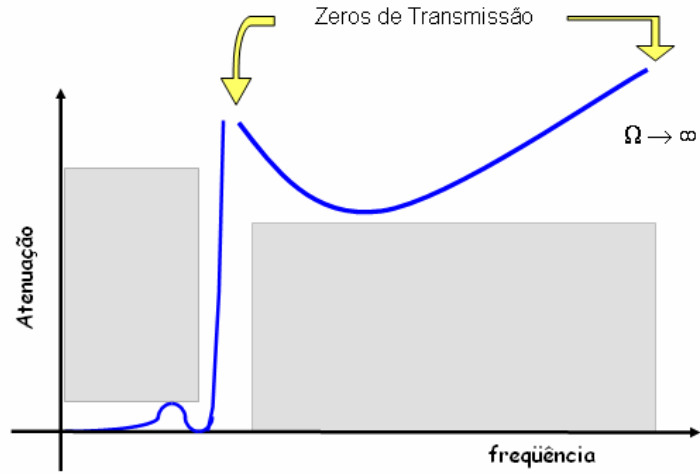


Figura 2.13: Filtro Pseudo-elíptico com 1 zero de transmissão finito.

2.5 MELHOR COMPROMISSO BANDA PASSANTE / BANDA DE REJEIÇÃO

Filtros passa-faixas são projetados para fornecer uma determinada resposta de frequência. As respostas que apresentam melhor compromisso entre banda passante e banda de rejeição são: a) Chebyshev; b) quasi-elípticos; e 3) elípticos. O que distingue o comportamento desses filtros é a localização dos zeros de transmissão, Fig. 2.14.

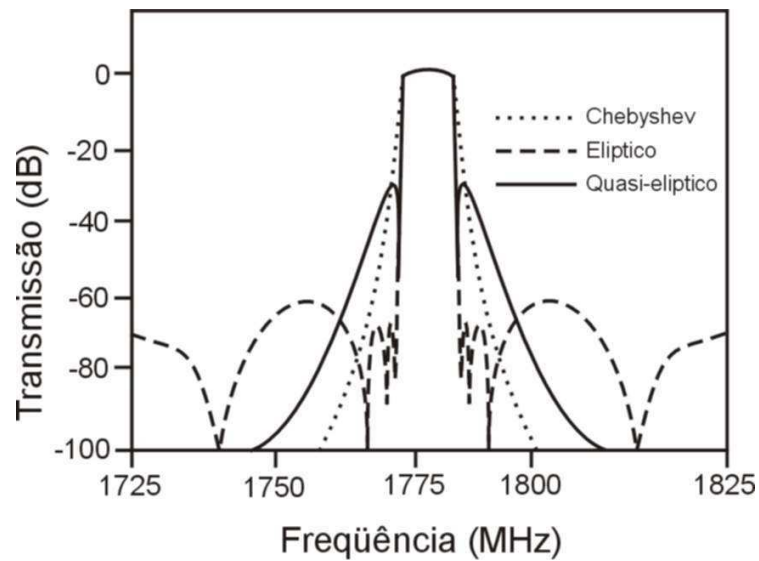


Figura 2.14: Resposta de frequências características.

O filtro Chebyshev tem todos os zeros de transmissão nas frequências dc e infinita. Já o filtro elíptico tem todos os zeros de transmissão em frequências finitas, o que introduz ondulações ao longo da banda de rejeição. O Filtro quasi-elíptico aparece como uma solução intermediária, contendo apenas determinado número de pares de zeros de transmissão em frequências finitas e os restantes distribuídos entre as frequências dc e infinita.

As análises das respostas de frequências e dificuldades de implementação em microstrip permitem estabelecer algumas regras práticas de projeto.

- É possível satisfazer as especificações de perdas de inserção na banda passante com um baixo número de pólos. Sempre que possível procurar uma solução que permita atender as especificações de atenuação na banda de rejeição e seletividade sem aumentar o número de pólos.
- As perdas de inserção tanto no meio da banda passante como nas regiões próximas das frequências de corte devem ser consideradas e minimizadas. As perdas nas vizinhanças das frequências de corte podem ser mais facilmente controladas, nos filtros elípticos e quase-elípticos, por meio dos zeros de transmissão finitos.
- Quando comparado com o filtro quase-elíptico, o filtro elíptico tem maior seletividade nas vizinhanças das frequências de corte e pior desempenho nas bandas de rejeição.
- O filtro elíptico é de difícil implementação em parâmetros distribuídos.

Levando-se em consideração as observações pontuadas, conclui-se que a resposta quasi-elíptica, com o número de zeros de transmissão minimizado é a melhor solução de compromisso de banda-passante/banda de rejeição.

SÍNTESE DAS FUNÇÕES ELÍPTICAS USANDO A VARIÁVEL TRANSFORMADA Z

3.1 INTRODUÇÃO

Os polinômios da função de transferência dos filtros elípticos são construídos a partir das matrizes [ABCD], [Z] ou [Y] os quais são funções da variável p . As funções racionais de p são bastante sensíveis à variação dos coeficientes de seus polinômios e este fato influencia fortemente o valor dos elementos do circuito descrito pela matriz. Se um pequeno erro acontece no cálculo dos coeficientes, ele se propaga pelas etapas seguintes do projeto como um erro sempre crescente. A situação se torna crítica quando a parte imaginária de algumas das raízes desses polinômios (zeros) se situam nas vizinhanças do limite $j\Omega_c$ da banda passante. Filtros com bandas de transição minimizadas e alta atenuação na banda de rejeição, exigem funções de transferência, com um número elevado de zeros nas vizinhanças da frequência de corte. A pequena separação dos zeros na vizinhança da frequência de corte dificulta a obtenção dos coeficientes dos polinômios de aproximação, causando um mal-condicionamento no processo de síntese.

A solução lógica para o problema mencionado é ampliar a faixa onde se aglomeram os zeros, podendo assim, a distinção entre eles ser feita com mais precisão. Para esse propósito, uma transformação com uma nova variável complexa Z foi introduzida [15].

O “método da variável transformada z” consiste em mapear as frequências reais, próximas à região da frequência de corte normalizada, no plano da variável complexa "Z". A principal vantagem dessa transformação é que as frequências críticas, que estão agrupadas em torno das duas frequências de corte, são convenientemente separadas em termos da nova variável. No plano da variável complexa "Z" podem ser estabelecidos métodos de síntese mais simples e mais precisos. A Fig. 3.1 mostra o princípio de utilização dessa técnica, onde a banda passante é mapeada em todo o eixo imaginário do plano Z e a banda de rejeição no eixo real do plano Z.

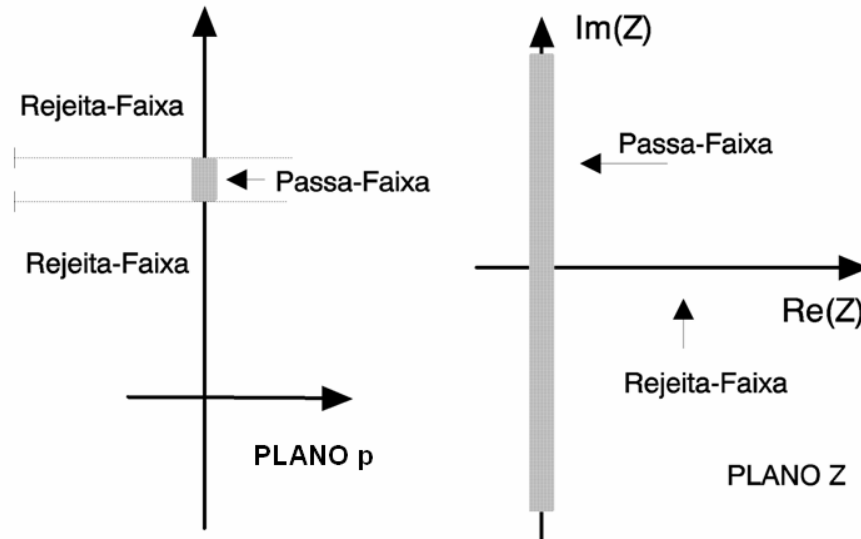


Figura 3.1: Aplicação da Variável Transformada Z.

3.2 A VARIÁVEL TRANSFORMADA Z

Define-se a variável complexa Z como:

$$Z = \sqrt{\frac{p^2 + \omega_1^2}{p^2 + \omega_2^2}} \quad (3.1)$$

Esta equação relaciona o plano Z com o plano p , onde ω_1 e ω_2 são frequências reais. Seja a resposta da frequência versus a atenuação de um filtro passa-faixa na fig.3.2.

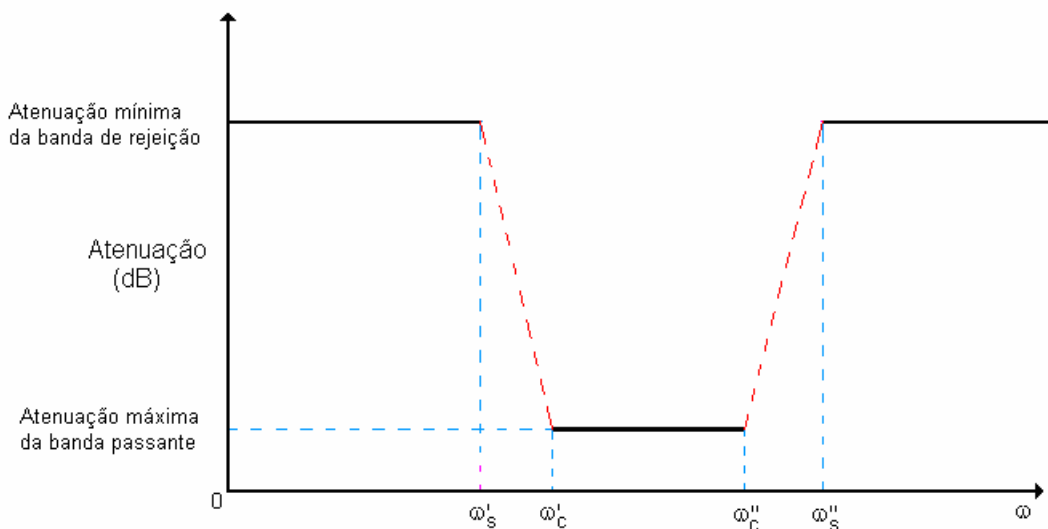


Figura 3.2: Características de atenuação de um filtro passa-faixa.

A características de atenuação de um filtro passa-faixa apresenta duas bandas com atenuação mínima correspondendo as bandas de rejeição inferior e superior do filtro, e uma atenuação máxima na banda passante do filtro como se observa na fig. 3.2. Também se observa as faixas de transição inferior e superior do filtro.

Para o caso em que ω_1 e ω_2 representem as frequências de corte ω'_c e ω''_c do filtro passa-faixa da Fig. 3.2, então a relação (3.1) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$Z = \sqrt{\frac{p^2 + \omega_c'^2}{p^2 + \omega_c''^2}} \quad (3.2)$$

A transformação Z aplicada a um filtro passa-baixas resulta em $\omega'_c = 0$, $\omega''_c = \omega_c$. Para um filtro normalizado, com a frequência de corte $\Omega_c=1$, tem-se:

$$Z = \sqrt{\frac{p^2 + 1}{p^2}} \quad (3.3)$$

Para as frequências reais normalizadas Ω , a variável Z é dada por:

$$Z = \sqrt{\frac{\Omega^2 - 1}{\Omega^2}} \quad (3.4)$$

O plano Z da variável complexa transformada pelas duas ultimas equações é mostrado na Fig. 3.3. Verifica-se que a banda passante ($0 \leq \Omega \leq 1$) se transforma no eixo imaginário jy, e o intervalo $1 \leq \Omega < \infty$, enquanto a região que abrange as faixas de transição e rejeição se transforma no segmento $-1 < x < 1$ do eixo real x. Como as formas de transformação (3.3) e (3.4) são quadráticas, a indeterminação do sinal faz com que a banda passante seja representada indiferentemente no semi-eixo positivo (jy) ou no semi-eixo negativo (jy') do plano Z. Similarmente a banda de transição e a banda de rejeição são representadas indistintamente pelos segmentos $-1 < x \leq 0$ ou $0 \leq x < 1$ do eixo real x. Por convenção se tomará o semi-eixo positivo jy como a transformação da banda passante e o segmento $0 \leq x < 1$ do eixo real como a transformação das bandas de transição e rejeição.

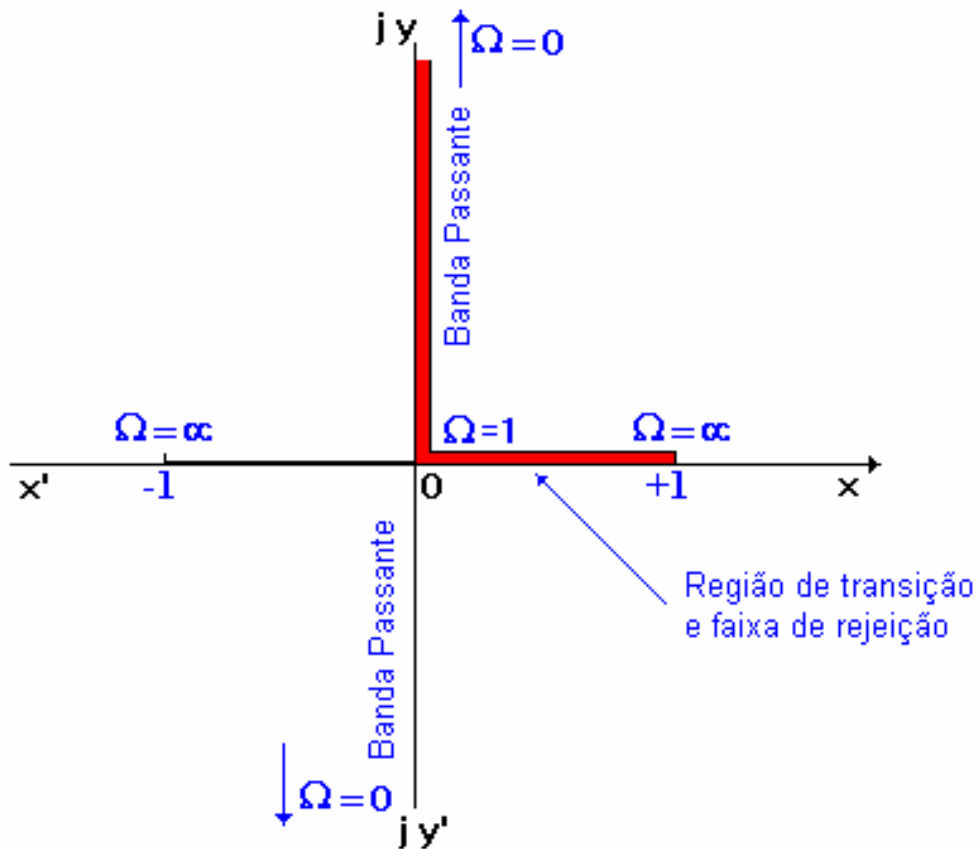


Figura 3.3: O plano da variável complexa Z.

Considere duas frequências $\Omega_1=0.9975$ e $\Omega_2=0.999$ normalizadas na região do plano p próximas ao limite $\Omega_c=1$. Elas guardam entre si a relação $\Omega_2 / \Omega_1 = 1.002$ ou aproximadamente 0,15%. Agora, realizando a transformação tem-se $Z_1 = j 0,050063$ e $Z_2 = j 0,031639$. Esses valores dão uma separação relativa $Z_1 / Z_2 = 1,58232$, o que representa aproximadamente 58% . Este exemplo mostra a eficiência da transformação Z.

Pode-se também observar, Fig. 3.3, que há uma forte compressão da faixa de rejeição do filtro. As bandas de transição e rejeição ($\Omega = 1$ até $\Omega = \infty$) são mapeadas na faixa de $x=0$ até $x = 1$ do eixo positivo do plano Z.

Para fazer a síntese do circuito passivo, como no caso de um filtro, é preciso determinar as matrizes de impedância e admitância que caracterizam um dispositivo de duas portas. Assim os polinômios que fazem parte dessas matrizes têm que ser transformados utilizando a variável complexa Z, permitindo assim que os projetos dos filtros fiquem mais precisos.

3.3 SÍNTESE USANDO A TRANSFORMADA VARIÁVEL Z

Sabe-se que a função de transferência do filtro é definida no plano p como:

$$S_{21}(p) = \frac{e(p)}{q(p)} \quad (3.5)$$

onde $e(p)$ e $q(p)$ são polinômios em p . Enquanto que a função característica do filtro é expressa por:

$$K(p) = \frac{f(p)}{q(p)} \quad (3.6)$$

e a relação entre a função de transferência e a função característica do filtro é dada pela equação de Feldtkeller [16]:

$$|S_{21}(p)|^2 = 1 + |K(p)|^2 \quad \text{ou} \quad S_{21}(p)S_{21}(-p) = 1 + K(p)K(-p) \quad (3.7)$$

A partir das definições acima é possível caracterizar o filtro em função da variável Z usando a equação de transformação (3.3). Desta maneira é plausível a síntese do filtro em função da variável transformada Z . A fig. 3.4 apresenta esse processo de síntese.

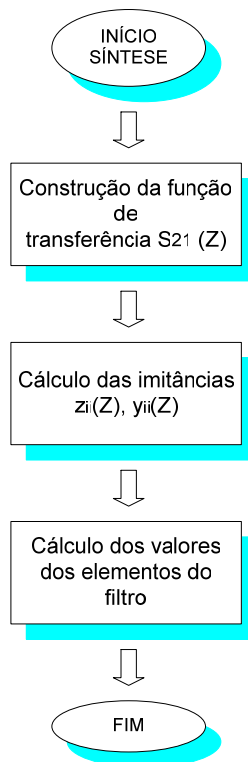


Figura 3.4: Diagrama de fluxo da síntese do filtro com a variável Z .

As tarefas a serem realizadas para que o objetivo de cada etapa seja alcançado estão descritas a seguir.

3.3.1 Construção da função de transferência $S_{21}(Z)$

A construção da função de transferência $S_{21}(Z)$ necessita do cálculo dos pólos e zeros em termos da variável transformada Z . Os zeros darão origem aos coeficientes do polinômio $E(Z)$, numerador de $S_{21}(Z)$, enquanto os pólos estão relacionados com os coeficientes do polinômio de $Q(Z)$ denominador de $S_{21}(Z)$. A Fig. 3.5 mostra a correspondência entre as funções de transferência nos planos p e Z .

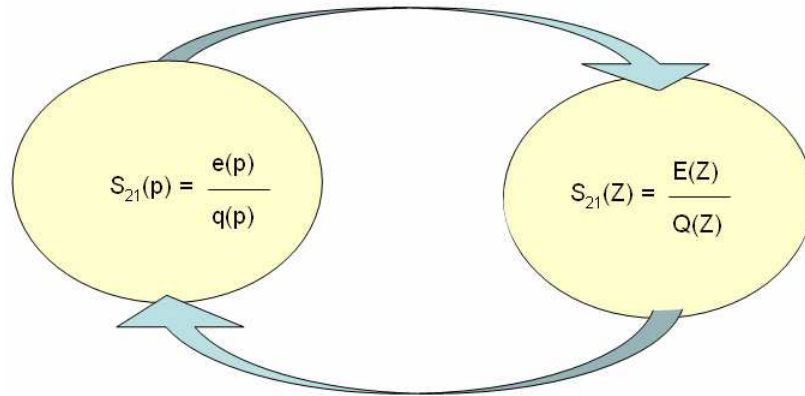


Figura 3.5: Correspondência entre as funções de transferência nos planos p e Z .

3.3.1.1 Determinação dos pólos transformados Z_i

Sabe-se que a função característica do filtro é expressa por (3.6). Então é possível representar o produto $K(p)K(-p)$ como:

$$K(p)K(-p) = \frac{f(p)f(-p)}{q(p)q(-p)} = \pm \frac{f^2(p)}{q^2(p)} \quad (3.8)$$

Para o filtro de grau ímpar, $f(p)$ e $q(p)$ são funções pares e (3.8) é positiva. Para o filtro de grau par, (3.8) é negativa sendo $f(p)$ uma função ímpar e $q(p)$ uma função par.

Em função da transformada Z tem-se:

$$K(Z)K(-Z) = \pm \frac{F^2(Z)}{Q^2(Z)} \quad (3.9)$$

Com ajuda do método de aproximação polar [11], as funções $F(Z)$ e $Q(Z)$ podem ser escritas como:

$$F(Z) = \epsilon P_{par} \left[(Z+1)^\mu \prod_{i=1}^n (Z+Z_i)^2 \right] = \epsilon \frac{(1+Z)^\mu \prod_{i=1}^n (Z_i+Z)^2 + (1-Z)^\mu \prod_{i=1}^n (Z_i-Z)^2}{2} \quad (3.10)$$

$$Q(Z) = (Z^2 - 1)^{\mu/2} \prod_{i=1}^n (Z^2 - Z_i^2) \quad (3.11)$$

onde:

n = número de pólos finitos, não nulos.

μ = número de pólos no infinito.

grau do filtro = $\mu + 2n$

Z_i = pólo transformado

ϵ = variável auxiliar definida pela atenuação máxima na banda passante do filtro A_{max} .

P_{par} = parte par da função

O pólo transformado Z_i é dado por:

$$Z_i = \sqrt{\frac{\Omega_i^2 - 1}{\Omega_i^2}} \quad (3.12)$$

com Ω_i representando os pólos normalizados no plano p .

Já a variável auxiliar ϵ é definida como:

$$\epsilon = \sqrt{10^{A_{max}/10} - 1} \quad (3.13)$$

onde A_{max} é a atenuação máxima na banda passante do filtro.

Na realidade o que se deseja é calcular as funções $F(Z)$ e $Q(Z)$ que estão em função dos pólos transformados Z_i . Então é necessário determinar Z_i . Para determinar os Z_i são

imprescindíveis os valores iniciais de Ω_i , que podem ser calculados por meio das funções elípticas, utilizando a seguinte relação:

$$\Omega_i = \frac{\Omega_s}{sn\left[\left(1 - \frac{2i-1}{n}\right)K', k'\right]} \quad (3.14)$$

onde Ω_s é a frequência de início da banda de rejeição, $k'=1/\Omega_s$, n é ordem do filtro, $sn(u,k)$ é a função de seno elíptico de Jacobi, e K' é a integral elíptica completa definida por:

$$K' = \int_0^{\pi/2} \frac{dx}{\sqrt{1 - k'^2 \sin^2 x}} \quad (3.15)$$

De posse dos pólos iniciais, agora é necessário a sua adequada re-alocação para que iguais arcos mínimos entre pólos sejam obtidos. A Fig. 3.6 ilustra um exemplo da distribuição três pólos iniciais com os valores dos mínimos dos arcos entre pólos distintos.

Arc1, Arc2,..., são os arcos gerados pelos pólos. Os pontos mínimos desses arcos com respeito a atenuação mínima são os mínimos dos arcos entre pólos. Os pólos transformados para as frequências normalizadas, Z_{mi} , correspondem aos mínimos dos arcos entre pólos. Observe-se que aos arcos interpolares propriamente ditos acrescentou-se o arco Arc1, cujo mínimo se refere á frequência normalizada fixa Ω_s .

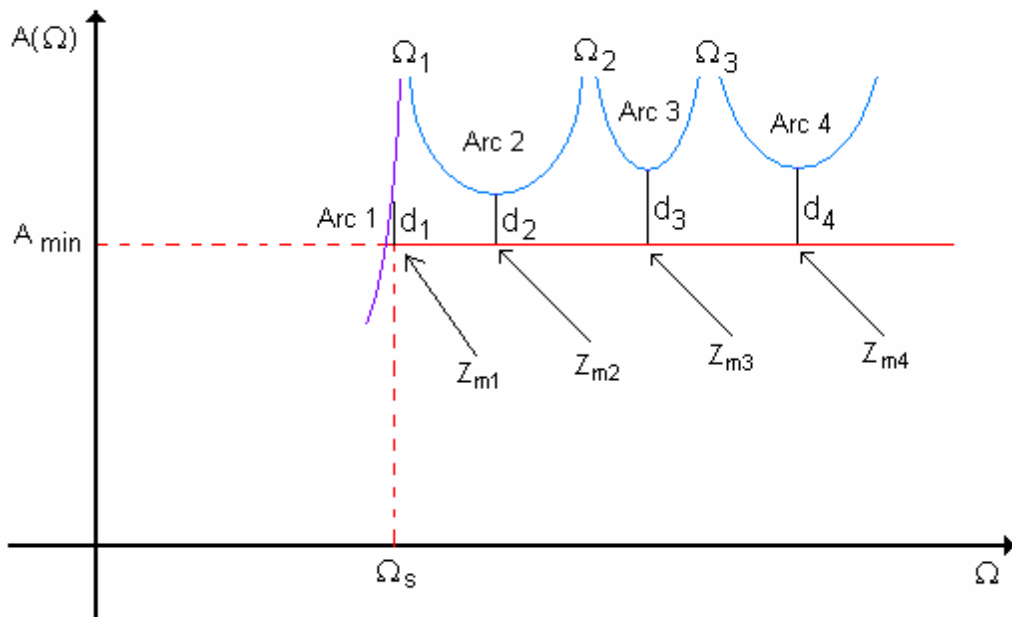


Figura 3.6: Banda de rejeição com diferentes valores mínimos dos arcos de entre os pólos.

A distancia d_i entre o ponto de atenuação mínima dos arcos e o nível de atenuação mínima (A_{\min}) é dado por:

$$d_i = A_i(Z_{mi}) - A_{\min} \quad (3.16)$$

Para o cálculo de $A(Z_{mi})$ é preciso achar a atenuação em função da variável Z [15]:

$$A(Z) = 10 \log \left[1 + \frac{\epsilon^2}{4} \left(|L| + \frac{1}{|L|} \right)^2 \right] \quad (3.17)$$

onde ϵ é a constante definido por (3.6) e $L(Z)$ para filtros passa-baixas é dado por:

$$L(Z) = \left(\frac{Z+1}{Z-1} \right)^{\mu/2} \prod_{i=1}^n \left(\frac{Z+Z_i}{Z-Z_i} \right) \quad (3.18)$$

onde n é o número de pólos finitos.

A equação (3.17) permite achar $A_i(Z_{mi})$. Então, facilmente os d_i podem ser calculados (3.16).

O próximo passo é fazer os d_i iguais para que uma equi-ondulação na banda de rejeição seja obtida. Para isso é necessário utilizar algoritmos numéricos [17], para a re-localização dos pólos. É essa re-alocação de pólos que permitirá atingir $d_1=d_2=d_3,\dots=d_i$.

Desta forma obtém-se a posição final dos pólos Ω_i e finalmente com ajuda de (3.12) é possível encontrar os pólos transformados Z_i .

Conhecendo a impedância Z_i , o polinômio $Q(Z)$ expresso por (3.11) pode ser calculado.

3.3.1.2 Determinação dos zeros de transmissão de $S_{21}(Z)$

Uma vez determinados os pólos transformados Z_i , passa-se a pesquisar os modos naturais ou zeros da função de transferência, a partir dos quais é possível a construção $E(Z)$, numerador da função de transferência. Cabe ressaltar que os zeros da função de transferência estão relacionados com os zeros e pólos da função característica.

O polinômio $E(Z)$ pode ser escrito como:

$$E(Z) = K_1(Z) + Z.K_2(Z) \quad (3.19)$$

$K_1(Z)$ e $K_2(Z)$ são polinômios pares em Z , assim:

$$K_1(Z) = k_1 + k_3Z^2 + k_5Z^4 + \dots + k_{n+1}Z^{n+1} \quad (3.20)$$

$$K_2(Z) = k_2 + k_4Z^2 + k_6Z^4 + \dots + k_{n+1}Z^{n+1} + [k_{n+2}Z^{n+2}] \quad (3.21)$$

$n+1 = N$, quando o grau do filtro N é par e $n+1 = N - 1$ para N ímpar. O termo em colchete em (3.21) só existe no caso de N ímpar.

O módulo ao quadrado da função característica é dado por [16]:

$$|k|^2 = \frac{\epsilon^2 K_1^2(Z)}{K_1^2(Z) - Z^2 K_2^2(Z)} \quad (3.22)$$

Logo a função de transferência é:

$$|S_{21}|^2 = 1 + |K|^2 = \frac{(1 + \epsilon^2)K_1^2(Z) - Z^2 K_2^2(Z)}{K_1^2(Z) - Z^2 K_2^2(Z)} \quad (3.23)$$

O numerador de (3.23) contém os zeros de $E(Z)$ e pode ser decomposto em dois fatores:

$$(1 + \epsilon^2)K_1^2(Z) - Z^2 K_2^2(Z) = \left(\sqrt{1 + \epsilon^2} K_1(Z) + Z.K_2(Z) \right) \left(\sqrt{1 + \epsilon^2} K_1(Z) - Z.K_2(Z) \right) \quad (3.24)$$

Chamando o primeiro fator do segundo membro de $R(Z)$ e desenvolvendo tem-se,

$$R(Z) = \sqrt{1 + \epsilon^2} K_1(Z) + Z.K_2(Z) = a_{n+1} + a_n Z + a_{n-1} Z^2 + \dots + a_1 Z^n \quad (3.25)$$

sendo,

$$\begin{aligned} a_{N-2i+3} &= \sqrt{1+\epsilon^2} k_{2i-1} \\ a_{N-2i+2} &= k_{2i} \end{aligned} \quad \text{para } i = 1, 2, 3, \dots, n4 \quad (3.26)$$

$n4 = (N+1)/2$, se N ímpar

$n4 = (N+2)/2$, se N for par.

A fatoração do polinômio $R(Z)$ produz fatores quadráticos da forma $(Z^2 + pZ + q)$ ou raízes da forma $Z = -a \pm jb$ [18] e fatores $(Z+S_0)$. Assim tem-se:

$$R(Z) = C_z (Z + S_0)^\gamma \prod_{i=1}^{n2} (Z^2 + p_i Z + q_i) \quad (3.27)$$

com

$$C_z = \begin{cases} \sqrt{1+\epsilon^2} & \text{para } N \text{ par} \\ 1 & \text{para } N \text{ ímpar} \end{cases} \quad (3.28)$$

e $\gamma = 0$ e $n2 = N/2$, para N par ou $\gamma = 1$ e $n2 = (N-1)/2$, para N ímpar.

S_0 é o coeficiente do termo linear, enquanto p_i e q_i são coeficientes dos termos quadráticos.

Os fatores $(Z^2 + pZ + q)$ de $R(Z)$ por sua vez devem ser transformados da fatores da forma: $Z^2 + \beta\sqrt{(Z^2 - 1)} + \chi$, cujos coeficientes β e χ estão em função dos valores de p e q . Assim equacionando os coeficientes nos dois fatores tem-se:

$$\left. \begin{aligned} M_i &= 2q_i - p_i^2 \\ N_i &= q_i^2 \\ L &= S_0^2 \\ R_i &= \sqrt{1 + M_i + N_i} \end{aligned} \right\} \quad (3.29)$$

onde M, N, R são variáveis auxiliares e L é uma constante linear. Daí resulta,

$$\chi_i = \frac{M_i + N_i}{1 + R_i} \quad (3.30)$$

$$\beta_i = \sqrt{\frac{\chi_i(\chi_i - M_i) + N_i}{R_i}} \quad (3.31)$$

para $i = 1, 2, 3, \dots, n2$.

Para determinar os valores de χ_i e β_i se calcula primeiramente os coeficientes p_i e q_i da função $R(Z)$ por meio de um método numérico. O método de Bairstow (anexo I) é um método numérico que permite achar raízes reais ou complexas dos polinômios, desde que estes estejam expressos em fatores quadráticos, como é o caso de $R(Z)$. Assim p_i e q_i são calculados usando o método de Bairstow.

De posse dos coeficientes χ_i e β_i então os fatores quadráticos $Z^2 + \beta_i\sqrt{(Z^2-1)} + \chi_i$ de $R(Z)$ são multiplicados junto aos fatores lineares $[(Z^2-1)^{1/2} + (L-1)^{1/2}]$ para formar o equivalente de $e(p)$ no plano Z , então:

$$E(Z) = \Gamma(\sqrt{Z^2-1} + \sqrt{L-1})^\gamma \prod_{i=1}^{n2} (Z^2 + \beta_i\sqrt{Z^2-1} + \chi_i) \quad (3.32)$$

onde $\Gamma = (C_z)^{1/2}$, estando C_z definido em (3.28), assim como, $\gamma = 0$, $n2 = n/2$ para N par ou $\gamma = 1$, $n2 = (n-1)/2$ para N ímpar.

Agora com a finalidade de dar continuidade a síntese, a equação (3.32) pode ser expressa da forma polinomial da seguinte maneira:

$$E(Z) = \Gamma \cdot E'(Z) = \Gamma \left(E_1(Z) + \sqrt{Z^2-1} E_2(Z) \right) \quad (3.33)$$

onde $E_1(Z)$ e $E_2(Z)$ são polinômios em Z^2 dados por

$$\begin{aligned} E_1(Z) &= E'_1 + E'_3 Z^2 + E'_5 Z^4 + \dots + E'_{N+1} Z^N \\ E_2(Z) &= E'_2 + E'_4 Z^2 + E'_6 Z^4 + \dots + E'_N Z^{N-2} \end{aligned} \quad \text{para } N \text{ par:} \quad (3.34)$$

e:

$$\begin{aligned} E_1(Z) &= E'_1 + E'_3 Z^2 + E'_5 Z^4 + \dots + E'_N Z^{N-1} \\ E_2(Z) &= E'_2 + E'_4 Z^2 + E'_6 Z^4 + \dots + E'_{N+1} Z^{N-1} \end{aligned} \quad \text{para } N \text{ ímpar}$$

os E'_i são os coeficientes das funções quadráticas.

Para a expansão da função $E'(Z)$ que implica na multiplicação dos fatores de (3.32), foi utilizando o algoritmo descrito no anexo II.

3.3.2 Implementação da função de impedância

A segunda fase do método [15] consiste na construção da função de impedância z_{11} ou z_{22} as quais dão início ao processo de síntese.

O processo de síntese parte da função da transferência levando em consideração se o polinômio $E(Z)$ é de ordem par ou ímpar.

As impedâncias e admitâncias normalizadas do filtro são calculadas a partir das seguintes equações:

$$z_{11} = \frac{S_{21e}(Z) - K_e(Z)}{S_{21o}(Z) + K_o(Z)} \quad z_{22} = \frac{S_{21e}(Z) + K_e(Z)}{S_{21o}(Z) + K_o(Z)} \quad (3.33)$$

$$y_{11} = \frac{S_{21e}(Z) + K_e(Z)}{S_{21o}(Z) - K_o(Z)} \quad y_{22} = \frac{S_{21e}(Z) - K_e(Z)}{S_{21o}(Z) - K_o(Z)} \quad (3.34)$$

sendo que os subscripto $e(o)$ denotam a parte par (ímpar) da função. As equações (3.33) e (3.34) são válidas para a resistência da fonte igual à resistência da carga no filtro.

Para facilitar o processo de síntese, o polinômio $E(Z)$, já desenvolvido no item anterior, será explicitado em relação a sua ordem, par ou ímpar.

Para N par, considera-se:

$$E(Z) = \Gamma E'(Z) = \Gamma E_1(Z) + \Gamma \sqrt{Z^2 - 1} E_2(Z) \quad (3.35)$$

onde,

$$\left. \begin{aligned} \Gamma E_1(Z) &= \Gamma(E'_1 + E'_3 Z^2 + E'_5 Z^4 + \dots + E'_{N+1} Z^N) \\ \Gamma \sqrt{Z^2 - 1} E_2(Z) &= \Gamma \sqrt{Z^2 - 1} (E'_2 + E'_4 Z^2 + \dots + E'_N Z^{N-2}) \end{aligned} \right\} \quad (3.36)$$

enquanto para N ímpar:

$$E(Z) = \Gamma E'(Z) = \Gamma \sqrt{Z^2 - 1} E_2(Z) + \Gamma E_1(Z) \quad (3.37)$$

onde,

$$\left. \begin{aligned} \Gamma\sqrt{Z^2-1}E_2(Z) &= \Gamma\sqrt{Z^2-1}(E'_2+E'_4Z^2+\dots+E'_{N+1}Z^{N-1}) \\ \Gamma E_1(Z) &= \Gamma(E'_1+E'_3Z^2+E'_5Z^4+\dots+E'_N Z^{N-1}) \end{aligned} \right\} \quad (3.38)$$

Calculado $E(Z)$ agora é possível determinar a função de impedância.

Inicialmente o processo de síntese será aplicado ao filtro passa-baixas de ordem par, cujo circuito é mostrado na figura 3.7. A figura 3.8 ilustra como as funções características e de transferência estão associadas a forma de $z_{11}(Z)$ para uma rede de ordem par.

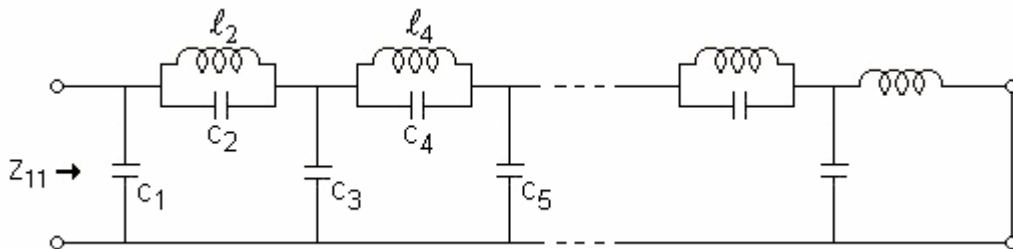


Figura 3.7: Impedância $z_{11}(Z)$ de um filtro passa-baixa, de ordem par.

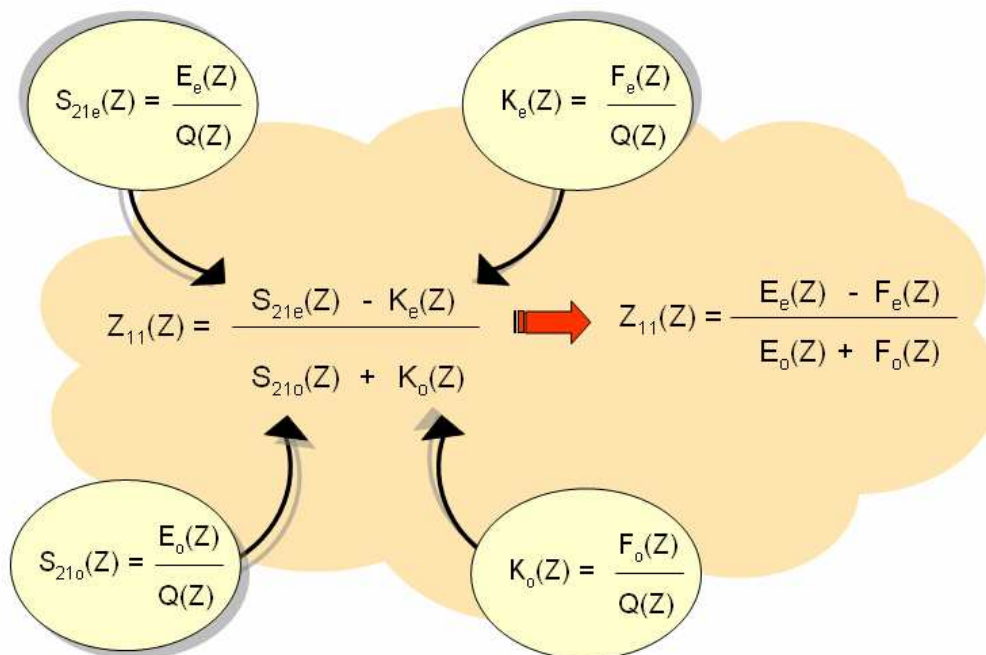


Figura 3.8: Construção da impedância $z_{11}(Z)$ de um filtro passa-baixas, de ordem par.

Assim, conhecendo-se os polinômios $E(Z)$ e $F(Z)$, a impedância de entrada do filtro é determinada.

$$z_{11}(Z) = \frac{\Gamma\sqrt{Z^2-1}E_2(Z)}{\Gamma E_1(Z) + F(Z)} = \frac{\Gamma\sqrt{Z^2-1}E_2(Z)}{\Gamma E_1(Z) + \epsilon K_1(Z)} = \frac{\sqrt{Z^2-1}E_2(Z)}{E_1(Z) + \frac{\epsilon}{\Gamma} K_1(Z)} \quad (3.39)$$

onde $\Gamma = \sqrt[4]{1+\epsilon^2}$, para N par.

Definindo L_0 como:

$$L_0 = \frac{\epsilon}{\Gamma} = \frac{\epsilon}{\sqrt[4]{1+\epsilon^2}} \quad (3.40)$$

então (3.39) pode ser escrita como,

$$z_{11}(Z) = \frac{\sqrt{Z^2-1}E_2(Z)}{E_1(Z) + L_0 K_1(Z)} \quad (3.41)$$

Sabendo que $y_{11}(Z) = 1/z_{11}(Z)$, tem-se:

$$y_{11}(Z) = \frac{E_1(Z) + L_0 K_1(Z)}{\sqrt{Z^2-1}E_2(Z)} \quad (3.42)$$

Para um filtro passa-baixas de ordem ímpar, figura 3.9, a função de impedância é:

$$z_{11}(Z) = \frac{\sqrt{Z^2-1}E_2(Z)}{\Gamma E_1(Z) + F(Z)} = \frac{\sqrt{Z^2-1}E_2(Z)}{E_1(Z) + \epsilon K_1(Z)} \quad (3.43)$$

Como para N ímpar, $\Gamma=1$, tem-se de (3.40),

$$L_0 = \frac{\epsilon}{\Gamma} = \epsilon \quad (3.44)$$

Assim (3.44) em (3.43) resulta em:

$$z_{11}(Z) = \frac{\sqrt{Z^2-1}E_2(Z)}{E_1(Z) + L_0 K_1(Z)} \quad (3.45)$$

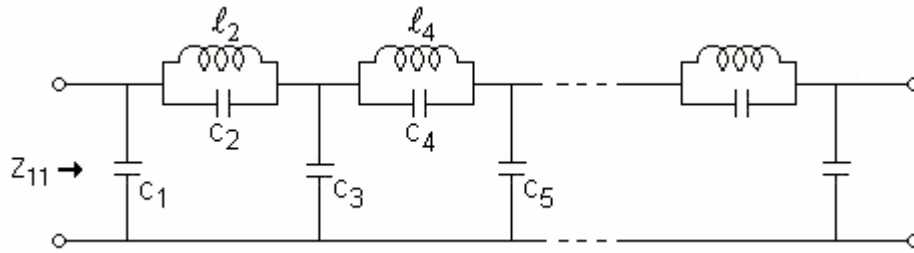


Figura 3.9: Impedância $z_{11}(Z)$ de um filtro passa-baixas em cascata, de ordem ímpar.

3.3.3 O algoritmo de síntese [15]

Conhecendo a admitância de entrada, é possível calcular os valores dos elementos do circuito em escada representando o filtro especificado.

Considere o circuito passa-baixas da figura 3.10 para a qual são válidas as equações da impedância e admitância dadas por (3.41) e (3.42), respectivamente.

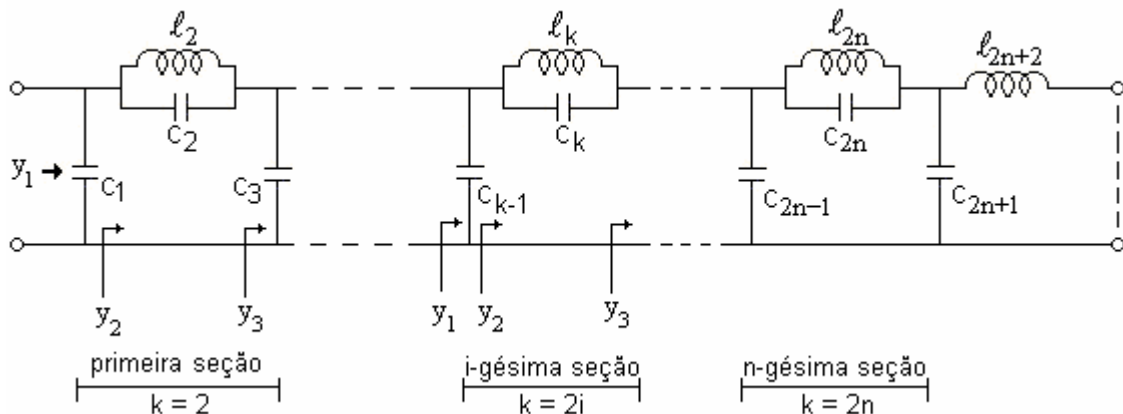


Figura 3.10: Circuito equivalente de um filtro passa-baixas em cascata, com n seções.

O número de pólos finitos do filtro é n , o que significa que o circuito em escada será formado por n seções. Se o filtro for par, em sua extremidade direita figurará a indutância l_{2n+2} ; se for ímpar, tal indutância não existirá, ficando c_{2n+1} como o último elemento.

A remoção parcial do pólo no infinito, que dá origem à c_{k-1} , é feita a partir da determinação da admitância $y_1 = y_{11}(Z)$. Em seguida, obtém-se a admitância y_2 , a custa da qual se procede a remoção do pólo l_k, c_k . O próximo passo é o cálculo da admitância y_3 , que será tratada como a admitância y_1 da seção seguinte.

A figura 3.11 ilustra a seção genérica de ordem i , na qual y_3 representa a admitância da parte do filtro à direita do pólo l_k, c_k . Se o filtro for ímpar a admitância y_3 é determinada apenas pela capacitância c_{2n+1} :

$$y_3 = c_{2n+1}s = \frac{c_{2n+1}}{\sqrt{Z^2 - 1}} \quad (3.46)$$

ou pela combinação de c_{2n+1} em paralelo com l_{2n+2} , se o filtro for par:

$$y_3 = \frac{Z^2 + l_{2n+2}c_{2n+1} - 1}{\sqrt{Z^2 - 1}l_{2n+2}} \quad (3.47)$$

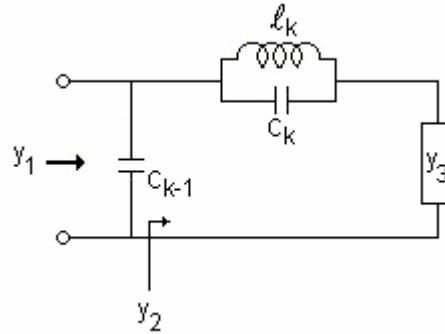


Figura 3.11: Seção genérica de ordem i do filtro.

A partir daí, as sucessivas admitâncias y_3 das seções de ordem $n-1, n-2$, etc, serão sempre da forma:

$$y_3 = \frac{f(Z)}{\sqrt{Z^2 - 1}g(Z)} \quad (3.48)$$

onde $f(Z)$ e $g(Z)$ são polinômios em função de Z^2 . Se N for ímpar o grau do $g(Z)$ é igual a $f(Z)$ e se N for par, $g(Z)$ é duas ordens menor do que $f(Z)$.

A admitância y_2 da figura 3.11 pode ser determinada como:

$$\frac{1}{y_2} = \frac{l_k s}{l_k c_k s^2 + 1} + \frac{1}{y_3} = \frac{l_k \sqrt{Z^2 - 1}}{Z^2 + l_k c_k - 1} + \frac{\sqrt{Z^2 - 1}g(Z)}{f(Z)} \quad (3.49)$$

Para a seção genérica i , o pólo $\Omega_i = 1/(l_k c_k)^{1/2}$ corresponde ao pólo transformado Z_i . Assim (3.49) pode ser escrito como,

$$\frac{1}{y_2} = \frac{\ell_k \sqrt{Z^2 - 1}}{Z^2 - Z_i^2} + \frac{\sqrt{Z^2 - 1} g(Z)}{f(Z)} \quad (3.50)$$

Manipulando matematicamente (3.50) tem-se:

$$y_2 = \frac{(Z^2 - Z_i^2) f(Z)}{\sqrt{Z^2 - 1} h(Z)} \quad (3.51)$$

onde

$$h(Z) = \ell_k f(Z) + (Z^2 - Z_i^2) g(Z) \quad (3.52)$$

Agora a admitância y_1 da figura 3.11 pode ser calculada.

$$y_1 = c_{k-1} s + y_2 \quad (3.53)$$

de onde,

$$y_1 = \frac{c_{k-1}}{\sqrt{Z^2 - 1}} + \frac{(Z^2 - Z_i^2) f(Z)}{\sqrt{Z^2 - 1} h(Z)} = \frac{a(Z)}{\sqrt{Z^2 - 1} h(Z)} \quad (3.54)$$

com

$$a(Z) = c_{k-1} h(Z) + (Z^2 - Z_i^2) f(Z) \quad (3.55)$$

O mecanismo da síntese partindo da primeira seção à esquerda do filtro (fig. 3.10), consiste em calcular a admitância $y_{11}(s)$ e daí, por meio de algoritmos numéricos, obtém-se c_1 e os coeficientes do polinômio $f(Z)$. Em seguida calcula-se y_2 e determina-se l_2 e c_2 . No passo seguinte se determina a admitância y_3 à direita do pólo finito composto de l_2 e c_2 . y_3 desempenhará o papel da admitância y_1 para a seção seguinte. O segundo ciclo e os ciclos subseqüentes se processam da mesma forma que o primeiro. O último ciclo da síntese é feito de acordo ao grau do filtro.

Assim, para n par tem-se:

$$c_{2n+1} = \frac{f_1 + f_2}{g_1} \quad (3.56)$$

$$\ell_{2n+1} = \frac{g_1}{f_2} \quad (3.57)$$

onde g_1 é o coeficiente do termo independente do polinômio $g(Z)$, enquanto f_1 e f_2 são os coeficientes do termo independente e do termo em Z^2 do polinômio $f(Z)$.

Para n ímpar,

$$c_{2n+1} = \frac{f_1}{g_1} \quad (3.58)$$

onde f_1 e g_1 representam os termos independentes dos polinômios $f(Z)$ e $g(Z)$ respectivamente. O programa de síntese de filtros passa-baixas implementado, utiliza a teoria desenvolvida neste item.

3.4 CAD DO FILTRO ELÍPTICO

Um CAD de filtro é uma ferramenta de software que permite fazer cálculos dos parâmetros dos filtros. Nesta etapa do trabalho desenvolveu-se o DESFILT que é um CAD para a síntese de filtros passa-baixas elípticos. Algumas características do programa são descritas a seguir.

3.4.1 CAD DESFILT

A filosofia dos algoritmos utilizados na concepção do DESFILT foi apresentada nas seções anteriores. Esses algoritmos que já foram utilizados em outros trabalhos, são de fácil implementação [15] e [17]. O CAD foi desenvolvido na plataforma C++ Builder v.6 da Borland. Ele é capaz de sintetizar filtros de até décima segunda ordem. A figura 3.12 fornece de forma simplificada o fluxograma do DESFILT.

Como é possível observar na Fig. 3.12 o DESFILT para sintetizar um filtro emprega dois métodos: o método algébrico no qual é necessário expandir os polinômios para realizar os cálculos correspondentes à síntese do filtro, e o método fatorado onde

todas as funções do filtro são calculadas em forma fatorada, evitando assim os erros cometidos nas expansões das funções polinomiais.

Uma vez escolhido o método de síntese o passo seguinte consiste fornecer ao programa os parâmetros que especificam o filtro. A partir dessas informações O DESFILT faz os cálculos e fornece ao projetista uma topologia, com todos os elementos determinados capaz de atender as especificações impostas.

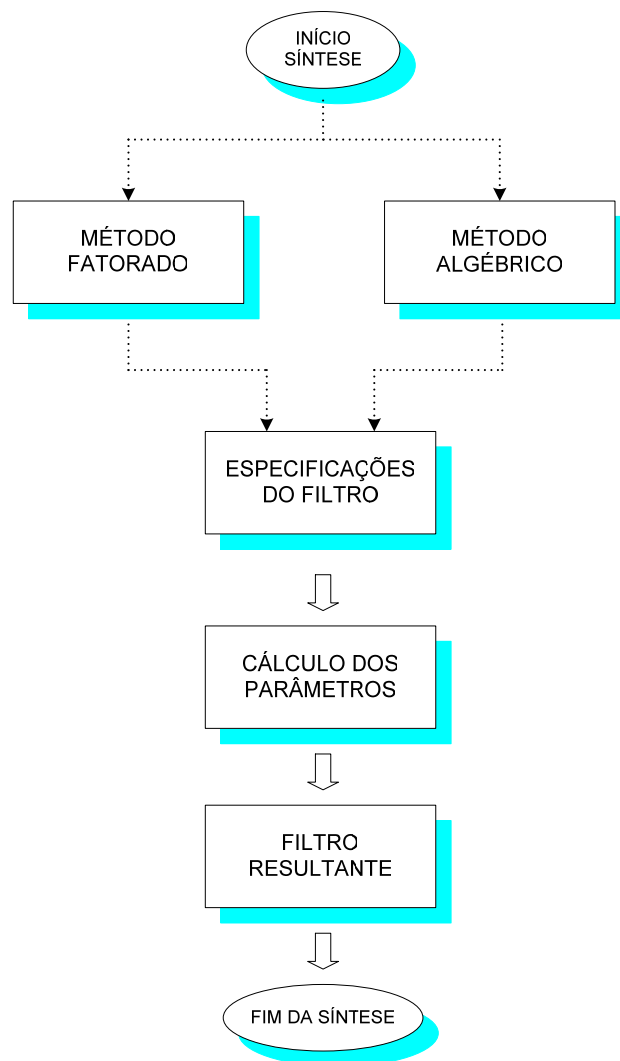


Figura 3.12: Fluxograma do DESFILT.

O programa possui um módulo gráfico onde se pode visualizar o circuito do filtro com todos os elementos definidos, bem como, as respostas de frequência desejadas.

3.4.2 Exemplo de projeto

Seja um filtro elíptico passa baixa com as seguintes especificações:

- Atenuação mínima na faixa de rejeição = 75 dB,
- Atenuação máxima na faixa passante = 0,3 dB,
- Frequência de corte normalizada $\Omega_c = 1$
- Frequência de inicio da faixa de rejeição $\Omega_s = 1,18$.

A seguir mostra-se como a síntese do filtro foi realizada com a ajuda do DESFILT.

A título de ilustração algumas telas do programa são apresentadas, no intuito de auxiliar a utilização do software. Ao rodar o programa o usuário depara-se com a tela principal, Fig. 3.13.

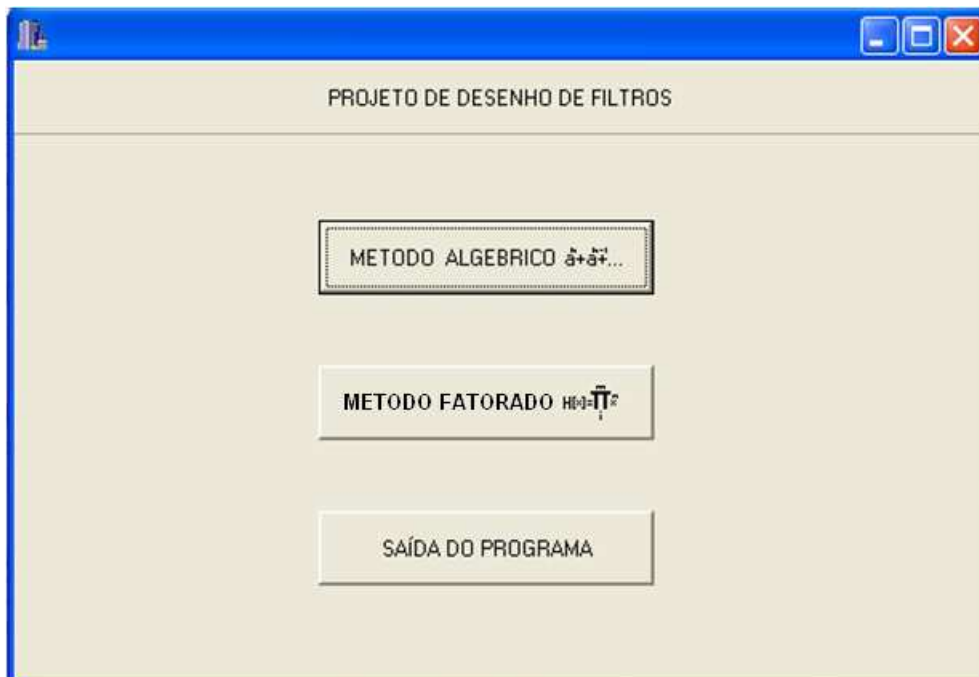


Figura 3.13: Tela principal do DESFILT.

Se o usuário escolhe a opção do método algébrico, então o programa propõe várias ações, conforme ilustrado na Fig. 3.14. Essas ações são em cascatas, iniciando-se com o usuário fornecendo as especificações do filtro (opção1).

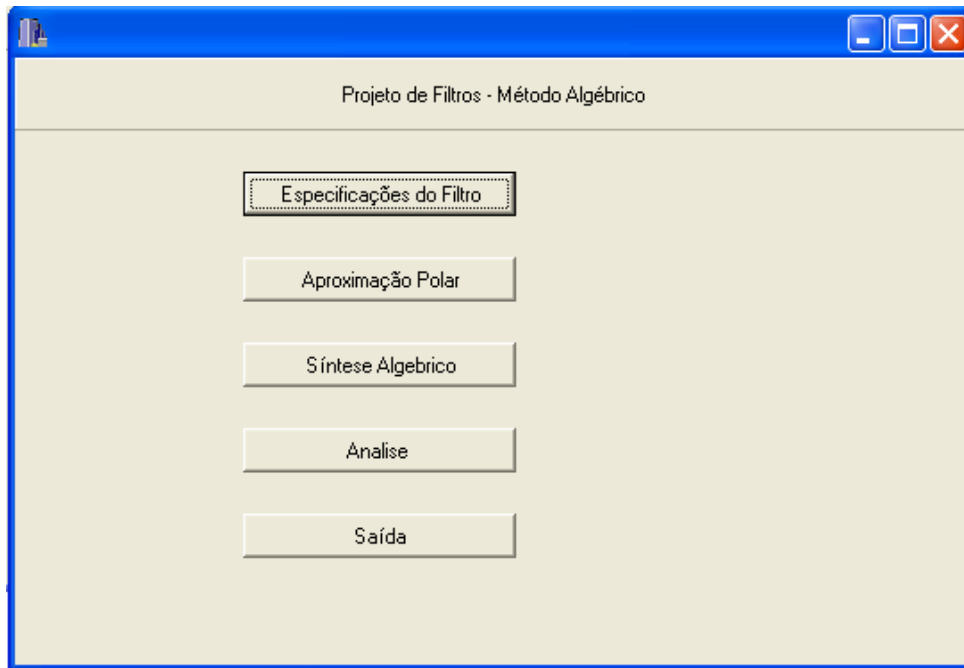


Figura 3.14: Tela do projeto de filtros pelo método algébrico.

Escolhida a primeira opção, o usuário é convidado a fornecer as características do filtro a ser projetado. O programa calcula a ordem do filtro ($m=9$), o número de pólos no infinito ($=1$), os pólos do filtro e apresenta a resposta de frequência associada, Fig. 3.15.

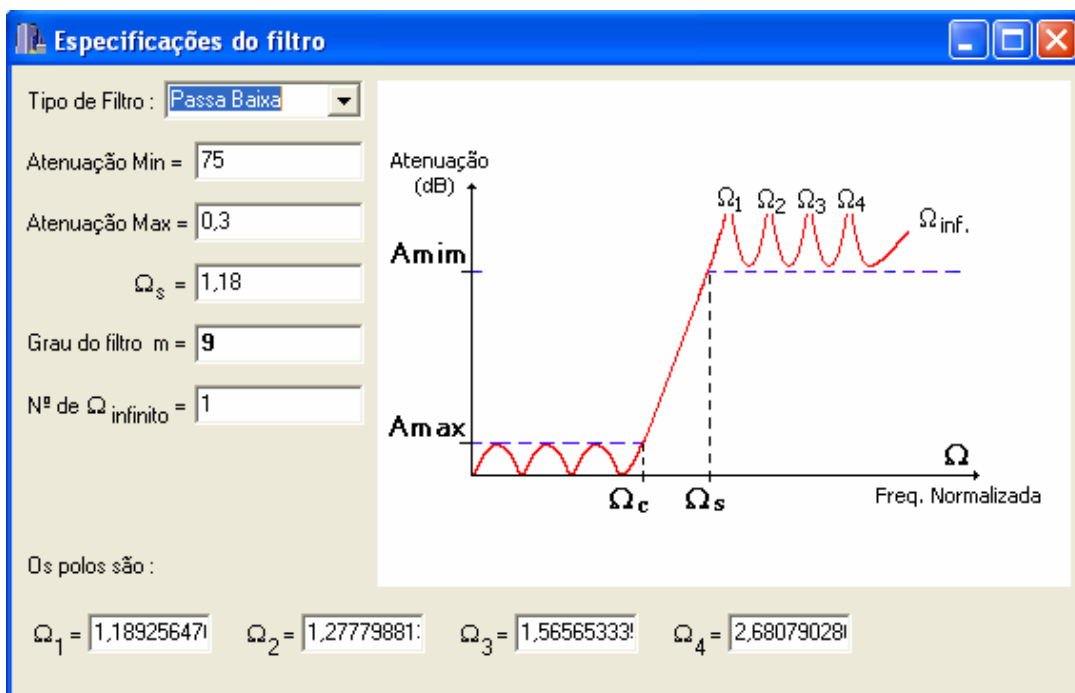


Figura 3.15: Tela das especificações do filtro projetado.

Em seguida é possível acessar a opção aproximação polar disponível na tela da Fig. 3.14. Imediatamente o programa pesquisa os modos naturais, ou seja, os valores dos coeficientes dos polinômios da função de transferência a ser sintetizada, Fig. 3.16.

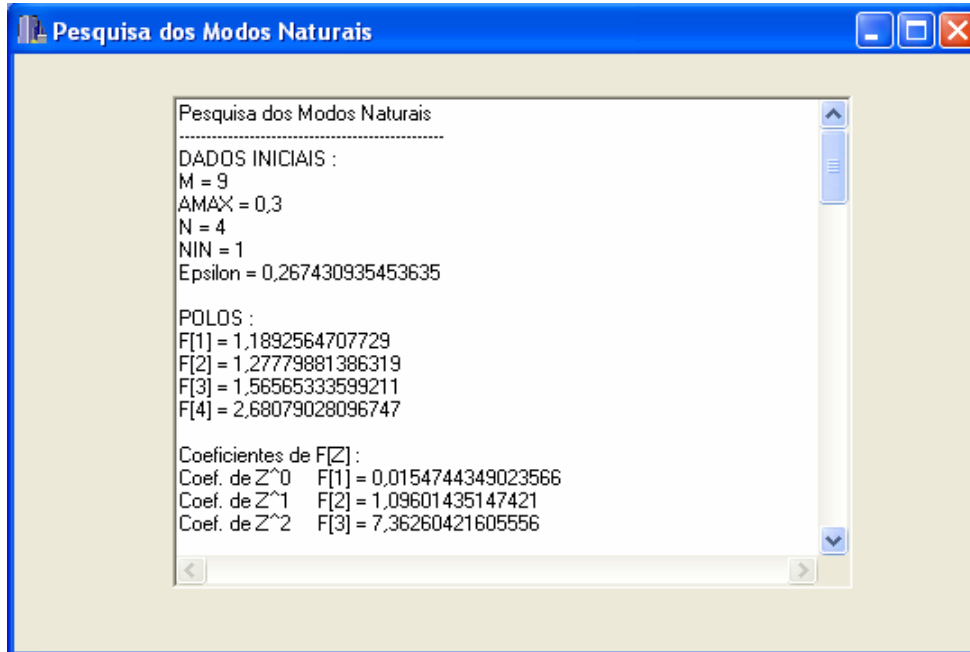


Figura 3.16: Tela que mostra a pesquisa dos modos naturais.

Finalmente o usuário pode escolher a síntese propriamente dita do filtro. A Fig. 3.17, apresenta a tela onde se tem a configuração do circuito e os valores dos elementos.

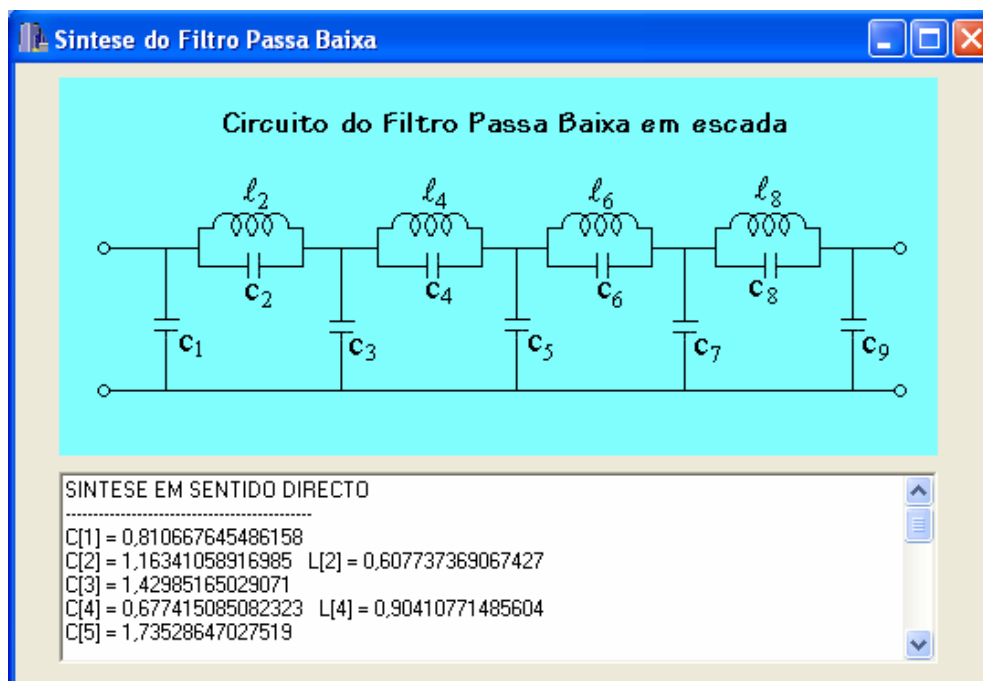


Figura 3.17: Tela que apresenta o filtro sintetizado.

LINHAS PLANARES E RESSOADORES

4.1 INTRODUÇÃO

As faixas de frequências alocadas para comunicações sem fio estão distribuídas por todo o espectro de frequências, indo de dezenas de megahertz até dezenas de gigahertz. Tendo em vista as características específicas de cada faixa de frequência e o tipo de serviço designado, uma grande variedade de ressoadores e filtros, em diferentes tecnologias de transmissão, é utilizada. A Fig. 4.1 mostra a faixa de aplicação das tecnologias de transmissão mais utilizadas [19].

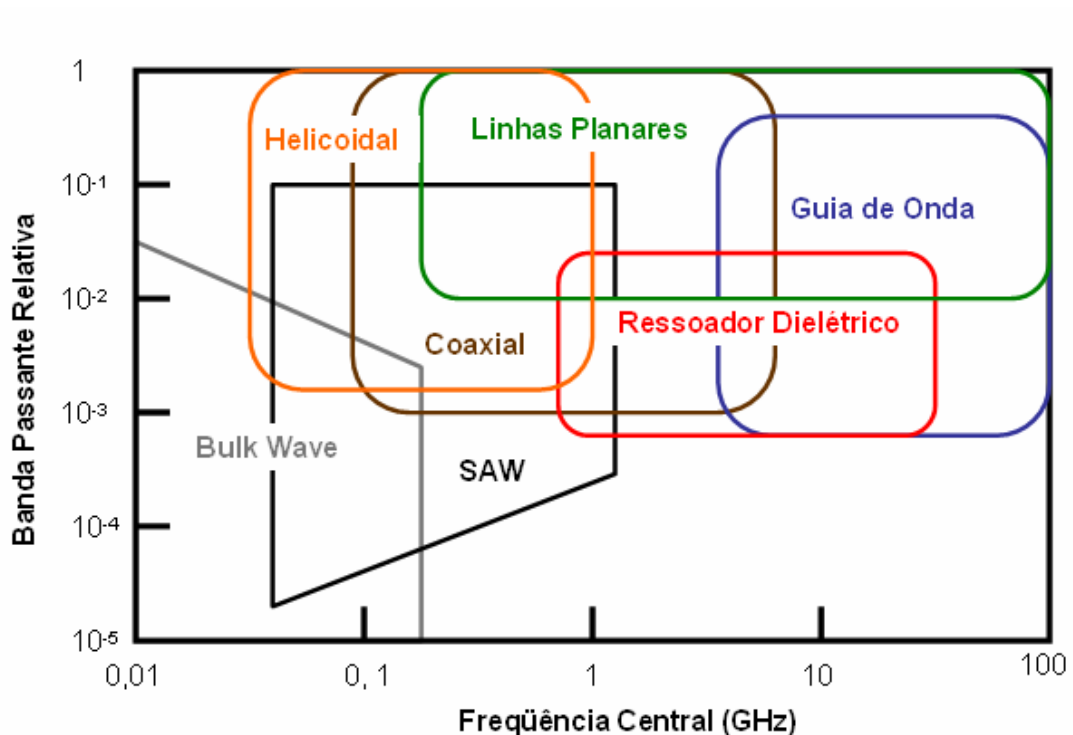


Figura 4.1: Tecnologias de transmissão compatíveis com as faixas de frequência.

Para frequências abaixo de 1 GHz as tecnologias mais empregadas são BAW (Bulk Acoust Wave), SAW (Short Acoustic Wave) e Helicoidal. A escolha da tecnologia é função da aplicação e especificações do filtro. Ressonadores BAW e SAW são empregados quando existe uma forte demanda por miniaturização e baixas perdas. Devido as suas características variarem pouco com a temperatura os ressoadores BAW e SAW são os

preferidos para aplicações de banda estreita. Já os Filtros Helicoidais são frequentemente utilizados quando altos níveis de potência são necessários. Para a faixa de frequências de microondas vários tipos de ressoadores podem ser utilizados. Os mais populares são: coaxial, dielétrico, guia de onda e linha planar.

Os ressoadores coaxiais apresentam inúmeros atrativos, tais como, imunidade eletromagnética, baixas perdas e tamanho reduzido. Para aplicações acima de 10 GHz as suas dimensões tornam-se extremamente reduzidas dificultando o processo de fabricação. Ressoadores dielétricos também possuem grandes vantagens, como, por exemplo, baixas perdas, estabilidade de temperatura e tamanho reduzido. Contudo o alto custo e restrições de processamento tecnológico limitam as aplicações de ressoadores dielétricos a frequências abaixo de 50 GHz. Ressoadores em guia de onda apresentam duas grandes vantagens: baixas perdas e aplicabilidade até 100 GHz. A maior desvantagem do ressoador guia de onda é relacionada as suas dimensões quando comparadas a de outros ressoadores na mesma faixa de frequência.

Atualmente, quando a aplicação permite, a escolha mais comum para circuitos de RF e microondas é o ressoador de linha planar, mais especificamente o ressoador *microstrip* (microfita). Essa escolha leva em consideração a fácil confecção e reprodutibilidade via processo de fotolitografia, o baixo custo, a afinidade com componentes ativos e tamanho reduzido. Um outro fator preponderante é a adequação do ressoador a frequência de operação em função da escolha correta do substrato. A desvantagem desse tipo de ressoador são as perdas de inserção elevadas quando comparadas com outros ressoadores. Isto torna complicada a utilização de ressoadores a linhas planares em filtros a banda estreita. Uma alternativa plausível para este tipo de aplicação é a combinação de ressoadores planares e supercondutores de alta temperatura (HTS).

4.2 LINHAS DE TRANSMISSÃO PLANARES EM MICROONDAS

As linhas de transmissão planares são o meio básico de transmissão para circuitos integrados de microondas quando se utiliza a tecnologia híbrida ou monolítica .

A Fig. 4.2 mostra a seção transversal das três linhas de transmissão básicas: STRIPLINE, MICROSTRIP e SLOTLINE. Várias configurações oriundas destas três linhas básicas foram desenvolvidas, oferecendo cada uma delas certas vantagens,

dependendo do tipo de circuito projetado. Neste trabalho analisam-se brevemente as características essenciais das estruturas básicas sem abordar suas variantes.

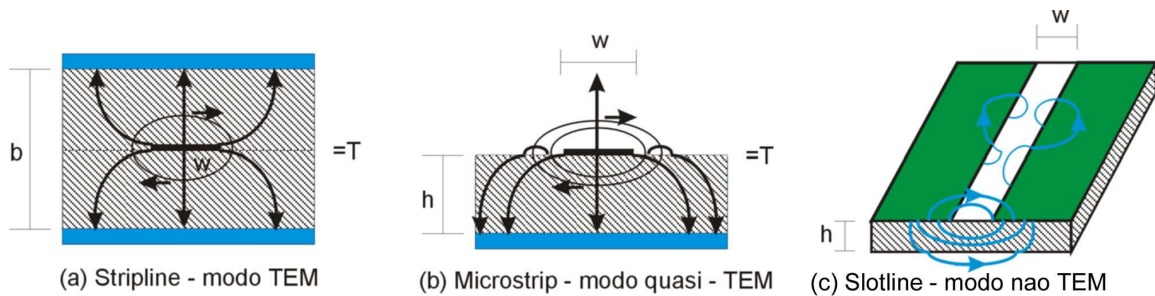


Figura 4.2: Linhas de transmissão planares básicas. — campo elétrico e — campo magnético.

4.2.1 Stripline

O conceito de linha de transmissão em fita foi inicialmente proposto por Barrett [20], tendo como princípio de funcionamento o cabo coaxial.

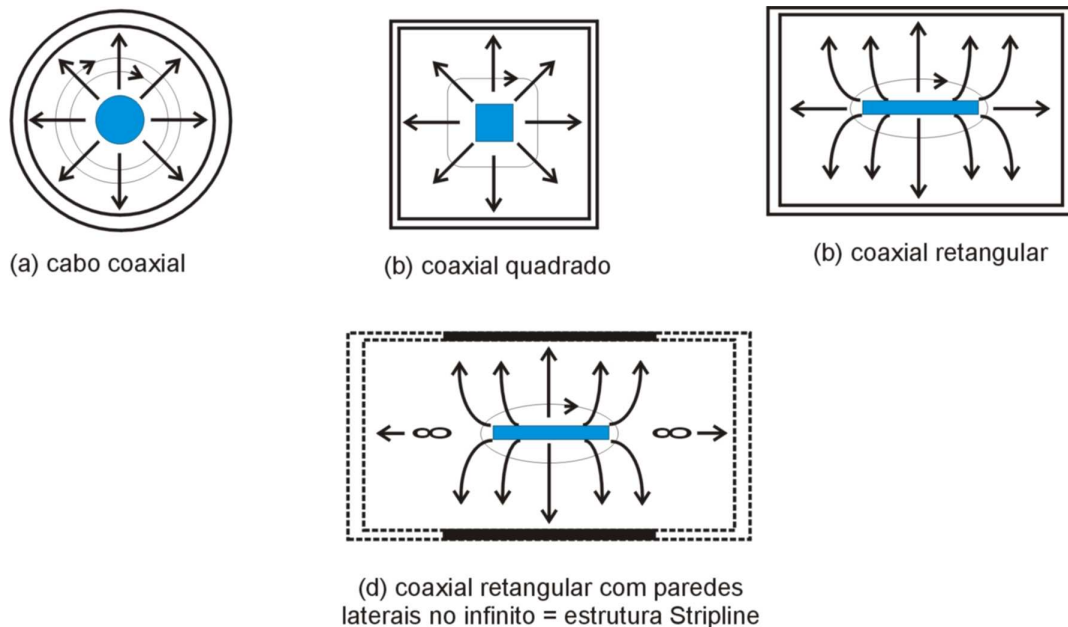


Figura 4.3: Concepção da linha de transmissão planar Stripline.

A Fig. 4.3 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 e o comprimento de onda λ de uma Stripline homogênea são dados por:

$$Z = Z_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (4.1)$$

$$\lambda = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r} \quad (4.2)$$

onde ϵ_r é a constante dielétrica relativa do meio, Z_0 a impedância característica tendo o ar como dielétrico e λ_0 o comprimento de onda no espaço livre.

4.2.2 Microstrip

A linha microstrip, Fig. 4.2b, foi proposta imediatamente após a stripline [21]. Diferentemente da stripline, a linha microstrip é uma estrutura não-homogênea tendo como o modo dominante de propagação o modo quasi-TEM. Seu princípio de funcionamento é baseado na linha de transmissão bifilar como ilustrado na Fig. 4.4. 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, ϵ_r , do substrato, maior será a concentração de energia no substrato. Embora o meio de propagação seja não-homogêneo, para efeito de análise ele pode ser substituído por um meio homogêneo com uma constante dielétrica efetiva, ϵ_f , cujo valor se encontra entre os limites $(1+\epsilon_r)/2 < \epsilon_f < \epsilon_r$, Fig. 4.5. A impedância característica Z e o comprimento de onda são expressos em termos de ϵ_f como [22]:

$$\begin{aligned} Z &= Z_0 / \sqrt{\epsilon_f} \\ \lambda &= \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_f} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Na realidade, a constante dielétrica efetiva, ϵ_f , é função da frequência. Seu valor permanece constante dentro dos limites quase-estático, e então aumenta assintoticamente aproximando-se da permissividade ϵ_r quando a frequência tende para o infinito [23]. Na prática, a frequência limite onde a análise quase-estática é válida, é dada pela aparição do

modo TM que se acopla facilmente ao modo quasi-TEM. Para linhas microstrip estreitas, a frequência de corte do modo TM é dada por [20]:

$$f_{cTM} = \frac{v_o \tan^{-1}(\epsilon_r)}{\sqrt{2\pi h} \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (4.4)$$

onde v_o é a velocidade da onda eletromagnética no espaço livre e h a altura do substrato. Para linhas microstrip largas (baixas impedâncias) a frequência de corte do modo TM é dada por:

$$f_{cTM} = \frac{v_o}{4h\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (4.5)$$

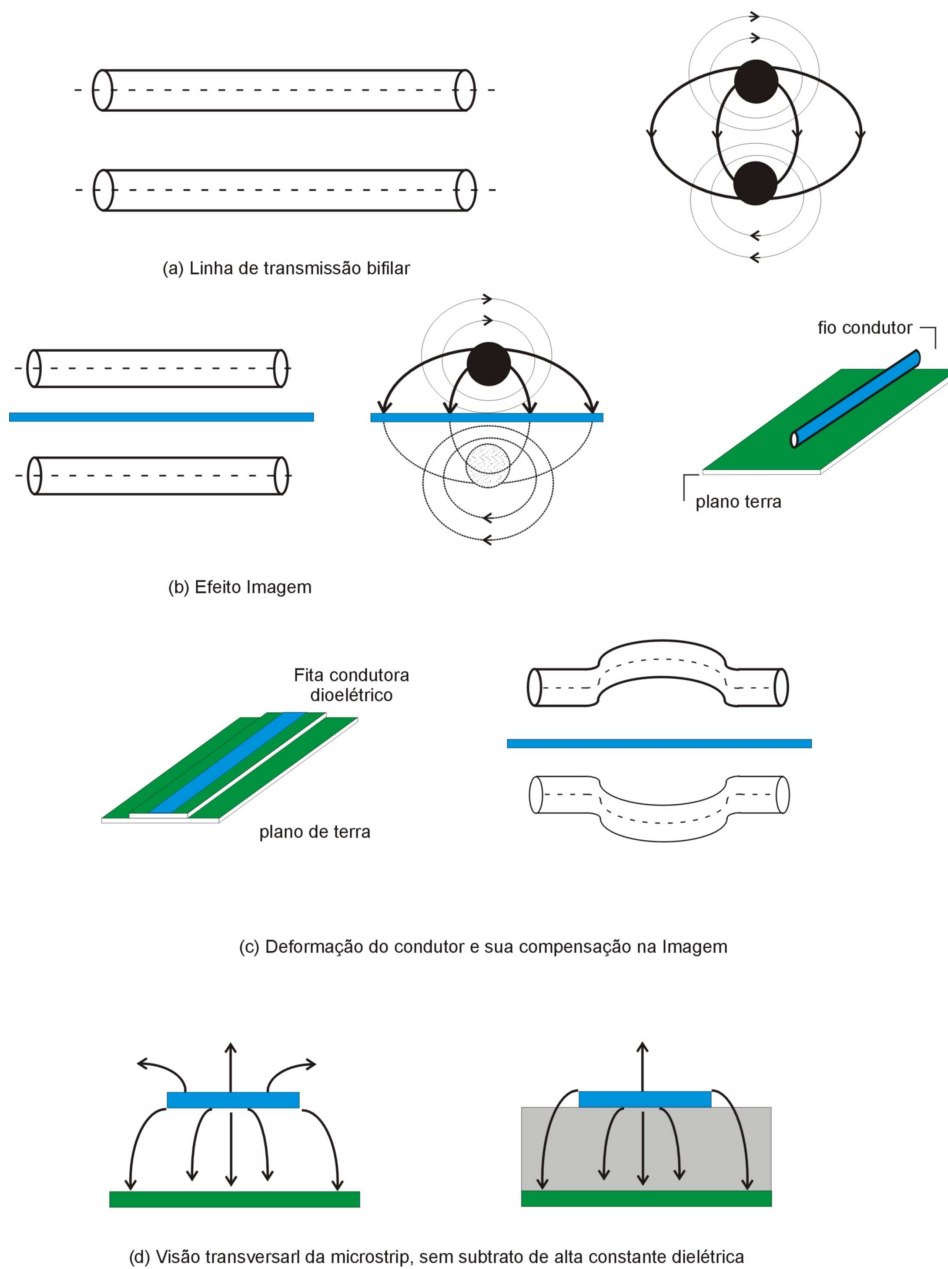


Figura 4.4: Concepção da Linha de Transmissão Planar Microstrip.

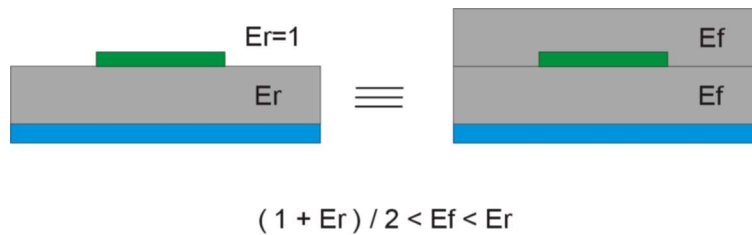


Figura 4.5: Constante dielétrica efetiva.

4.2.3 Slotline

A Slotline proposta por Cohn [25] em 1969, é uma estrutura complementar a microstrip, Fig. 4.6. O modo de propagação na slotline é não-TEM. O campo elétrico é essencialmente transverso a fenda, enquanto o campo magnético tem componentes transverso e longitudinal, Fig. 4.2c. Comparada com a microstrip, a slotline apresenta uma dispersão muito maior. Devido a propriedade da impedância característica crescer proporcionalmente com a largura de fenda, a slotline permite a realização de impedâncias dentro de uma gama que varia de 50 à 200Ω.



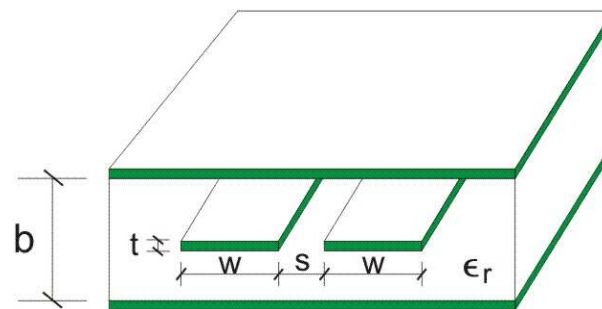
Figura 4.6: Complementaridade entre a Microstrip e a Slotline.

4.3 LINHAS ACOPLADAS

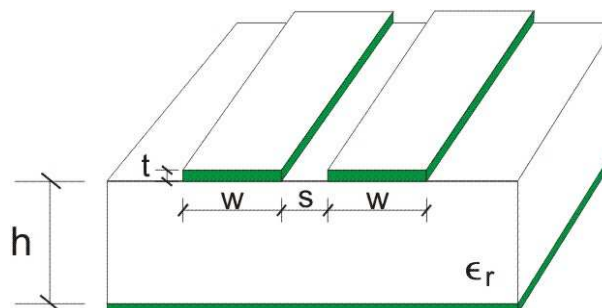
Quando duas linhas de transmissão não blindadas estão bastante próximos, parte da potencia da linha principal é acoplada a linha secundaria devido à interação dos campos eletromagnéticos. A potencia acoplada é uma função das dimensões físicas, do modo de propagação, da frequência de operação e do sentido de propagação.

As linhas acopladas podem se apresentar de diversas formas, dependendo da aplicação e geralmente consistem de duas linhas de transmissão, mas podem conter mais de duas linhas. As linhas podem ser simétricas (ambos os condutores tem as mesmas dimensões) ou assimétricas. A Fig. 4.7 mostra duas linhas simétricas acopladas paralelamente nas configurações stripline e microstrip.

A análise das linhas acopladas paralelamente usualmente utiliza o artifício de decompor o modo de propagação dominante em dois modos auxiliares, denominados de modos par e ímpar devido aos seus eixos de simetria, Fig. 4.8. O eixo de simetria do modo par é conhecido como parede magnética e o do modo ímpar como parede elétrica. Os nomes são oriundos do fato de que, no caso do modo par, nenhuma componente tangencial do campo magnético pode existir entre as duas fitas condutoras. O mesmo se aplica ao campo elétrico na simetria modo ímpar, isto é, nenhuma componente tangencial do campo elétrico pode existir entre as duas fitas condutoras.



(a)



(b)

Figura 4.7: Linhas de transmissão acopladas paralelamente: (a) stripline, (b) microstrip.

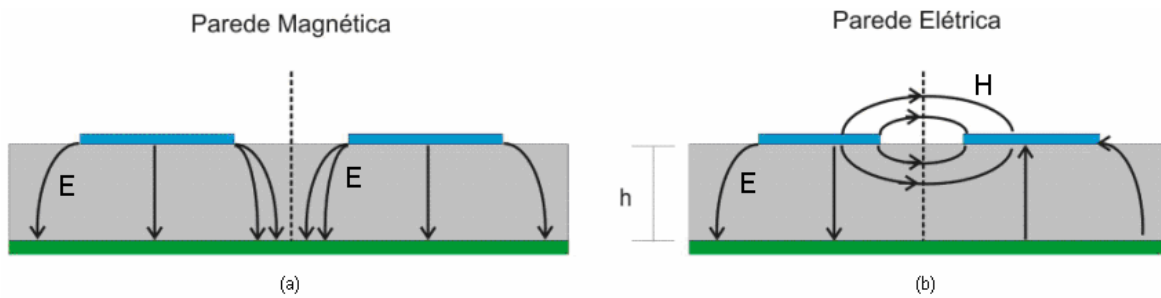


Figura 4.8: Distribuição do campo elétrico (a) Modo par, (b) Modo ímpar.

4.4 RESSOADORES EM LINHAS PLANARES

O mais popular ressoador em linha de transmissão, onde o modo de propagação é o quasi-TEM é o ressoador microstrip. Embora esses ressoadores possuam altas perdas, o que acarreta um fator de qualidade sofrível quando comparado a ressoadores dielétricos e guias de onda, as vantagens relacionadas com tamanho, custo, tempo de fabricação, integrabilidade com componentes ativos e a extensa faixa de aplicação os preferidos na concepção de filtros para comunicações sem fio [19].

A Fig. 4.9 mostra a estrutura fundamental de um ressoador microstrip de meio comprimento de onda com as terminações em aberto. O substrato é um material dielétrico com alta permissividade, estabilidade de temperatura e baixa tangente de perdas. Em parâmetros elétricos a estrutura pode ser representada como uma linha de transmissão de impedância característica uniforme e comprimento elétrico de π radianos.

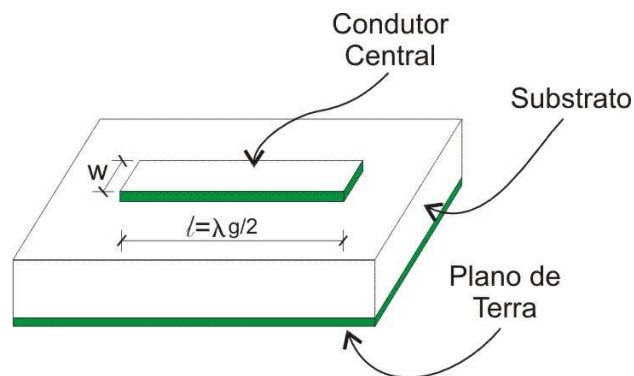


Figura 4.9: Estrutura de um ressoador microstrip de meio comprimento de onda.

4.5 FILTROS EM LINHAS PLANARES [26]

Embora, o objetivo dessa sessão seja a aplicação de ressoadores microstrip na concepção de filtros de microondas, é necessário dizer que alguns projetos de filtro simplesmente substituem os capacitores e indutores discretos existentes no protótipo em parâmetros localizados por trechos de linhas microstrip. Pequenos trechos de linhas de transmissão microstrip em curto ou em aberto podem se comportar como um indutor ou capacitor respectivamente. O que é necessário se ter em mente é que existe sempre uma frequência acima, na qual esses trechos de linha deixam de ser muito pequenos em relação ao comprimento de onda, e, por conseguinte deixam de se comportar com indutores e capacitores.

Um outro método simples de transformar filtros em parâmetros localizados em filtros microstrip é empregando linhas extremamente largas e extremamente estreitas que podem ser adequadamente acomodadas. Linhas estreitas implementam indutores em serie, enquanto linhas largas implementam capacitores em paralelo. Os comprimentos são ajustados para produzir os valores desejados dos componentes. Esses tipos de filtros são conhecidos como Filtros com Degraus de Impedância (Stepped-Impedance Filters). A Fig. 4.10(a) mostra um filtro passa-baixas projetado por esse método.

Finalmente alguns projetos utilizando ressoadores de meio comprimento de onda serão comentados. O primeiro projeto que merece atenção é do filtro passa-faixa que na realidade é um filtro passa-baixas em que uma das bandas espúrias é considerada como principal. O filtro pode ser considerado como da família dos “Filtros com Degraus de Impedância” onde os comprimentos das linhas são menores do comprimento de onda. Na verdade os comprimentos das linhas são de meio comprimento de onda em relação a frequência central de operação. Para se compreender o funcionamento deste tipo de filtro é necessário ter em mente que linhas de transmissão de comprimento múltiplos inteiros de meio comprimento de onda reproduzem na entrada a impedância de carga. Para a estrutura mostrada na Fig. 4.10(b) isto implica em máxima potência transferida. Nas frequências onde os comprimentos elétricos das sessões do filtro diferem significativamente da condição de meio comprimento de onda, ficam caracterizadas as bandas de rejeição. A qualidade da banda de rejeição depende do descasamento de impedância entre a linha e as sessões do filtro. Isto significa que quanto mais larga for a sessão de meio comprimento de onda melhor será a banda de rejeição.

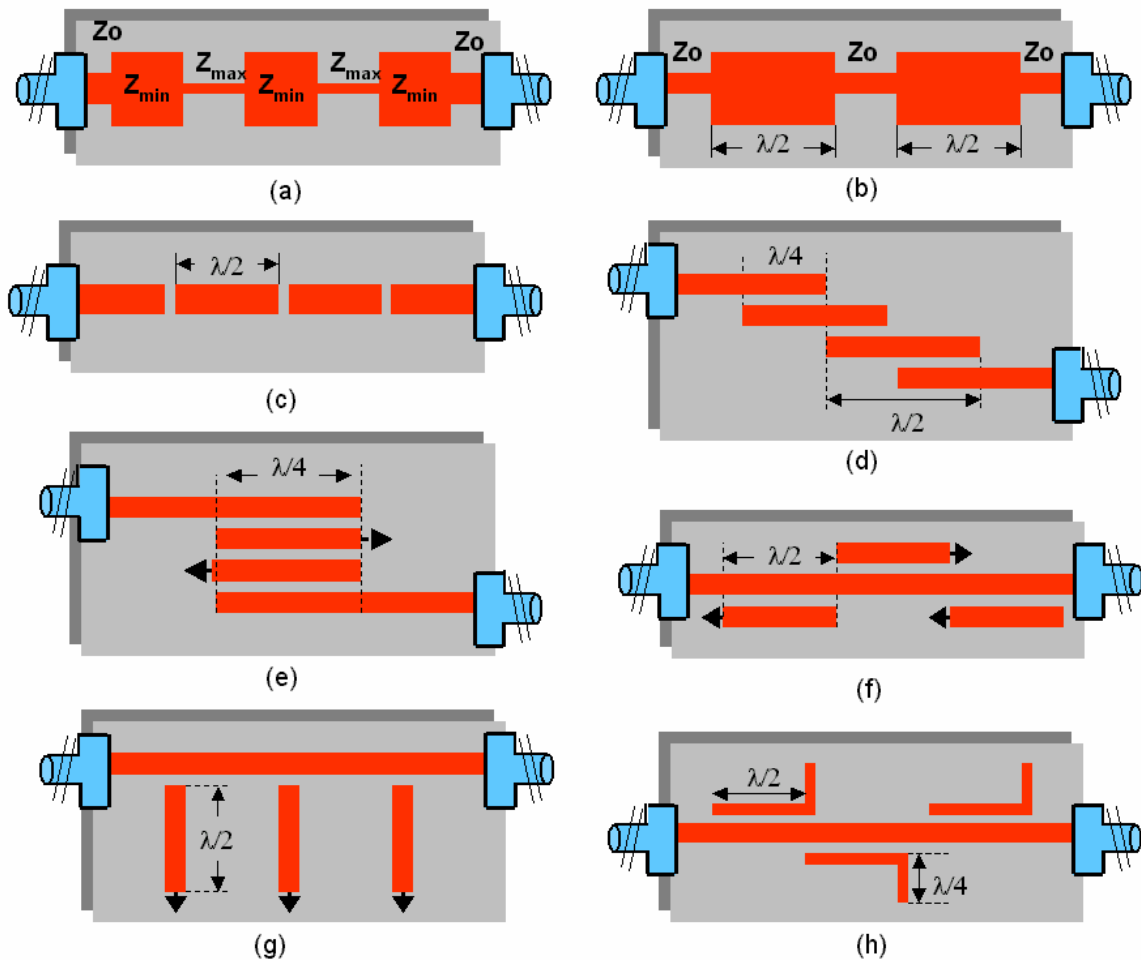


Figura 4.10: Filtros de Microondas em microstrip (passa-baixas, passa-faixa e rejeita-faixa)

Um importante filtro passa-faixa de microondas diz respeito a filtros que utilizam ressoadores de meio comprimento de onda acoplados capacitivamente. Os acoplamentos capacitivos são implementados por meio de espaçamentos (gaps) entre os ressoadores, Fig. 4.10(c). O problema desta de topologia é o excessivo comprimento. Com a introdução de linhas acopladas paralelamente essas dimensões podem ser reduzidas por um fator de 2. Como o acoplamento realizado lateralmente (paralelo) é muito mais simples e intenso do que acoplamento longitudinal (gaps entre ressoadores), filtros com bandas passantes muito mais expressivas podem ser realizados. Nos filtros a linhas acopladas paralelamente, Fig. 4.9(d), os ressoadores são nominalmente de meio comprimento de onda, porém os trechos acoplados são de quarto de comprimento de onda. Os filtros a linhas acopladas paralelamente têm ótimo desempenho e são largamente utilizados. Uma das desvantagens é a grande área ocupada, principalmente quando o filtro é de ordem elevada. Uma das alternativas para resolver esse problema é a utilização de filtros interdigitais. A teoria de

filtros interdigitais foi concebida a partir das linhas acopladas paralelamente, imaginando-se que os ressoadores pudessem ser dobrados em duas partes, formando ressoadores acoplados paralelamente que estão em curto em um terminal e em aberto no outro. Então, pode-se dizer que os filtros interdigitais são formados por linhas de quarto de comprimento de onda acopladas paralelamente, que alternam terminais em curto e em aberto, como mostrado na Fig. 4.10(e). As aplicações com filtros interdigitais são de banda larga e geralmente acima de 8 GHz, [27].

Os filtros rejeita faixa podem ser facilmente implementados por meio de ressoadores de meio comprimento de onda aterrados e acoplados à linha de transmissão principal lateralmente ou capacitivamente conforme ilustrado nas Figs. 4.10 (f) e (g). Uma alternativa é substituir o curto por um trecho de linha de quarto de comprimento de onda conforme Fig. 4.10(h).

4.6 MINIATURIZAÇÃO DOS RESSOADORES DE $\lambda/2$

Embora filtros em microstrip já sejam compactos quando comparados com outros tipos de filtros, tais como filtros em guias de onda, existe uma crescente demanda para miniaturizar ainda mais os filtros em microstrip. Esta demanda é proveniente do crescimento das comunicações na banda L (500 até 1500 MHz), do advento dos Serviços de Comunicação Pessoal (PCS –1850 até 1990 MHz) e da utilização da faixa para serviços não licenciados (até 2,4 GHz).

As dimensões dos ressoadores de meio comprimento de onda, que são atrativos para frequências acima ou em torno da banda X, se tornam inadequadas para projetos de filtros para frequências compreendidas entre 1,0 GHz e 2,0 GHz.

No intuito de tornar as dimensões dos ressoadores compatíveis com as faixas de frequência mais baixas, novas configurações de ressoadores vêm sendo propostas. Na maioria das vezes os novos ressoadores são derivados dos ressoadores de meio comprimento de onda.

4.6.1 Ressoadores em laço

Um exemplo como os filtros de microondas podem ser reduzidos em tamanho mantendo ainda a mesma frequência é mostrado na Fig.4.11. As configurações mostradas

são provenientes do ressoador de meio comprimento de onda, provavelmente o ressoador mais utilizado em projetos de filtros. Como pode ser observada a simples disposição do ressoador na forma de um laço quadrado com suas extremidades afastadas certa distância produz uma significativa redução de tamanho. Uma redução mais drástica pode ser ainda obtida se o ressoador em laço for serpenteado, [28].

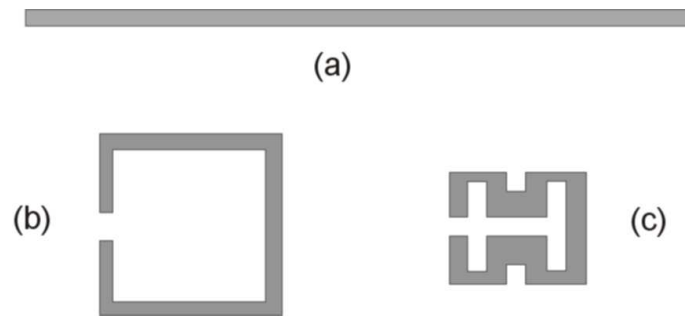


Figura 4.11: Ressonadores microstrip de meio comprimento de onda. (a) Linear, (b) laço quadrado, (c) laço em serpenteado.

Os Gaps dos ressoadores de laço quadrado e laço em serpenteado apresentados na Fig. 4.11 é um parâmetro importante que esta relacionada à geração dos diversos tipos de acoplamentos dos ressoadores.

4.6.2 Ressonadores Hairpin miniaturizado

A concepção do ressoador hairpin miniaturizado faz apelo ao que se convencionou denominar ressoador hairpin convencional, que na realidade representa um ressoador de meio comprimento de onda redesenhado em forma de U, [29]. A forma de U é rearranjada resultando em duas linhas paralelas acopladas nos terminais do U, conforme ilustra a Fig. 4.12.

O ressoador hairpin miniaturizado pode ser modelado pela associação em paralelo de dois quadripolos representando a linha de transmissão e as linhas acopladas paralelamente respectivamente, Fig. 4.13, com os seguintes parâmetros [30]:

- Z_s impedância característica da linha de transmissão
- θ comprimento elétrico da linha de transmissão
- Z_{pe} , Z_{po} impedâncias dos modos par e ímpar das linhas acopladas paralelamente.
- θ_{pe} , θ_{po} comprimentos elétricos par e ímpar das linhas acopladas paralelamente.

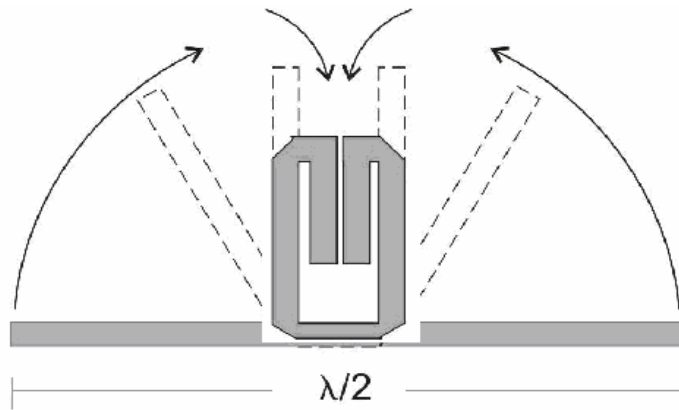


Figura 4.12: Obtenção do ressoador hairpin miniaturizado.

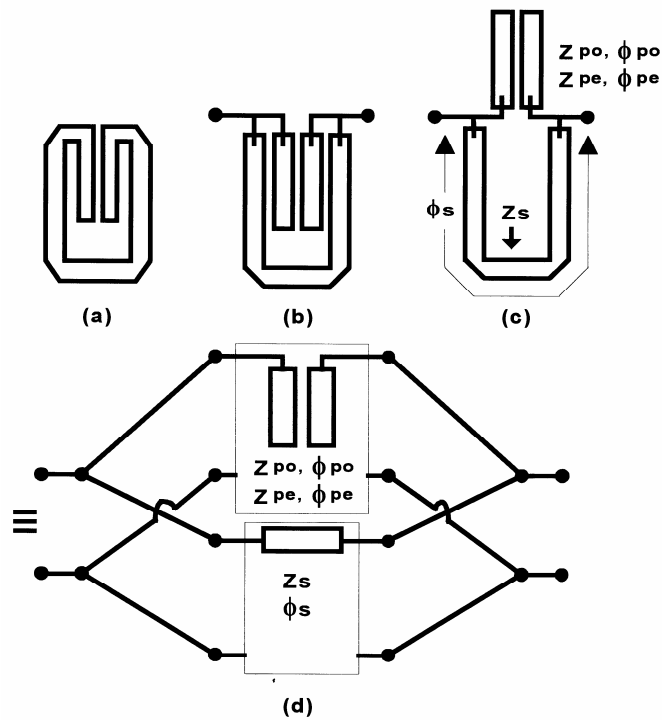


Figura 4.13: Circuito equivalente do ressoador hairpin miniaturizado.

4.6.3 Ressonadores Hairpin com degrau de impedância

O ressoador hairpin com degrau de impedância é em sua essência um ressoador SIR (Stepped-Impedance Resonator) disposto como um ressoador hairpin convencional, Fig. 4.14. O ressoador SIR surgiu da necessidade de se inibir as respostas espúrias em

múltiplos inteiros da frequência de ressonância do ressoador de meio comprimento de onda, [19]. Para a faixa de VHF a prática comum é carregar o ressoador em ambas as portas com capacitores. Assim o ressoador tem seu comprimento encurtado e as frequências de ressonância espúrias não irão mais acontecer em múltiplo inteiro da frequência fundamental de ressonância. Contudo, nas frequências em torno de 1 GHz não é tarefa fácil carregar ressoadores de meio comprimento de onda com capacitores concentrados. Além das perdas dos capacitores aumentarem drasticamente, é necessário um ajuste de sintonia. Então para frequências acima de 1 GHz a capacitância discreta é substituída por um segmento de linha de transmissão em aberto. As impedâncias das três linhas são calculadas de maneira que todos os três ressoadores ressoem na mesma frequência. Essa configuração é conhecida como ressoador SIR. O próximo passo é redesenhá-lo na forma de U, o que permite a aparição de linhas acopladas paralelamente, dando origem ao ressoador hairpin SIR que é menor do que o ressoador hairpin convencional, [31].

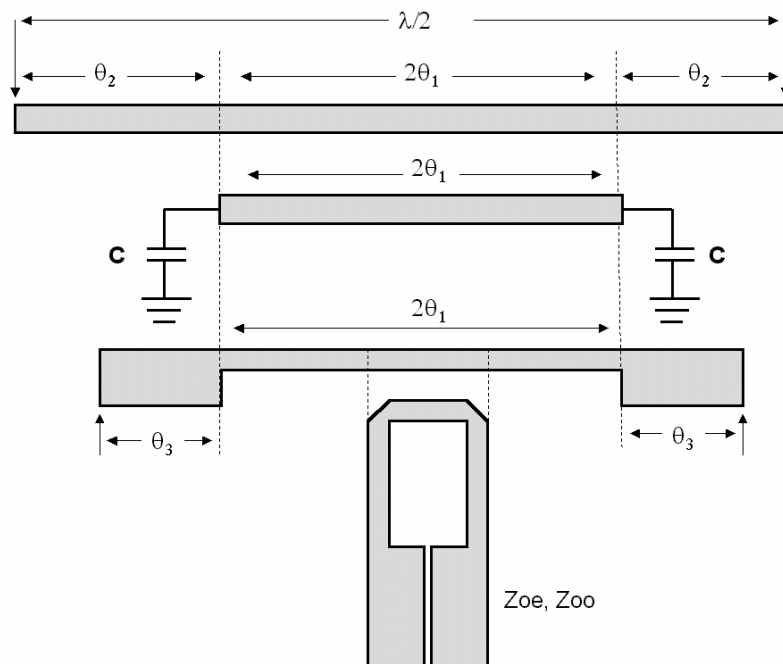


Figura 4.14: Ressoador Hairpin com degrau de impedância.

O ressoador hairpin SIR é modelado pela associação de dois quadripolos em paralelo, representando a linha de transmissão simples e as linhas acopladas paralelamente, conforme ilustrado na Fig. 4.15.

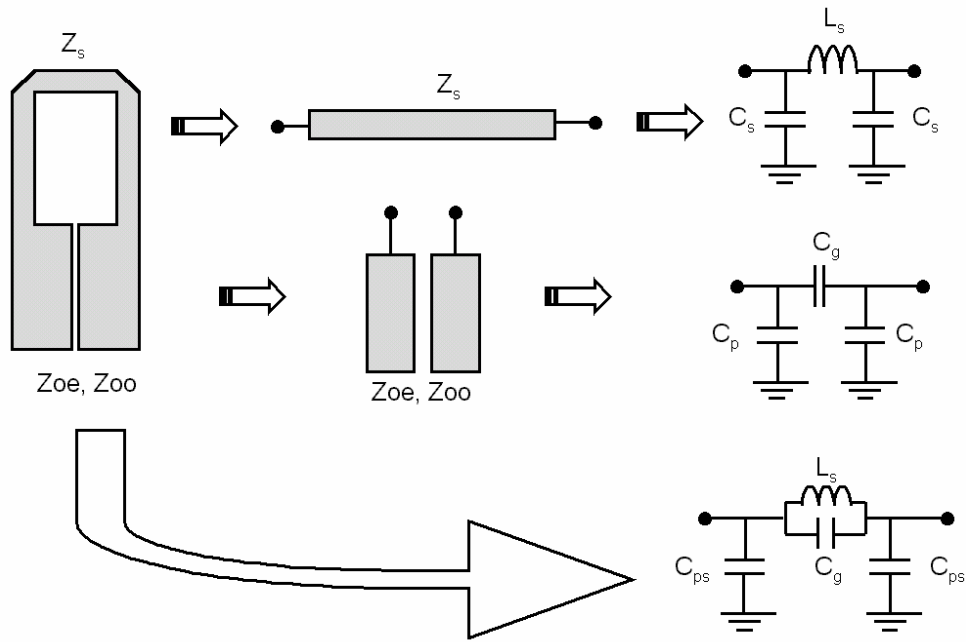


Figura 4.15: Circuito equivalente do ressoador hairpin SIR.

Sabe-se que a propagação do sinal em um ressoador microstrip é influenciada pela frequência de operação e condutividade do substrato. A maneira que a propagação do sinal é influenciada pela condutividade do material é consequência da penetração parcial do campo eletromagnético no substrato e da geometria do ressoador.

Agora considere uma linha de transmissão carregada capacitivamente. Pode-se provar que quando a carga capacitiva aumenta, as frequências de ressonância são deslocadas para frequências inferiores, indicando o que se convencionou chamar efeito slow-wave.

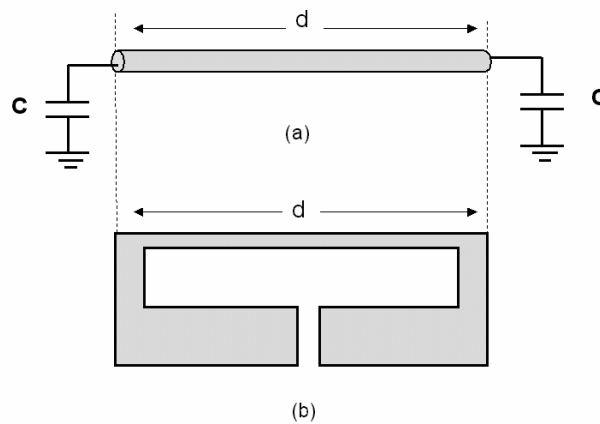


Figura 4.16: (a) Modelo equivalente para ressoador slow-wave, (b) ressoador slow-wave em *microstrip*.

Assim a razão da frequência de ressonância do primeiro espúrio para a fundamental aumenta, permitindo um melhor controle das bandas de rejeição. O modelo do ressoador slow-wave é mostrado na Fig. 4.16(a). Uma das configurações mais populares para a implementação deste tipo de ressoador é composta de uma linha microstrip carregada em ambos terminais de estibes em aberto, Fig. 4.16(b), [32].

Uma maneira simples de visualizar o ressoador slow-wave é imaginar o ressoador SIR com vários degraus de impedância. Esse ressoador é conveniente dobrado dando origem ao ressoador slow-wave, Fig. 4.17.

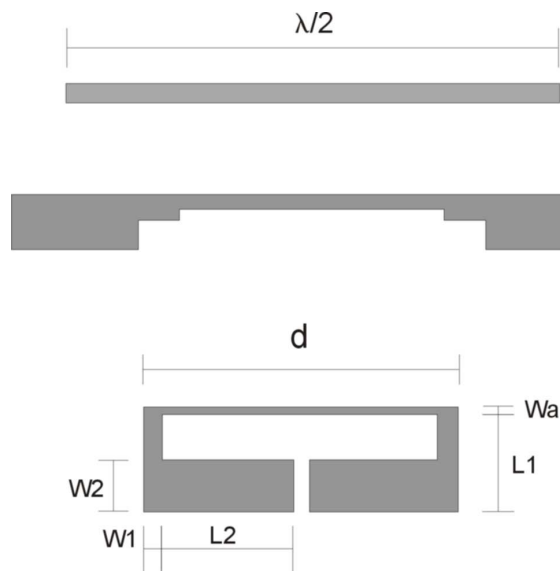


Figura 4.17: Ressorador slow-wave.

CIRCUITOS COM RESSOADORES ACOPLADOS

Os primeiros trabalhos sobre filtros com ressoadores acoplados foram efetuados por Zverev, [33]. Em 2001 [34], uma nova abordagem foi desenvolvida por M. Lancaster. A análise aqui efetuada tem o mérito de associar com relativa simplicidade os dois principais métodos de projeto de filtros a ressoadores acoplados.

5.1 INTRODUÇÃO

Em projetos de filtros passa-faixa de banda estreita e alta seletividade, a transformação convencional passa-baixas / passa-faixa, embora teoricamente correta, não consegue atender as especificações de projeto. Filtros com essas características utilizam outro procedimento de síntese. Inicialmente obtém-se o protótipo passa-baixas. De maneira independente um circuito equivalente passa-faixa é construído por meio de acoplamentos entre ressoadores. Os ressoadores são representados por circuitos reativos paralelos sintonizados na frequência central desejada e acoplados capacitivamente ou indutivamente. Por meio dos conceitos de coeficiente de acoplamento e fator de qualidade uma relação entre os circuitos passa-baixas e passa-faixa é estabelecida.

Então, o projeto de filtros a ressoadores acoplados é baseado no protótipo passa-baixas, no circuito equivalente de ressoadores acoplados e nos conceitos de coeficiente de acoplamento e fator de qualidade. Na implementação em microondas os coeficientes de acoplamento dependem da topologia dos ressoadores e da proximidade entre eles.

A estrutura de filtros multiressoadores pode ser representada pela associação em cascata de vários quadripolos, Fig. 5.1, correspondendo sucessivamente a:

- quadripolo linha de entrada (A)
- quadripolo acoplamento linha-ressoador (B)
- quadripolo ressoador (C)
- quadripolo acoplamento ressoador-ressoador (D)

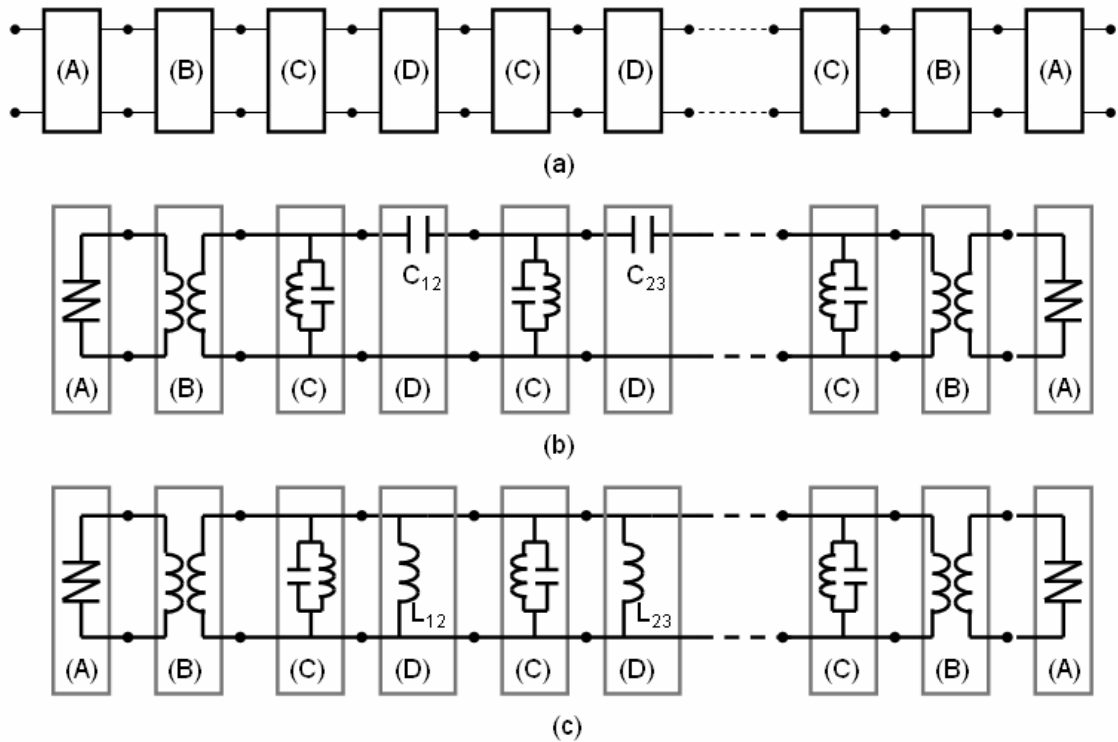


Figura 5.1: Filtro Multiressoadores (a) representação por quadripolos(b) com ressoadores acoplados capacitivamente, (c) ressoadores acoplados indutivamente.

5.2 COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO E FATOR DE QUALIDADE DO FILTRO PASSA-BAIXAS

O coeficiente de acoplamento m_{ij} para o protótipo passa-baixas é definido como a razão entre frequência de ressonância de dois elementos adjacentes e a frequência de corte (ponto de 3-dB), como se pode observar na Fig. 5.2. Matematicamente o coeficiente de acoplamento pode ser expresso como:

$$m_{ij} = \Omega_{ij} / \Omega_{3dB} \quad (5.1)$$

onde:

$$\Omega_{ij} = 1 / \sqrt{g_i g_j} \quad \text{e} \quad \Omega_{3dB} \text{ frequência de corte normalizada, } \Omega_{3dB} = 1.$$

Assim:

$$m_{ij} = 1 / \sqrt{g_i g_j} \quad (5.2)$$

O fator de qualidade, q_i , é uma medida da qualidade do elemento reativo na presença de elementos resistivos. Para redes simétricas e sem perdas, o fator de qualidade de cada elemento calculado a $\Omega = \Omega_{3dB} = 1$ é ∞ , excepto para o primeiro e último elemento.

$$q_{ei} = g_i R_i \quad \text{para } i = 1, n \quad (5.3)$$

onde R_1 and R_n são as resistências de fonte e carga.

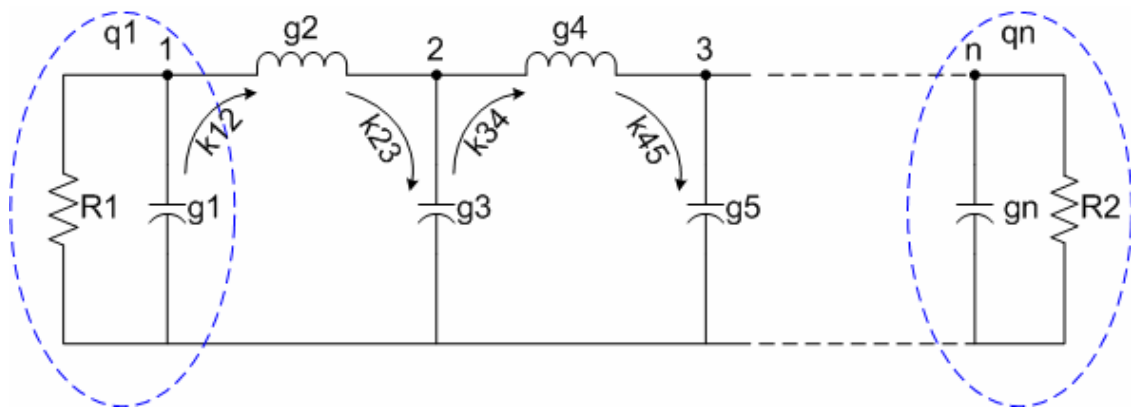


Figura 5.2: Coeficiente de acoplamento e fator de qualidade do filtro passa-baixas.

5.3 COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO E FATOR DE QUALIDADE DO FILTRO PASSA-FAIXA

A razão entre banda passante $\Delta\omega$ e a frequência central do filtro ω_0 de um filtro passa-faixa é definida como banda fracionária, FBW (**F**ractional **B**and **W**idth).

$$FBW = \Delta\omega/\omega_0 \quad (5.4)$$

Então, para um filtro passa faixa com banda passante $\Delta\omega$ e frequência central ω_0 , o coeficiente de acoplamento não normalizado, M_{ij} , e o fator de qualidade não normalizado, Q_i , para os ressoadores de entrada e saída podem-ser obtidos por:

$$M_{i,j} = m_{i,j} FBW \quad \text{com} \quad m_{ij} = 1/\sqrt{g_i g_j} \quad (5.5)$$

$$Q_{ei} = q_{ei} / FBW \Rightarrow i = 1, n \quad \text{com} \quad q_{ei} = g_i R_i \quad (5.6)$$

O próximo passo é relacionar M_{ij} e Q_{ei} com os elementos do filtro passa-faixa. Considere o filtro passa-faixa com ressoadores acoplados capacitivamente, Fig. 5.3.

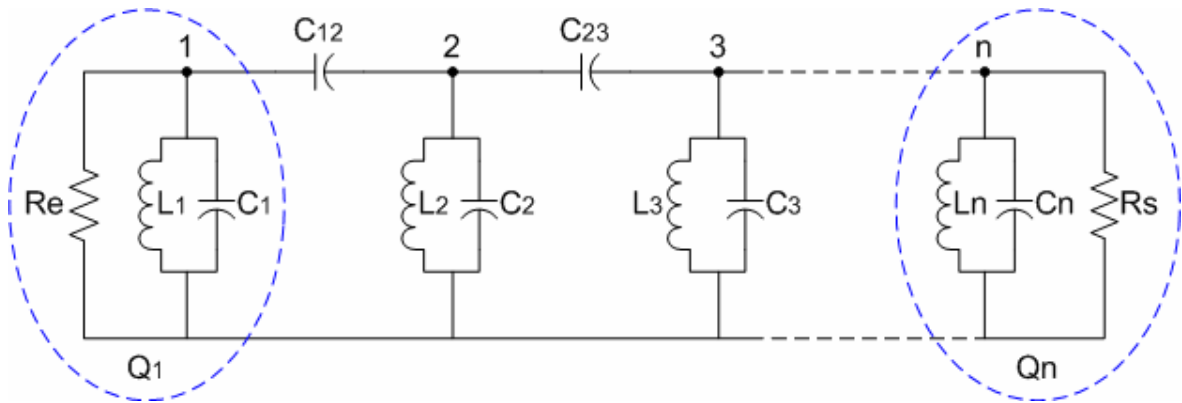


Figura 5.3: Filtro passa-faixa com ressoadores acoplados capacitivamente.

As capacitâncias de acoplamento entre o i -ésimo e j -ésimo nós são dadas por:

$$C_{i,j} = M_{i,j} C_{nó} \quad (5.7)$$

onde $C_{nó}$ é a capacitância em paralelo resultante em cada nó quando todos os outros nós estão curto circuitados, Fig. 5.4(b).

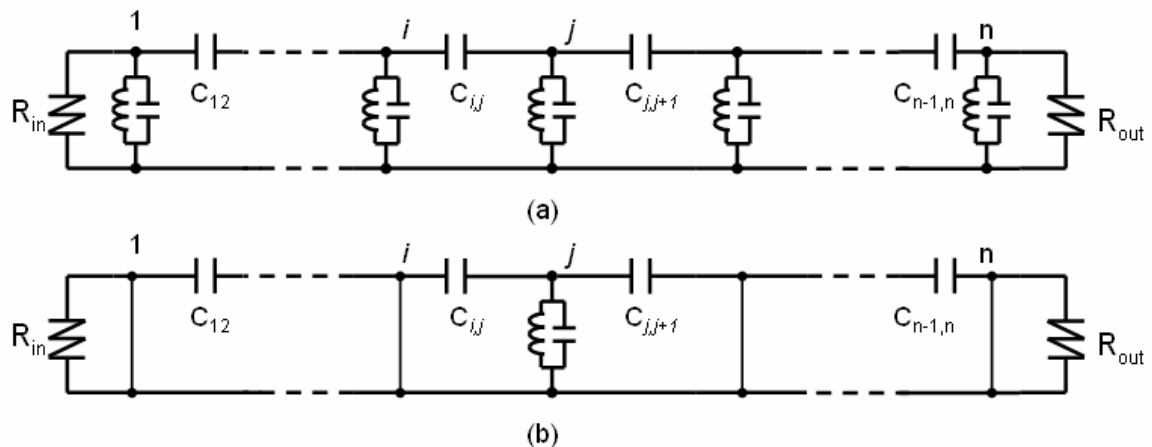


Figura 5.4: (a) Ressonadores acoplados capacitivamente do filtro passa faixa. (b) Circuito equivalente para calcular $C_{nó}$.

Assim, a capacitância paralela de cada circuito ressonante é igual à capacitância total nodal menos as demais capacitâncias de acoplamento conectadas naquele nó, [35].

$$C_j = C_{n\acute{o}} - C_{j-1,j} - C_{j,j+1} \quad (5.8)$$

A indutância nodal é escolhida de tal maneira que em conjunto com as resistências de fonte e carga produzam o Q necessário dos ressoadores de entrada e de saída. Quando todos os nós são curto-circuitados, exceto o j -ésimo nó, o indutor nodal L_j e o capacitor nodal C_j , ressonam em ω_0 .

Para o circuito acoplado indutivamente o procedimento é similar.

5.4 MATRIZ DE ACOPLAMENTO

A matriz geral de acoplamento para filtros com ressoadores acopladas pode ser formulada por uso das leis de circuito de Kirchhoff.

5.4.1 Ressonadores Hairpin miniaturizado

Considere um dispositivo composto de n ressoadores acoplados indutivamente conforme a figura 5.5. O acoplamento carga-ressoador é representado pelos elementos L_1 , C_1 , e L_n , C_n .

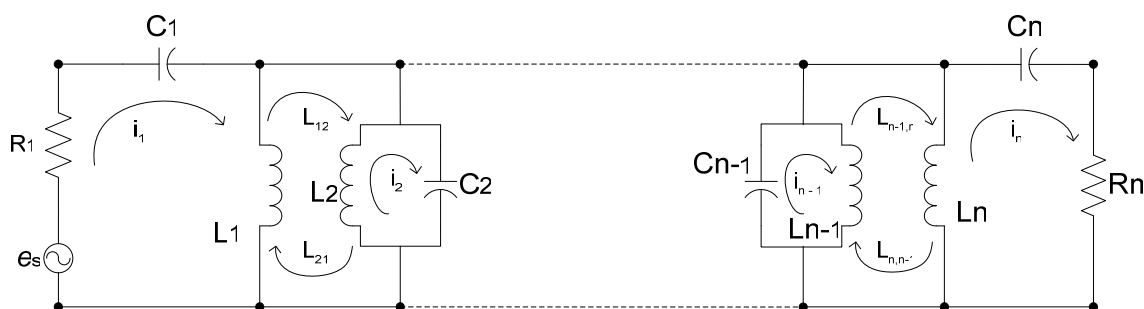


Figura 5.5: Circuito equivalente de n ressoadores acoplados com acoplamento indutivo.

Levando em consideração que i_i e e_s são as correntes de laço e tensão da fonte respectivamente, é possível, a partir da lei de tensão de Kirchhoff, se estabelecer a seguinte equação matricial:

$$\begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 + 1/j\omega C_1 & -j\omega L_{12} & \dots & -j\omega L_{1n} \\ -j\omega L_{21} & j\omega L_2 + 1/j\omega C_2 & \dots & -j\omega L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j\omega L_{n1} & -j\omega L_{n2} & \dots & R_n + j\omega L_n + 1/j\omega C_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

onde $L_{ij} = L_{ji}$ representam as indutâncias mutuas entre ressoadores i e j .

A equação (5.9) pode ser reescrita de forma compacta, $[Z] \cdot [i] = [e]$, onde $[Z]$ é uma matriz de impedância $n \times n$.

Para um filtro com ressoadores idênticos, o que significa $\omega_0 = 1/(LC)^{1/2}$ com $L = L_1 = L_2 \dots L_{n-1}$ e $C = C_1 = C_2 \dots C_{n-2}$, a matriz impedância pode ser normalizada em relação à banda fracionária do filtro como:

$$[Z] = \omega_0 L \cdot FBW \cdot [Z'] \quad (5.10)$$

A matriz de impedância normalizada $[Z']$ é então:

$$[Z'] = \begin{bmatrix} \frac{R_1}{\omega_0 L \cdot FBW} + p & -j \frac{\omega L_{12}}{\omega_0} \frac{1}{FBW} & \dots & -j \frac{\omega L_{1n}}{\omega_0 L} \frac{1}{FBW} \\ -j \frac{\omega L_{21}}{\omega_0 L} \frac{1}{FBW} & p & \dots & -j \frac{\omega L_{2n}}{\omega_0 L} \frac{1}{FBW} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -j \frac{\omega L_{n1}}{\omega_0 L} \frac{1}{FBW} & -j \frac{\omega L_{n2}}{\omega_0 L} \frac{1}{FBW} & \dots & \frac{R_n}{\omega_0 L \cdot FBW} + p \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

onde p representa a variável de frequência passa-baixas complexa,

$$p = j \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

Lembrando que o fator de qualidade é definido como o desempenho do elemento reativo quando influenciado pela resistência de carga, e que o coeficiente de acoplamento é definido como a razão da frequência de ressonância de dois elementos adjacentes pode-se escrever:

$$\frac{R_i}{\omega_0 L} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad \text{para } i = 1, n \quad (5.12)$$

e

$$M_{ij} = \frac{L_{ij}}{L} \quad (5.13)$$

Fazendo uma aproximação para banda estreita $\omega/\omega_0 \cong 1$, a matriz de impedância normalizada $[Z']$ pode ser escrita em função dos coeficientes de acoplamento normalizados

$m_{ij} = \frac{M_{ij}}{FBW}$ e dos fatores de qualidade externo normalizados $q_{ei} = Q_{ei}.FBW$ para $i = 1, n$.

$$[Z'] = \begin{bmatrix} 1/q_{e1} + p & -jm_{12} & \dots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p & \dots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \dots & 1/q_{en} + p \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Os parâmetros de espalhamento S_{11} e S_{21} dos filtros com ressoadores acoplados podem ser expressos com:

$$S_{11} = 1 - \frac{2R_1}{\omega_0 L.FBW} [Z']_{11}^{-1} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} [Z']_{11}^{-1} \quad (5.15)$$

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{R_1 R_n}}{\omega_0 L.FBW} [Z']_{n1}^{-1} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} q_{en}}} [Z']_{n1}^{-1}$$

5.4.2 Formulação com equações nodais

O circuito equivalente com n ressoadores acoplados é apresentado na figura 5.6, onde v_i é a tensão nodal, G é a condutância e i_s é a corrente de fonte.

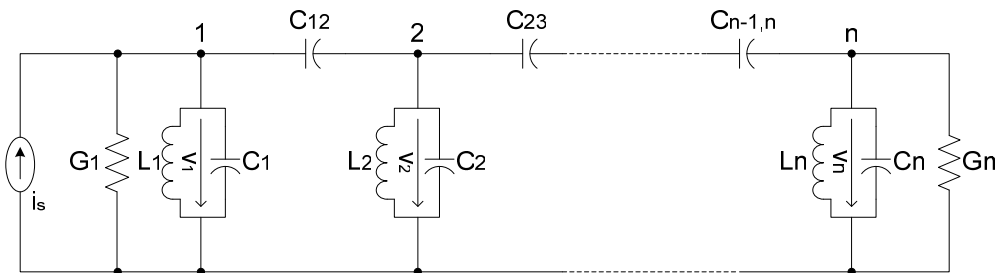


Figura 5.6: Circuito equivalente de n ressoadores acoplados em configuração nodal.

Utilizando a lei dos nós na figura 5.6, obtêm-se as equações nodais em forma matricial:

$$\begin{bmatrix} G_1 + j\omega C_1 + 1/j\omega L_1 & -j\omega C_{12} & \dots & -j\omega C_{1n} \\ -j\omega C_{21} & -j\omega C_2 + 1/\omega L_2 & \dots & -j\omega C_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \vdots \\ -j\omega C_{n1} & -j\omega C_{n2} & \dots & G_n + j\omega C_n + 1/j\omega L_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ \vdots \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

onde $C_{ij} = C_{ji}$ são as capacitâncias mutuas entre os ressoadores i e j . A matriz de impedância $n \times n$ pode ser expressa como: $[Y] = \omega_0 C.FBW. [Y']$, onde $\omega_0 = 1/(LC)^{1/2}$ é a frequência central do filtro, $FBW = \Delta\omega/\omega_0$ é banda relativa e $[Y']$ é a matriz de admitância normalizada. Para um filtro com ressoadores idênticos tem-se:

$$[Y'] = \begin{bmatrix} \frac{G_1}{\omega_0 C.FBW} + p & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{12}}{C} \frac{1}{FBW} & \dots & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{1n}}{C} \frac{1}{FBW} \\ -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{21}}{C} \frac{1}{FBW} & p & \dots & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{2n}}{C} \frac{1}{FBW} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{n1}}{C} \frac{1}{FBW} & -j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{C_{n2}}{C} \frac{1}{FBW} & \dots & \frac{G_n}{\omega_0 C.FBW} + p \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

onde p variável de frequência complexa do passa-baixas. O fator de qualidade externa Q_{ei} pode ser escrito como:

$$\frac{G_i}{\omega_0 C} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad \text{para } i = 1, n \quad (5.18)$$

enquanto o coeficiente de acoplamento como,

$$M_{ij} = \frac{C_{ij}}{C} \quad (5.19)$$

Para bandas estreitas, $\omega/\omega_0 \cong 1$, a matriz de admitância pode ser expressa como:

$$[Y'] = \begin{bmatrix} 1/q_{e1} + p & -jm_{12} & \dots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p & \dots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \dots & \frac{1}{q_{en}} + p \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

onde $q_{ei} = Q_{ei}.FBW$ e $m_{ij} = M_{ij}/FBW$.

Os parâmetros S_{11} e S_{21} podem ser expressos em função da matriz admitância:

$$S_{11} = \frac{2G_1}{\omega_0 C.FBW} [Y']_{n1}^{-1} - 1 = \frac{2}{q_{e1}} [Y']_{11}^{-1} - 1 \quad (5.21)$$

$$S_{21} = \frac{2\sqrt{G_1 G_n}}{\omega_0 C.FBW} [Y']_{n1}^{-1} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} q_{en}}} [Y']_{n1}^{-1}$$

5.4.3 Matriz geral de acoplamento

Das equações (5.15) e (5.21) tem-se seguinte relação:

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} [A]_{n1}^{-1} \quad (5.22)$$

$$S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1}$$

com,

$$[A] = [q] + p[U] - j[m]$$

onde $[q]$ é uma matriz $n \times n$ com todos seus elementos iguais a zero exceto para $q_{11} = 1/q_{e1}$ e $q_{nn} = 1/q_{en}$.

$[U]$ é a matriz identidade ou unitária.

$[m]$ é a matriz de acoplamento o qual é uma matriz $n \times n$ recíproca que permite ter elementos diagonais m_{ii} não zero para um filtro com sintonização assíncrona (filtro com ressoadores distintos).

5.5 TEORIA GERAL DE ACOPLAMENTO

Uma vez determinado a matriz de acoplamento com a característica desejada, a etapa seguinte é estabelecer a relação entre o valor de cada coeficiente de acoplamento e a estrutura física dos ressoadores acoplados.

O acoplamento entre duas estruturas quaisquer pode ser definido como a razão entre a energia acoplada e a energia armazenada, isto é, o coeficiente de acoplamento (k). A figura 5.7 mostra o acoplamento entre dois ressoadores, onde E e H representam os vetores de campo elétrico e magnético respectivamente.

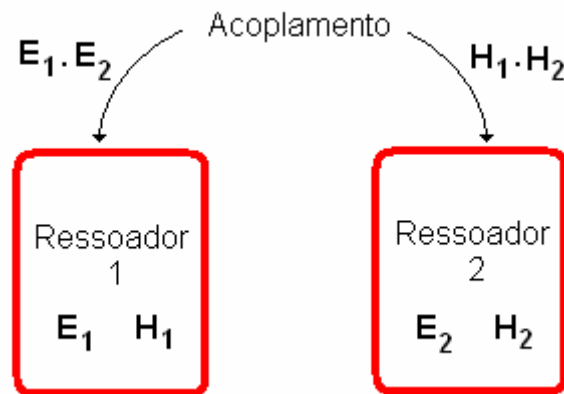


Figura 5.7: Acoplamento geral de ressoadores de microondas/RF.

Os ressoadores 1 e 2, fig. 5.7, podem ter diferentes configurações e mesmo frequências ressoantes diferentes. Determinar o coeficiente de acoplamento k analiticamente por meio dos campos é tarefa árdua. A determinação de k é normalmente feito por métodos numéricos.

O procedimento usualmente adotado é inicialmente analisar os acoplamentos entre ressoadores por meio de modelos de circuitos concentrados, com elementos capacitivos e indutivos, e em seguida implementados em estruturas distribuídas por meio de simuladores eletromagnéticos.

Há dois tipos de circuitos ressoadores acoplados: os circuitos ressoadores acoplados sincronamente e os circuitos ressoadores acoplados assincronamente. Nos circuitos acoplados assincronamente ocorrem os acoplamentos elétrico, magnético e cruzado e para cada um desses acoplamentos há um coeficiente de acoplamento designado como: k_E (coeficiente de acoplamento elétrico), k_M (coeficiente magnético) e k_X (coeficiente cruzado).

A figura 5.8 mostra os circuitos equivalentes em elementos concentrados para ressoadores de microondas/RF acoplados eletricamente, magneticamente e de forma

cruzada. Há formas alternativas de circuitos equivalentes para esses ressoadores como, por exemplo, os que empregam inversores de admitância.

A partir dos circuitos equivalentes é possível determinar os coeficientes de acoplamentos entre os ressoadores por meio da teoria de circuitos. Esses coeficientes são utilizados exhaustivamente em projetos com os mais distintos tipos de ressoadores. Como existe vasta literatura sobre a dedução desses coeficientes, nos limitamos aqui a apresentar as expressões mais significativas.

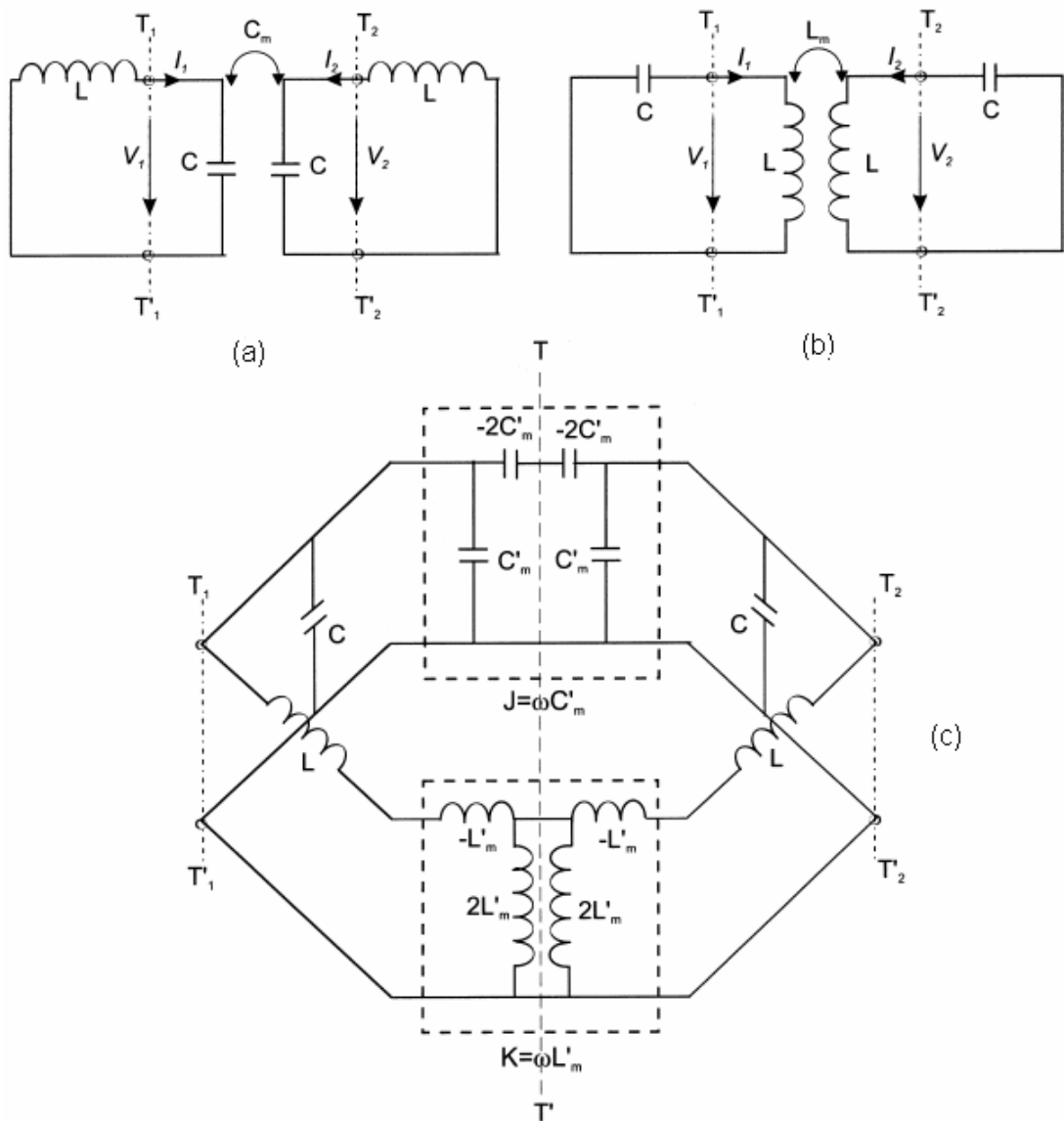


Figura 5.8: Modelos de circuitos equivalentes para ressoadores acoplados de forma: (a) elétrica, (b) magnética e (c) cruzada.

5.5.1 Coeficientes de acoplamentos

O coeficiente de acoplamento elétrico para ressoadores síncronos é dado por:

$$k_E = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{C_m}{C} \quad (5.23)$$

C_m é a capacitância mutua. f_e é a frequência de ressonância com parede elétrica entre os ressoadores e f_m é a frequência de ressonância com parede magnética. Eles podem ser calculados por:

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C+C_m)}} \quad f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C-C_m)}} \quad (5.24)$$

O coeficiente de acoplamento magnético é dado por:

$$k_M = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{L_m}{L} \quad (5.25)$$

Aqui f_e e f_m são calculados por:

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L-L_m)}} \quad f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{C(L+L_m)}} \quad (5.26)$$

Já para o coeficiente de acoplamento cruzado tem-se:

$$k_X = \frac{f_m^2 - f_e^2}{f_m^2 + f_e^2} = \frac{CL'_m + LC'_m}{LC + L'_m C'_m} \quad (5.27)$$

onde f_e e f_m são determinados por:

$$f_e = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-L'_m)(C-C'_m)}} \quad f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L+L'_m)(C+C'_m)}} \quad (5.28)$$

C'_m e L'_m são a capacitância mútua e a indutância mútua associadas ao inversor de admitância e ao inversor de impedância do circuito equivalente. Para $C'_m L'_m \ll CL$ a equação (5.27) pode ser aproximada por:

$$k_X \approx \frac{L'_m}{L} + \frac{C'_m}{C} = k'_M + k'_E \quad (5.29)$$

A figura 5.9 mostra o caso mais general de acoplamento de ressoadores com sintonização assíncrona.

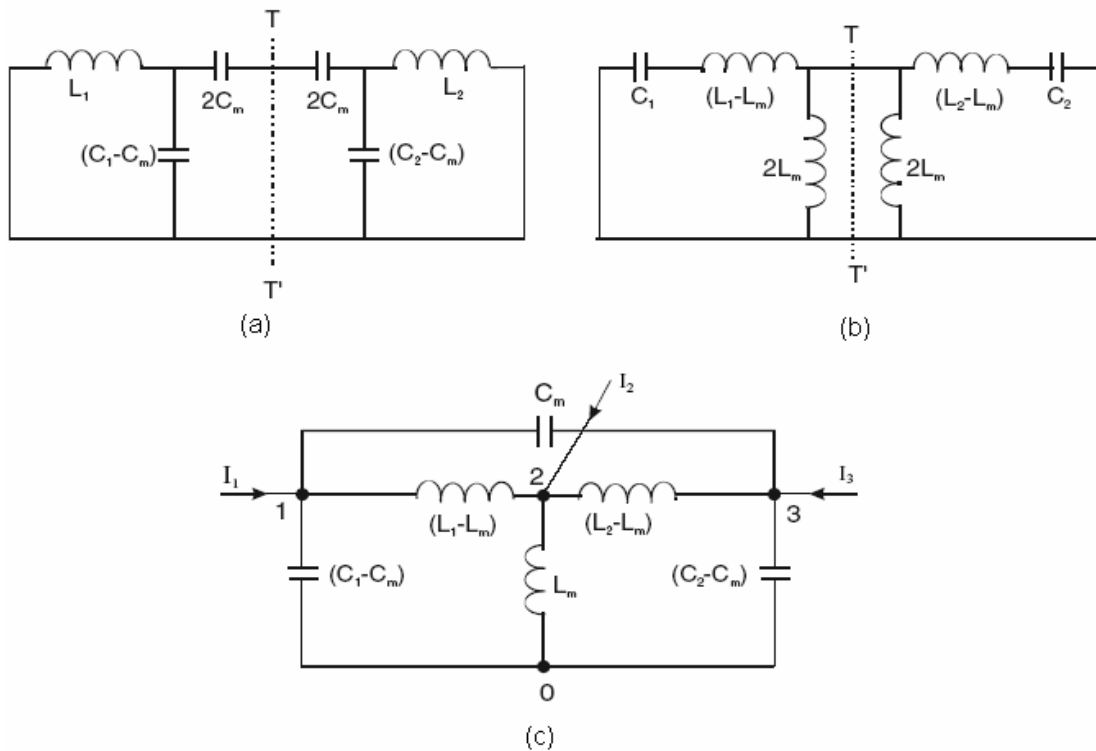


Figura 5.9: Circuitos ressoadores com sintonização assíncrona acoplados em forma: (a) elétrica, (b) magnética e (c) cruzada.

Para o caso dos circuitos ressoadores acoplados com sintonização assíncrona utiliza-se uma formula geral para expressar coeficiente de acoplamento

$$k = \pm \frac{1}{2} \left(\frac{f_{02}}{f_{01}} + \frac{f_{01}}{f_{02}} \right) \sqrt{\left(\frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \right)^2 - \left(\frac{f_{02}^2 - f_{01}^2}{f_{02}^2 + f_{01}^2} \right)^2} \quad (5.30)$$

onde f_{01} e f_{02} são as frequências de ressonância dos dois ressoadores acoplados. Aqui f_{p1} e f_{p2} correspondem a f_e e f_m respectivamente.

A equação (5.30) também é aplicável a ressoadores acoplados com sintonia síncrona. Se o par de ressoadores acoplados tem a mesma frequência de ressonância, ou seja, $f_{01} = f_{02}$, a relação (5.30) resulta em:

$$k = \pm \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \quad (5.31)$$

O sinal negativo tanto na equação (5.30) como da equação (5.31) é originado pelo acoplamento cruzado dos ressoadores. Mas em geral e principalmente em projetos de filtros o acoplamento positivo ou negativo é relativo, pois ele pode ter diversas origens. Resultado de diversas fontes.

5.6 FATOR DE QUALIDADE EXTERNO Q_e

Um dos grandes problemas em um filtro a ressoadores acoplados são os acessos de entrada e saída do sinal. Um bom acoplamento ressoador-carga tem a capacidade de retratar a qualidade dos acoplamentos entre ressoadores. Um acoplamento sofrível ressoador-carga compromete todo o desempenho do filtro. O parâmetro que mede a qualidade do acoplamento ressoador - carga é o fator de qualidade externo. A Fig. 5.10 mostra alguns tipos de configurações utilizadas para excitar os ressoadores.

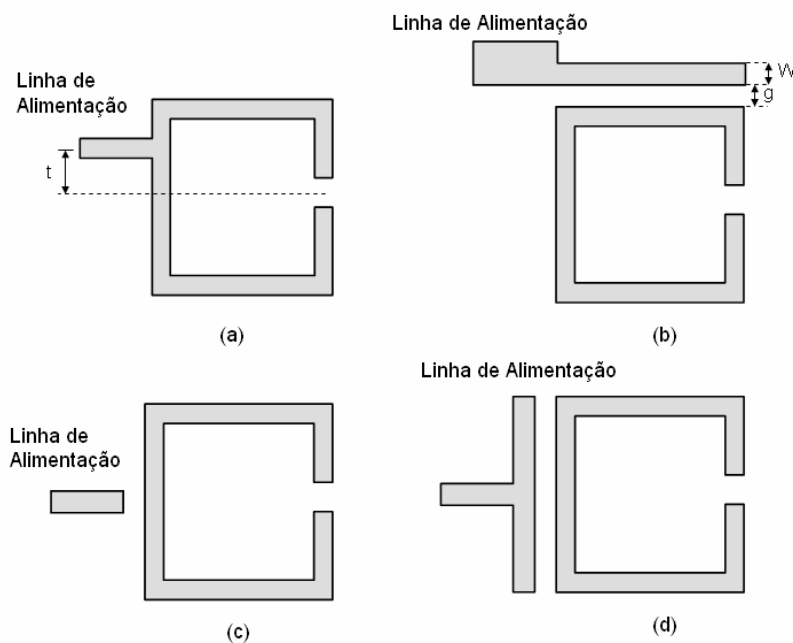


Figura 5.10: Estruturas de acesso para filtros com ressoadores acoplados.

Em 5.10(a) a linha de entrada é diretamente conectada ao ressoador. Neste caso o acoplamento ou fator de qualidade externo é controlado pela posição t da linha de entrada. Quando t é pequeno, ou seja, a linha de entrada se aproxima da terra virtual, o acoplamento enfraquece ou o fator de qualidade externo aumenta. Em 5.10(b) a excitação é feita por meio de linhas acopladas paralelamente. Para um espaçamento pequeno entre as linhas e uma largura estreita da linha acoplada tem-se um fator de qualidade externo pequeno.

Para o caso de um ressoador com carga simples, o fator de qualidade externo é definido pela seguinte relação:

$$Q_e = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 90^\circ}} \quad (5.32)$$

onde ω_0 é a frequência de ressonância do ressoador e $\Delta\omega_{\pm 90^\circ}$ deve ser determinado na frequência em que se tem um deslocamento de fase de $\pm 90^\circ$ em relação à frequência de ressonância ω_0 .

Alternativamente o Q_e em função do retardo de grupo de S_{11} na ressonância é dado por:

$$Q_e = \frac{\omega_0 \tau_{S_{11}}(\omega_0)}{4} \quad (5.33)$$

Para as estruturas simétricas, o fator de qualidade externo pode ser dado pela relação:

$$Q'_e = \frac{Q_e}{2} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{3dB}} \quad (5.34)$$

onde $\Delta\omega_{3dB}$ é a largura de banda na qual a atenuação de S_{21} é 3dB abaixo da medida na frequência de ressonância. Na equação (5.34) pode-se observar que Q_e é igual a duas vezes Q'_e .

5.7 EXTRAÇÃO PRÁTICA DO COEFICIENTE DE ACOPLAMENTO

Na prática, para se obter o coeficiente de acoplamento de um par de ressoadores acoplados é preciso utilizar um simulador EM [34]. A figura 5.11 apresenta a máscara de dois ressoadores eletricamente acoplados.

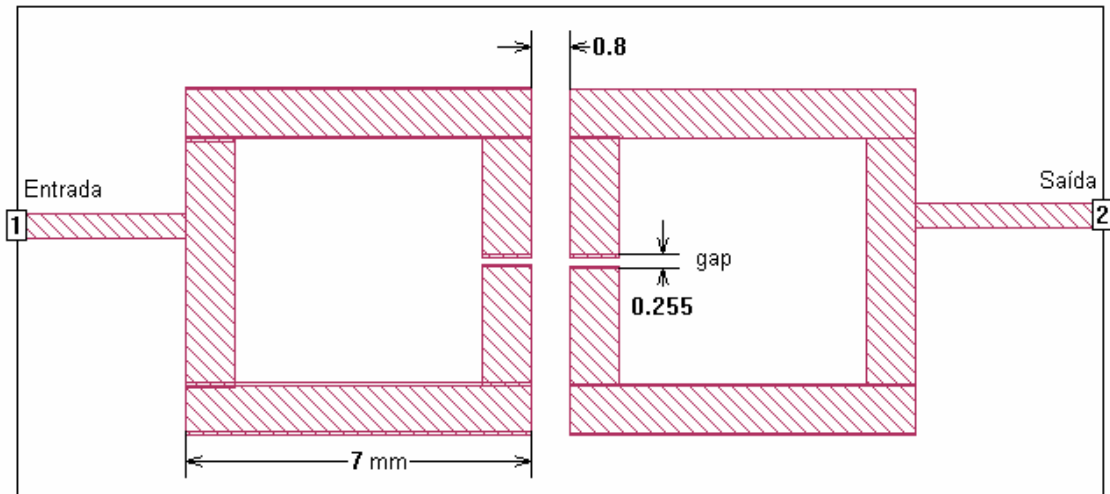


Figura 5.11: Máscara de dois ressoadores acoplados eletricamente.

Esta estrutura foi simulada empregando o simulador EM SONNET. As dimensões dos ressoadores são também apresentadas na figura 5.11, o valor do gap é igual a 0,255 mm, e a separação entre os dois ressoadores é $s = 0,8$ mm.

O parâmetro S_{21} dos ressoadores acoplados é mostrado na figura 5.12. Pode-se observar as duas frequências de ressonância f_{p1} e f_{p2} das quais o coeficiente de acoplamento entre os ressoadores é calculado.

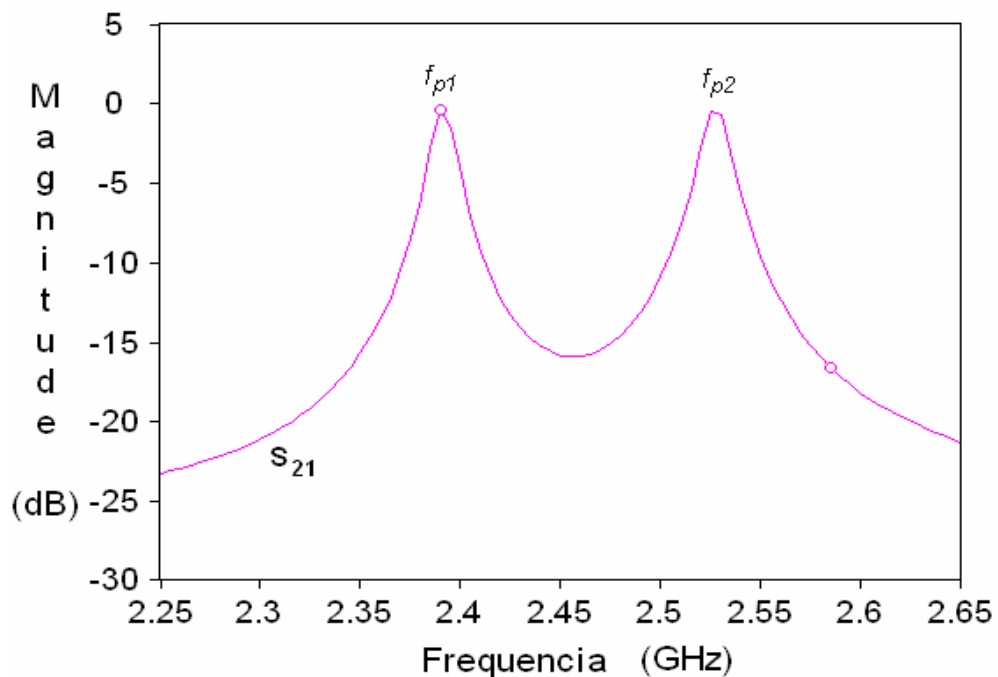


Figura 5.12: Resposta simulada dos ressoadores acoplados eletricamente.

Da fig. 5.12 obtêm-se os valores de $f_{p1} = 2,39$ GHz e $f_{p2} = 2,53$ GHz. Como se trata de um acoplamento elétrico e considerando um sistema síncrono, o coeficiente de acoplamento pode ser calculado pela equação (5.23). Dessa forma, o coeficiente de acoplamento resultante é igual a $k = 0,057$.

FILTROS ELÍPTICOS E PSEUDO ELÍPTICOS EM PARÂMETROS DISTRIBUÍDOS

Este capítulo é consagrado à implementação de filtros elípticos e pseudo-elípticos em parâmetros distribuídos nas configurações passa-baixas, passa-faixa e rejeita-faixa.

6.1 FILTROS PASSA BAIXAS

No projeto de filtros passa-baixas elípticos em parâmetros distribuídos optou-se por duas configurações que utilizam estruturas planares retangulares e ressoadores hairpin SIR, respectivamente. Ambas as topologias usam o protótipo passa-baixas em parâmetros concentrados do filtro elíptico, desenvolvido pelo método de Cauer e a aplicação da transformada Z.

A configuração básica do filtro elíptico usada para a síntese de filtros em parâmetros distribuídos é mostrada na Fig. 6.1.

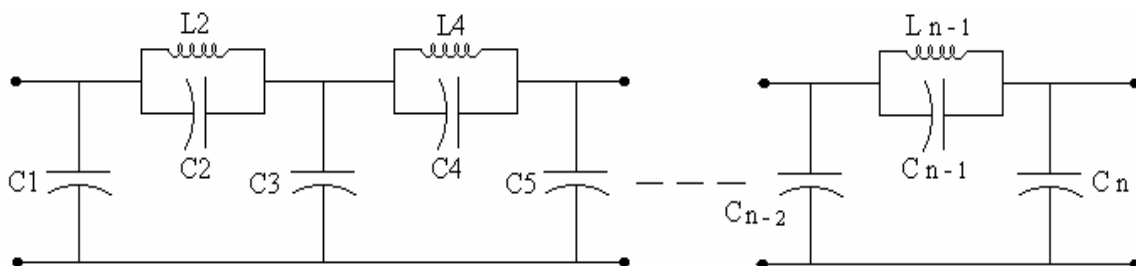


Figura 6.1: Filtro elíptico em parâmetros concentrados.

6.1.1 Filtro elíptico com estruturas retangulares

O projeto do filtro elíptico passa-baixas em parâmetros distribuídos, é baseado nas propriedades de filtragem de uma estrutura retangular de duas portas, [36]. As estruturas retangulares se apresentam em duas configurações distintas denominadas tipo-P e tipo-N. A idéia básica é estabelecer a equivalência entre a estrutura retangular e uma célula básica do protótipo passa-baixas em parâmetros concentrados, Fig. 6.2. Com isso, se consegue

ainda mais, diminuir o número de elementos distribuídos, minimizando as perdas parasitas causadas pelas descontinuidades da estrutura.

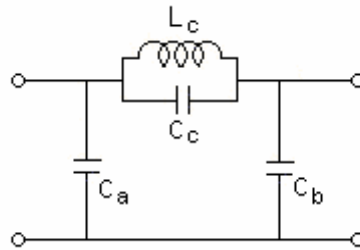


Figura 6.2: Célula básica do filtro elíptico em parâmetros concentrados.

A Fig. 6.3 mostra as topologias das estruturas planares denominadas tipo-P e tipo-N, que são empregadas na síntese do filtro.

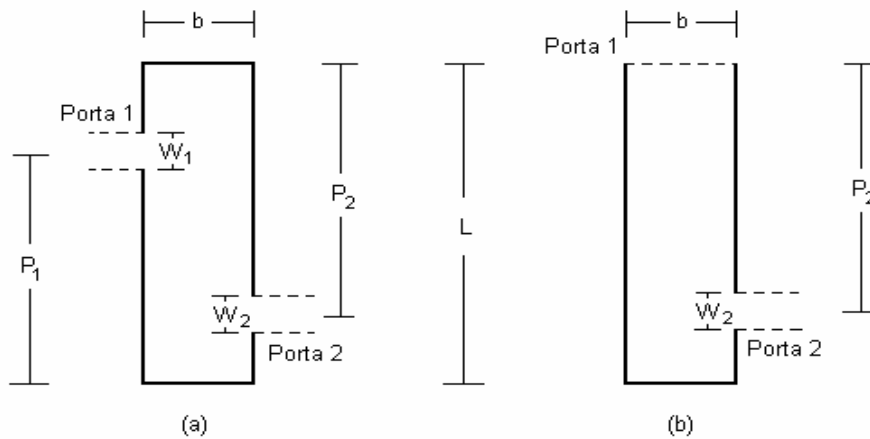


Figura 6.3: Estruturas retangulares: (a) tipo-P (Paralelo) e (b) tipo-N (Normal).

Inicialmente os campos eletromagnéticos dentro da estrutura retangular são expandidos em termos dos modos ressonantes. Cada modo ressoante é representado por uma célula anti-ressoante LC. Levando em consideração só os dois primeiros modos ressoantes, é possível obter a matriz de impedância. Então, os parâmetros de impedância das estruturas retangulares da Fig. 6.3, são dados por:

$$Z_{mn} = h_o \left[\frac{1}{jW} + \frac{2jWq_m q_n}{W_{10}^2 - W^2} \right] \quad m, n = 1, 2 \quad (6.1)$$

onde, para o elemento tipo-P :

$$\begin{aligned}
 h_o &= \frac{t}{\epsilon b l} \\
 q_i &= (-1)^i \cos\left(\frac{\pi p_i}{l}\right) \text{Sn}\left(\frac{\pi w_i}{2l}\right) \\
 \text{Sn}(x) &= \frac{\text{sen}(x)}{x} \quad \mathbf{e} \quad W_{10}^2 = \frac{\pi^2}{\mu \epsilon l^2}
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

e para o tipo-N, as equações acima são mantidas com exceção de que o coeficiente q_1 é igual a unidade.

$$q_1 = 1 \tag{6.3}$$

Na equação (6.2), t , μ , ϵ são: a espessura do substrato, a permeabilidade e a permissividade, respectivamente. E como mostrado na Fig. 6.3, b , l são as dimensões do elemento retangular; p_1 e p_2 , as posições das portas; e w_1 , w_2 as suas espessuras.

Assume-se ainda que, b , l , p_1 , w_1 , p_2 , w_2 , e ϵ sejam os parâmetros efetivos dos elementos retangulares.

Fazendo-se agora com que, a célula básica (Fig. 6.2) seja equivalente à estrutura retangular em microstrip por meio da manipulação matemática da equação 6.1, tem-se, os valores dos componentes do filtro passa-baixas da célula básica relacionados com os parâmetros das estruturas retangulares. :

$$\begin{aligned}
 C_1 &= \frac{C_o}{1 - \frac{q_1}{q_2}} \quad ; \quad C_2 = \frac{C_o}{2} \frac{(1 + 2q_1 q_2)}{(q_1 - q_2)^2} \\
 C_3 &= \frac{C_o}{1 - \frac{q_2}{q_1}} \quad ; \quad L_2 = \frac{2\mu t}{\pi^2} \left(\frac{l}{b}\right) (q_1 - q_2)^2
 \end{aligned} \tag{6.4}$$

onde :

$$C_o = \frac{1}{h_o} = \frac{\epsilon b l}{t} \tag{6.5}$$

No caso do elemento retangular tipo-P, os valores de C_1 , C_3 , C_2 e L_2 podem ser controlados independentemente por meio da variação das dimensões l , b da estrutura e a posição das portas p_1 , p_2 . No entanto, para o caso do elemento retangular tipo-N, para que a posição da primeira porta seja fixa, os valores de capacitância da célula básica precisam satisfazer a seguinte equação:

$$C_1 = \frac{C_3}{2} \cdot \frac{C_3 - 2C_2}{C_3 + C_2} \quad (6.6)$$

já que, como dito anteriormente, o coeficiente q_1 para o elemento tipo-N é igual à unidade.

O importante para a síntese de filtros elípticos passa-baixas em parâmetros distribuídos, é então, estabelecer as relações existentes entre os parâmetros dos elementos retangulares com a célula básica em parâmetros concentrados, já que, o filtro elíptico passa-baixas em parâmetros concentrados já foi obtido pelo método de aproximação de Cauer, aplicando-se as transformadas Z , assim como mostrado nos capítulos anteriores.

Assumindo que seja conhecido as impedâncias de entrada e saída do filtro pode-se calcular então, as espessuras w_1 e w_2 de entrada e saída respectivamente, desde que seja dado a altura do substrato (t), a permeabilidade (μ) e a permissividade relativa ϵ_r . Existem fórmulas apropriadas que realizam tal cálculo.

Os filtros elípticos de ordem elevada são baseados na combinação em cascata dos elementos retangulares, fazendo algumas modificações ao filtro protótipo passa baixas.

Na Fig. 6.4(a) observa-se o filtro elíptico passa-baixas. Uma pequena modificação é realizada na célula básica, isto é, os capacitores internos em paralelo são decompostos em dois capacitores em paralelo, conforme a Fig. 6.4(b). A rede resultante agora está composta de m células elementares e cada uma delas correspondem a um elemento retangular, como mostrado na Fig. 6.4(c).

Em resumo, a Fig. 6.4 mostra o circuito equivalente de um filtro elíptico passa-baixas distribuído.

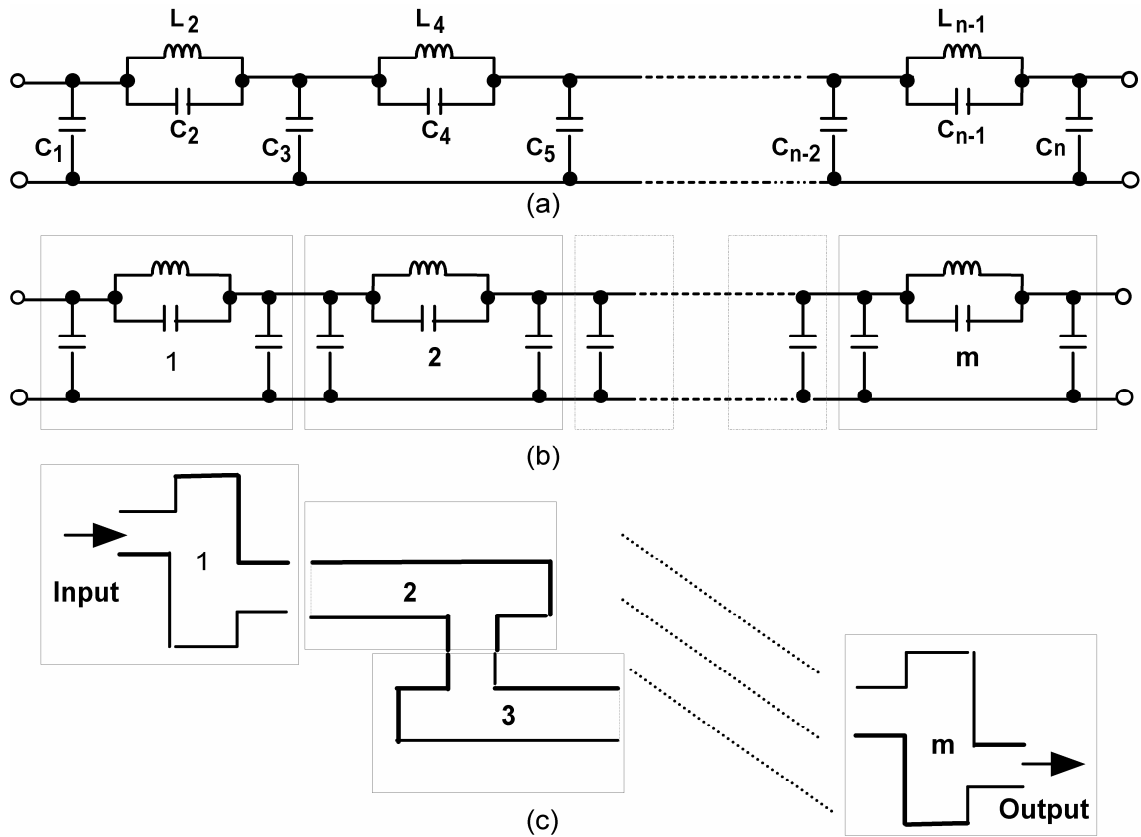


Figura 6.4: Filtro elíptico em estruturas retangulares de ordem elevada.

6.1.2 Filtro elíptico com ressoadores Hairpin com degrau de impedância (SIR)

Tratasse de um filtro elíptico passa-baixas, de estrutura compacta [37], que emprega ressoadores harpin com degrau de impedância (SIR) em tecnologia *microstrip*. As dimensões do protótipo passa-baixas são sintetizadas a partir do circuito equivalente. Filtros utilizando múltiplos ressoadores em cascata fornecem uma resposta de frequência com banda passante bem definida, banda de transição minimizada e baixas perdas de inserção.

6.1.2.1 Modelo do circuito equivalente para o hairpin com degrau de impedância

A estrutura básica do ressoador hairpin SIR, conforme visto no capítulo 4, consiste de uma linha de transmissão simples de comprimento l_s e linhas acopladas com comprimento l_{ac} . A impedância característica da linha de transmissão simples é Z_s . Z_{oe} e

Z_{oo} são as impedâncias dos modos par e ímpar das linhas acopladas paralelamente, Fig. 6.5.

A grande vantagem do ressoador hairpin SIR em relação ao ressoador hairpin convencional diz respeito ao tamanho. As dimensões do ressoador hairpin SIR podem ser controladas pela escolha da impedância Z_s da linha de transmissão simples. Escolhendo: $Z_s > (Z_{oe} \cdot Z_{oo})^{1/2}$ o tamanho do ressoador hairpin SIR, fica muito menor que o ressoador hairpin convencional.

O circuito equivalente do ressoador hairpin SIR, Fig. 6.5(c), é resultante dos circuitos equivalentes de uma linha simples Fig. 6.5(a) e das linhas simétricas acopladas, Fig. 6.5(b).

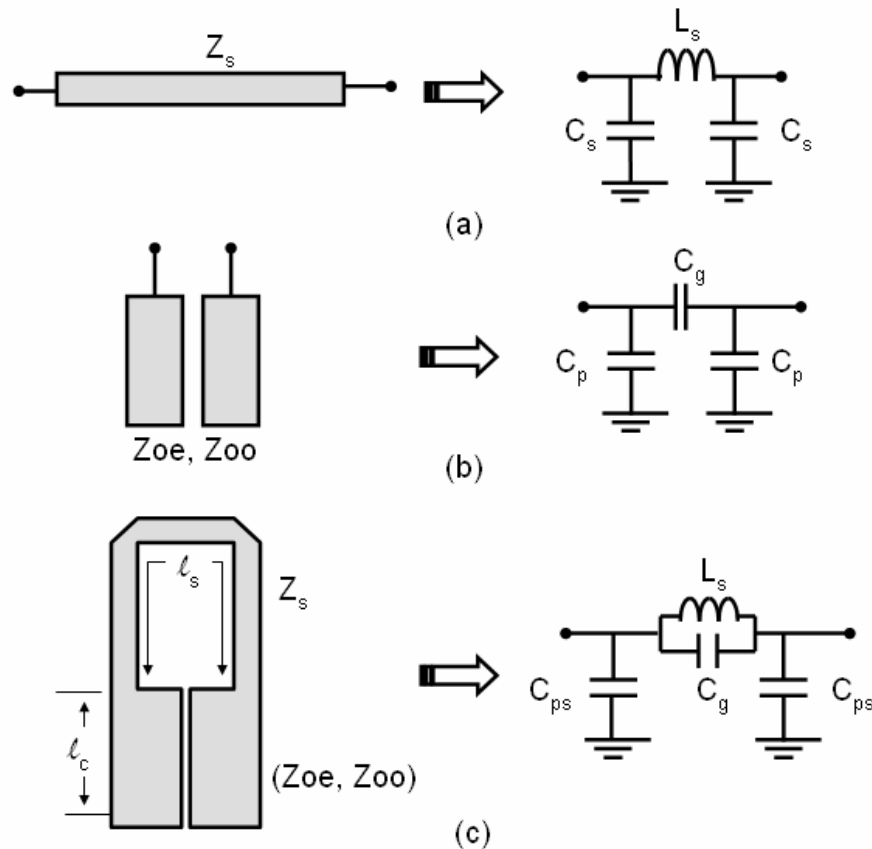


Figura 6.5: Ressorador hairpin SIR e seu circuito equivalente.

O capacitor C_{ps} representa a soma das capacitâncias da linha acoplada (C_p), da linha de transmissão simples (C_s) e da descontinuidade entre a linha simples e as linhas acopladas (C_Δ).

$$C_{ps} = C_p + C_s + C_\Delta \quad (6.7)$$

Igualando-se as matrizes ABCD da linha de transmissão simples e de seu circuito equivalente em parâmetros concentrados, Fig.6.5(a), as expressões para L_s e C_s são obtidas.

$$L_s = \frac{Z_s \text{sen}(\beta_s l_s)}{\omega} \quad (6.8)$$

$$C_s = \frac{1 - \cos(\beta_s l_s)}{\omega Z_s \text{sen}(\beta_s l_s)}$$

onde β_s e β_c são as constantes de fase da linha de transmissão simples e das linhas acopladas respectivamente.

Similarmente, comparando as matrizes ABCD das linhas acopladas paralelamente e do circuito equivalente correspondente, Fig. 6.5b, determina-se as capacitâncias C_p e C_g .

$$C_g = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{2\omega Z_{oe} Z_{oo} \cot(\beta_c l_c)} \quad (6.9)$$

$$C_p = \frac{1}{\omega Z_{oe} \cot(\beta_c l_c)}$$

A capacitância C_Δ , que representa a descontinuidade entre a linha simples e as linhas acopladas é calculada por formula empírica a partir das larguras das linhas [34]. As larguras das linhas são escolhidas de maneira que satisfaçam a premissa $Z_s > (Z_{oe} Z_{oo})^{1/2}$.

Os comprimentos da linha de transmissão simples e das linhas acopladas podem ser calculados por:

$$l_s = \frac{\text{sen}^{-1}(\omega_c L_s / Z_s)}{\beta_s} \quad (6.10)$$

$$l_c = \frac{\tan^{-1}[\omega_c Z_{oe} (C_{ps} - C_s - C_\Delta)]}{\beta_c}$$

6.1.2.2 Filtro passa-baixas de um simples ressoador hairpin com degrau de impedância

A máscara de um filtro passa-baixas com resposta elíptica com um simples ressoador é mostrada na figura 6.6, As dimensões foram calculados pelas equações apresentadas anteriormente e ajustadas coma ajuda do simulador eletromagnético SONNET [38].

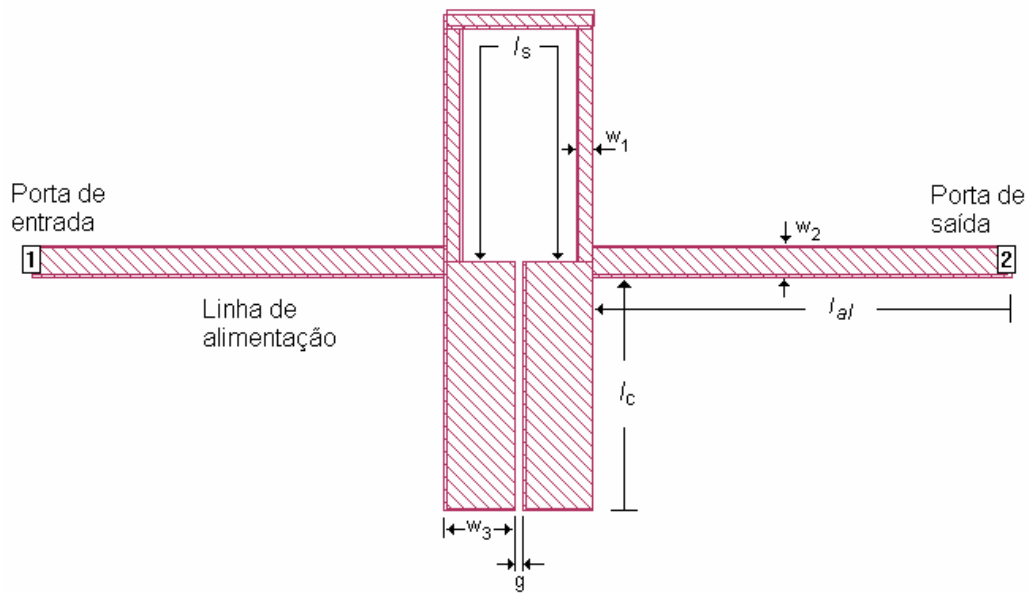


Figura 6.6: Máscara do filtro passa-baixa com um simples ressonador hairpin SIR.

O filtro passa-baixas foi projetado para uma frequência de corte de 2GHz em um substrato cujas características são: constante dielétrica relativo $\epsilon_r = 10,2$ e espessura = 0,635 mm. As dimensões do filtro são: $l_{al} = 8$ mm, $l_s = 11,92$ mm, $l_c = 4,5$ mm, $w_1 = 0,57$ mm, $w_2 = 0,3$ mm, $w_3 = 1,31$ mm, e $g = 0,2$ mm. Com esses dados o filtro apresentou as seguintes respostas S_{11} e S_{21} , como mostradas na Fig. 6.7.

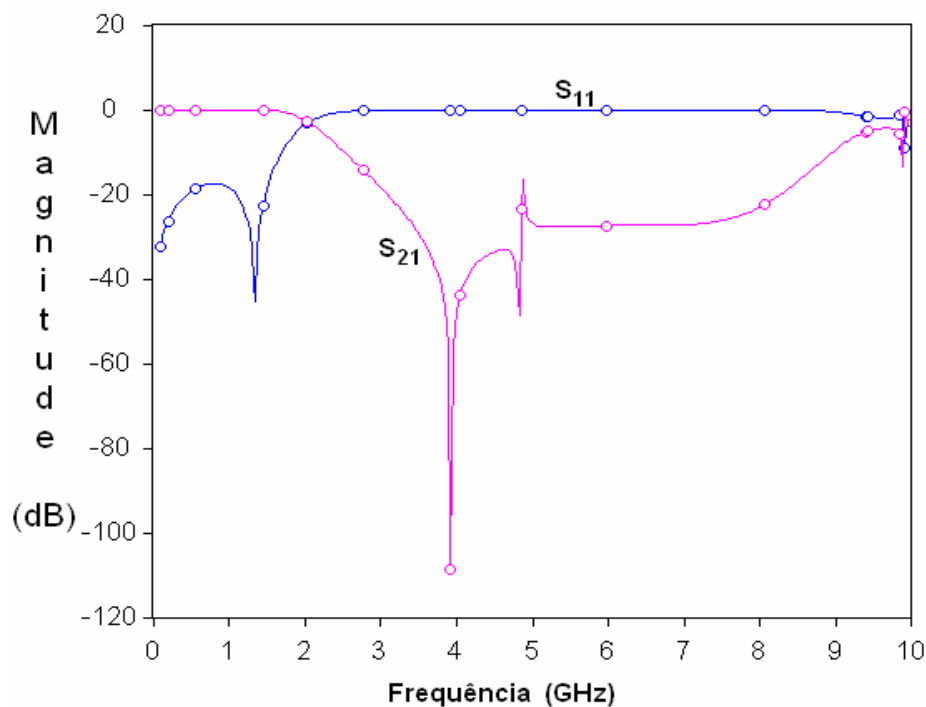


Figura 6.7: Resposta de frequência simulada do filtro elíptico passa-baixa.

Uma visão mais em detalhe do comportamento do filtro na banda de 3dB é apresentado na Fig. 6.8.

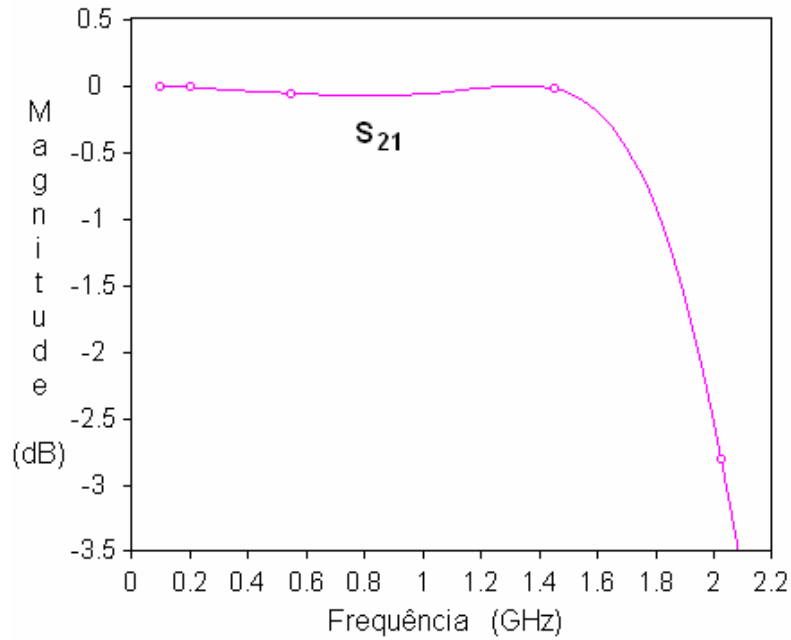


Figura 6.8: Desempenho do filtro na banda passante.

6.1.2.3 Filtro passa-baixas com ressoadores hairpin SIR em cascata

Para aumentar a seletividade do filtro apresentado acima, pode-se empregar vários ressoadores hairpin SIR em cascata como mostra a figura 6.9. Neste exemplo, os ressoadores estão conectados por linhas de transmissão adjacentes com larguras diferentes w_1, w_2, w_3 , ou seja, trata-se de uma estrutura com acoplamento assimétrico [39].

As linhas acopladas assimétricas podem ser tratadas como linhas simétricas acopladas a uma simples linha separada, conforme ilustra a Fig. 6.9(b). Assim, como é possível observar na Fig. 6.9(c), o circuito equivalente é apenas acrescido da capacitância C_{sp} responsável pelo acoplamento linha-linhas paralelas.

$$C_{sp} = \epsilon_o \epsilon_r \frac{W}{h} \quad (6.11)$$

onde W é a largura da linha adjacente e h a altura do substrato.

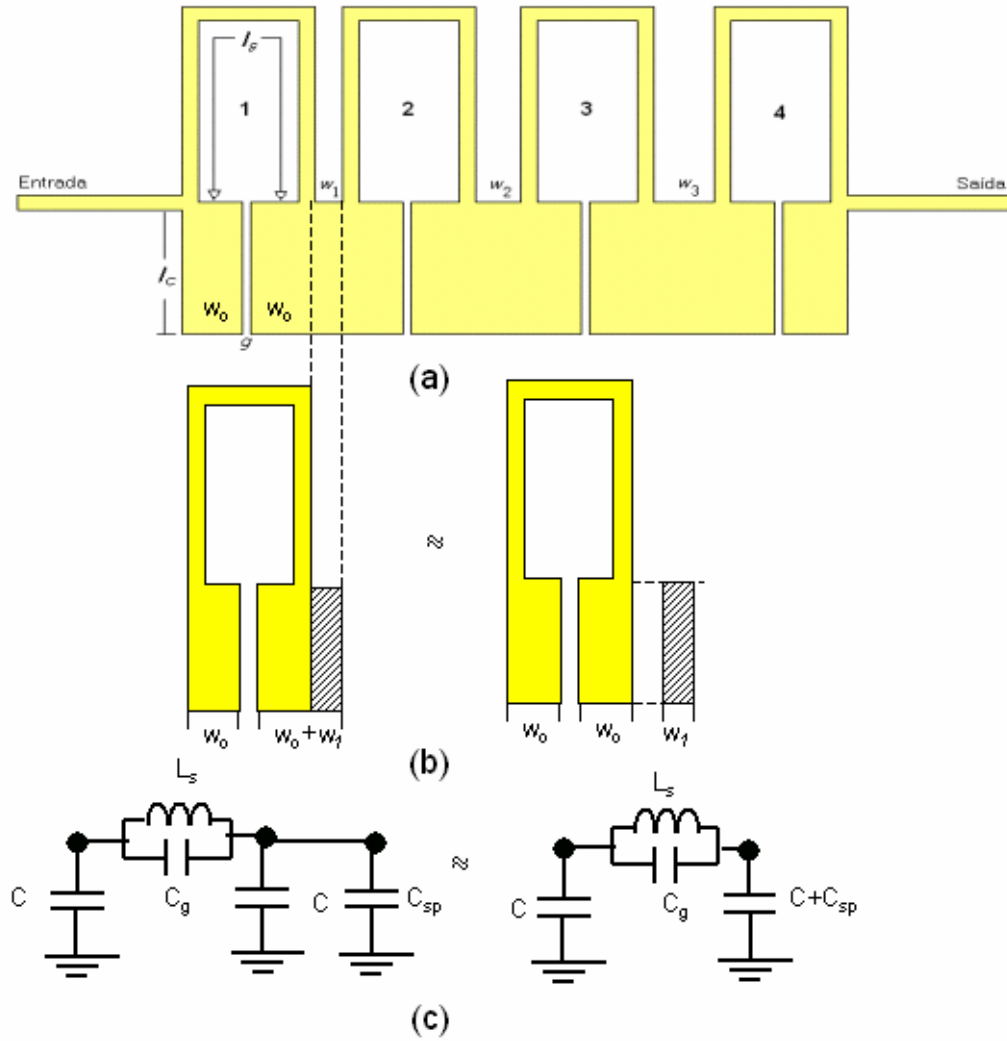


Figura 6.9: Filtro passa-baixas em cascada com ressoadores hairpin SIR.

O circuito equivalente do filtro passa-baixa da fig. 6.9 é apresentada na seguinte Fig. 6.10, onde são ilustrados os quatro ressoadores que fazem parte do filtro passa-baixas.

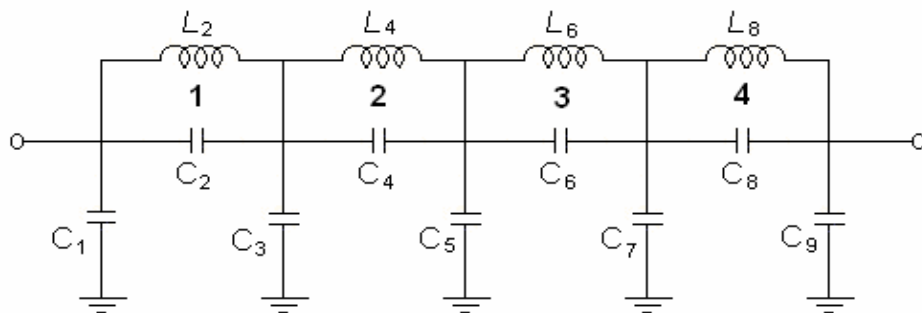


Figura 6.10: Circuito equivalente dos 4 ressoadores hairpin SIR em cascada.

6.2 FILTROS PASSA-FAIXA

Os filtros passa-faixas com respostas elípticas são extremamente atrativos para sistemas de comunicações onde se exige alto grau de seletividade e bandas passantes estreitas. Contudo dois problemas inibem a realização de filtros elípticos em parâmetros distribuídos. Esses problemas são associados às impedâncias das linhas, que podem variar dentro de um largo espectro e a dificuldade de construção de certas formas de ressoadores que permitam obter os coeficientes de acoplamento desejados.

Duas soluções para a problemática exposta são apresentadas. A primeira delas, por meio de transformações sucessivas sobre o protótipo passa-baixas consegue contornar as dificuldades de realização. A segunda sugestão, que é baseada no conceito de filtros generalizados, propõe uma solução de compromisso onde somente alguns zeros de transmissão em frequências finitas são implementados. As respostas de amplitudes obtidas com apenas alguns zeros de transmissão finitos são conhecidas com pseudo-elíptica.

6.2.1 Filtro elíptico com acoplamento direto

O filtro elíptico com acoplamento direto é baseado em transformações sucessivas aplicadas ao protótipo passa-baixas, [6], e utiliza “estubes” em aberto para implementação em parâmetros distribuídos.

A Fig. 6.11, mostra o processo de transformação do protótipo passa-baixas no filtro passa-faixa em parâmetros distribuídos. Inicialmente, por meio de um mapeamento de frequências convencional, o filtro passa-baixas é transformado em um passa-faixa, Fig.6.11(b). Em seguida os zeros de transmissão representados pelos ressoadores em série são separados por meio da transformação de Geffe [40], Fig. 6.11 (c). Inversores de admitância são então aplicados aos ressoadores em paralelo em série para convertê-los em ressoadores em paralelo em série, Fig. 6.11(d).

Finalmente, o filtro é representado em parâmetros distribuídos, Fig.6.11 (e). Os inversores são realizados como linhas de transmissão de $\lambda/4$, os modos ressonantes em paralelo como estubes em aberto de $\lambda/2$ e os modos ressonantes em série como estubes em aberto de $\lambda/4$.

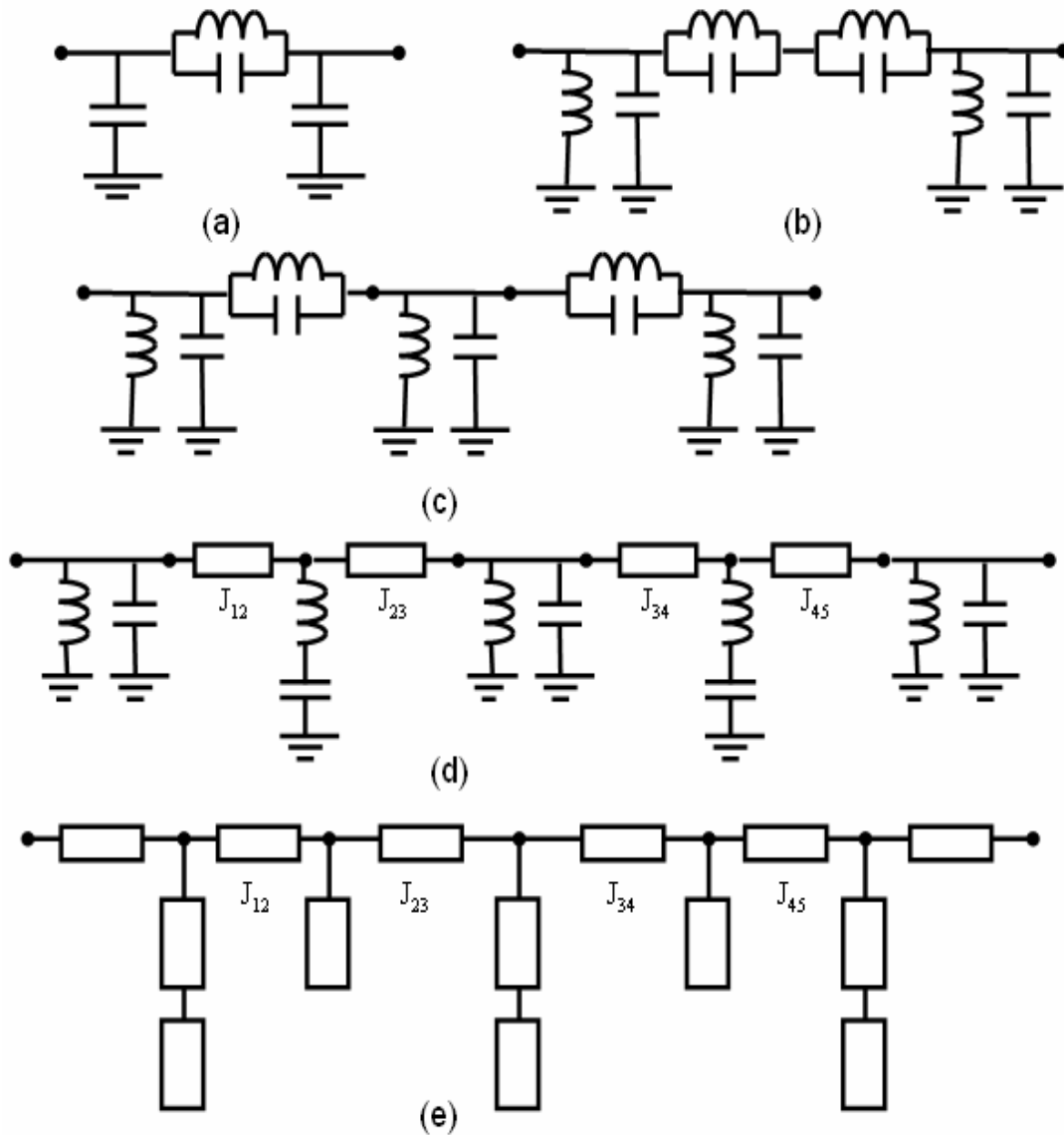


Figura 6.11: Transformação passa-baixas elíptico em passa-faixa com parâmetros distribuídos.

As muitas transformações utilizadas e as inúmeras descontinuidades entre as larguras das linhas, tendem a escamotear as características elípticas da resposta amplitude. A atenuação mínima desejada na banda de rejeição é a característica mais difícil de ser preservada. O sucesso deste tipo de projeto envolve um paciente trabalho de ajuste e sucessivas otimizações.

Os filtros passa-faixa elíptico com acoplamento direto, geralmente são de tamanho considerável porque incluem várias sessões em cascata separadas por 90° , devido aos inversores, e alguns estubes de 180° de comprimento.

A Fig. 6.12 mostra a máscara de um filtro passa-faixa elíptico de terceira ordem centrado em 5,6 GHz. A resposta típica deste filtro é apresentada na Fig. 6.13, [6].

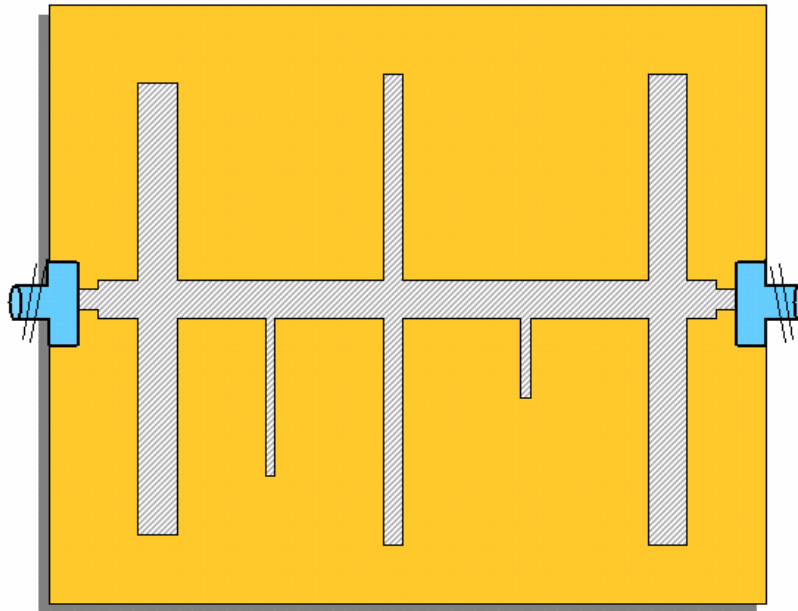


Figura 6.12: Filtro passa faixa elíptico de terceira ordem com acoplamento direto.

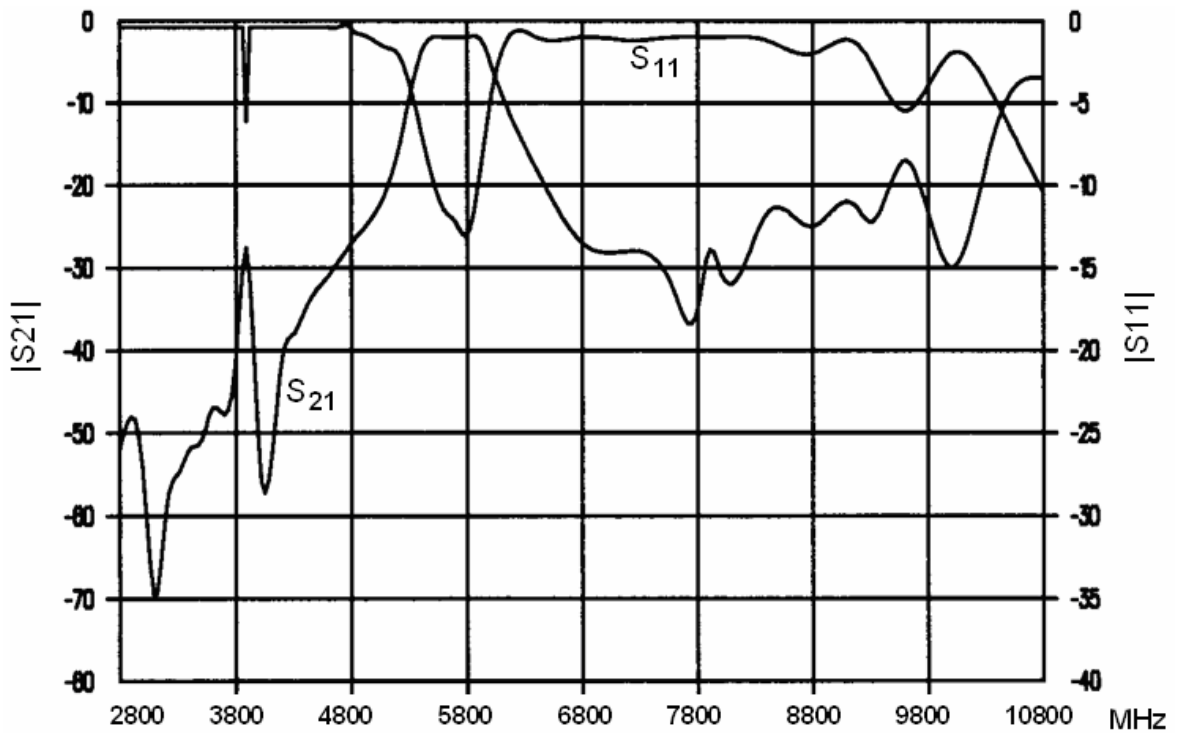


Figura 6.13: Filtro passa faixa elíptico de terceira ordem com acoplamento direto.

6.2.2 Filtro passa faixa pseudo-elíptico [41]

As funções de transferência com zeros de transmissão finitos são de difícil implementação em parâmetros distribuídos. Como foi visto a síntese direta em cascata embora proponha algumas soluções, apresenta inúmeros problemas de realização prática particularmente para filtros passa faixas de banda estreita. As soluções mais viáveis estão embasadas no conceito de filtros generalizados, que admitem acoplamentos entre ressoadores não adjacentes. Esses acoplamentos permitem que os zeros de transmissão sejam alocados em frequências finitas. Em termos de síntese, tudo se passa com a estrutura em escada fosse dobrada em forma de “U” introduzindo assim acoplamentos transversais entre ressoadores não adjacentes.

A Fig. 6.14 ilustra a metodologia de síntese de um filtro de quarta ordem com um zero de transmissão finito, isto é, com resposta quase-elíptica. Os acoplamentos entre ressoadores adjacentes são indicados pelos coeficientes de acoplamento M_{12} , M_{23} e M_{34} , enquanto M_{14} representa o acoplamento entre os ressoadores não adjacentes. O circuito em cascata pode ser transformado no circuito mostrado na Fig. 6.14(b), permitindo assim, a implementação do acoplamento entre ressoadores não adjacentes, J_{14} . Como indicado na Fig. 6.14 (c), um acoplamento negativo entre o primeiro e último ressoador foi introduzido. Este acoplamento é responsável pelo posicionamento do zero de transmissão nas vizinhanças das frequências de corte.

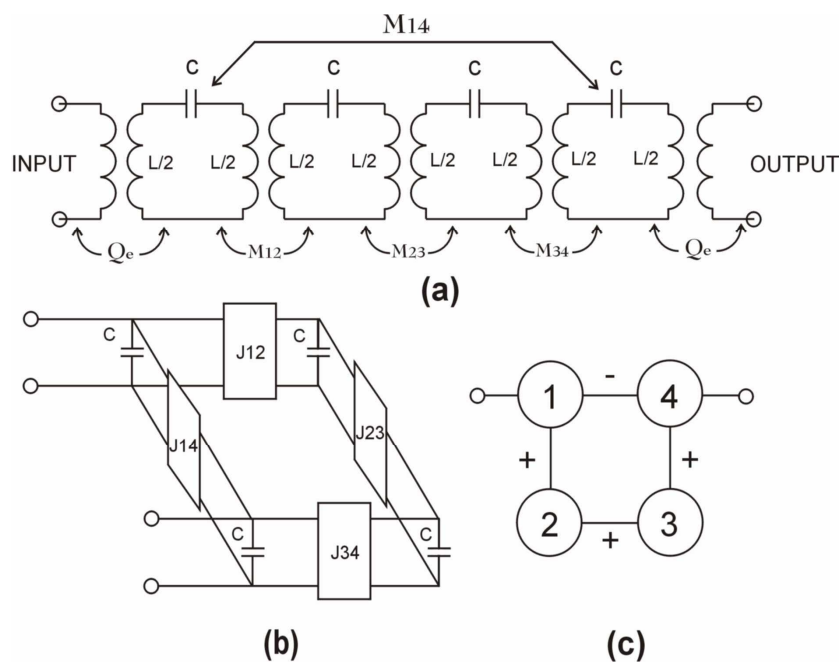


Figura 6.14: Topologia do circuito do filtro pseudo-elíptico com acoplamento adjacente.

Com o objetivo de viabilizar os acoplamentos entre ressoadores não adjacentes e reduzir as dimensões do filtro, as funções pseudo-elípticas são geralmente implementadas por meio de ressoadores miniaturizados, a Fig. 6.15 mostra os ressoadores miniaturizados mais utilizados na concepção de filtros pseudo elípticos.

Todos esses ressoadores podem ser classificados como ressoadores de laço em aberto. O acoplamento entre esses ressoadores é basicamente efetuado pelos campos de borda.

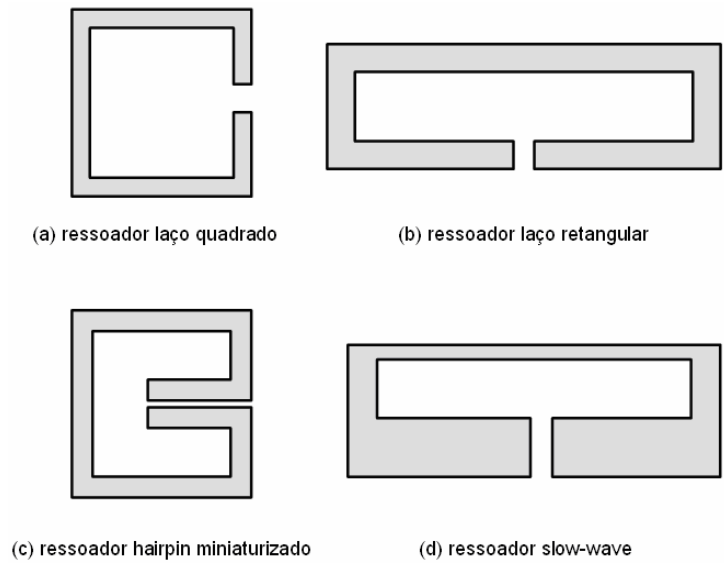


Figura 6.15: Ressoadores Miniaturizados utilizados em filtros pseudo-elípticos.

A natureza e a extensão dos campos de borda determina o tipo e a intensidade do acoplamento. Na ressonância cada ressoador tem máxima densidade de campo elétrico no lado fendido e máxima densidade de campo magnético no lado oposto. O acoplamento elétrico é obtido se os dois ressoadores são aproximados tendo as fendas uma defronte da outra, como mostra a Fig. 6.16(a). Já o acoplamento magnético ocorre quando os lados onde o campo magnético é mais intenso são aproximados, Fig. 6.16(b). No caso especificado na Fig. 6.16(c) as distribuições dos campos de borda elétrico e magnético têm a mesma ordem de grandeza, caracterizando um acoplamento misto, denominado acoplamento híbrido.

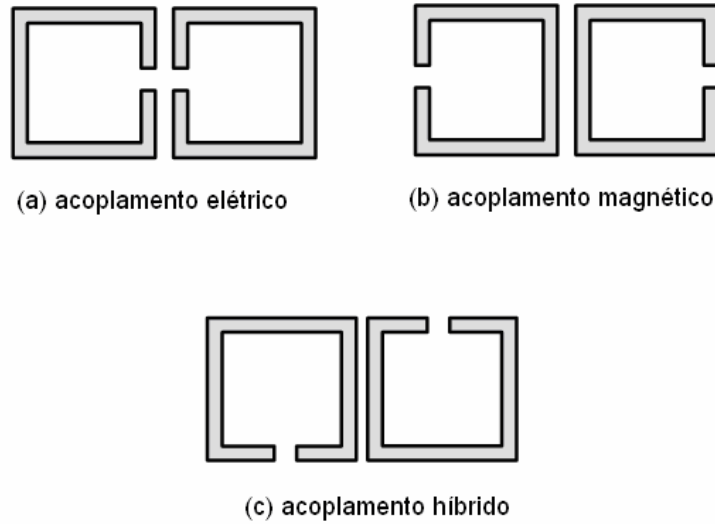


Figura 6.16: Tipos de acoplamentos possíveis entre ressoadores de laço em aberto.

A distribuição espacial dos ressoadores permite a construção de filtro onde os zeros de transmissão (pólos de atenuação) sejam implementados por diversos tipos de acoplamento, Fig. 6.17.

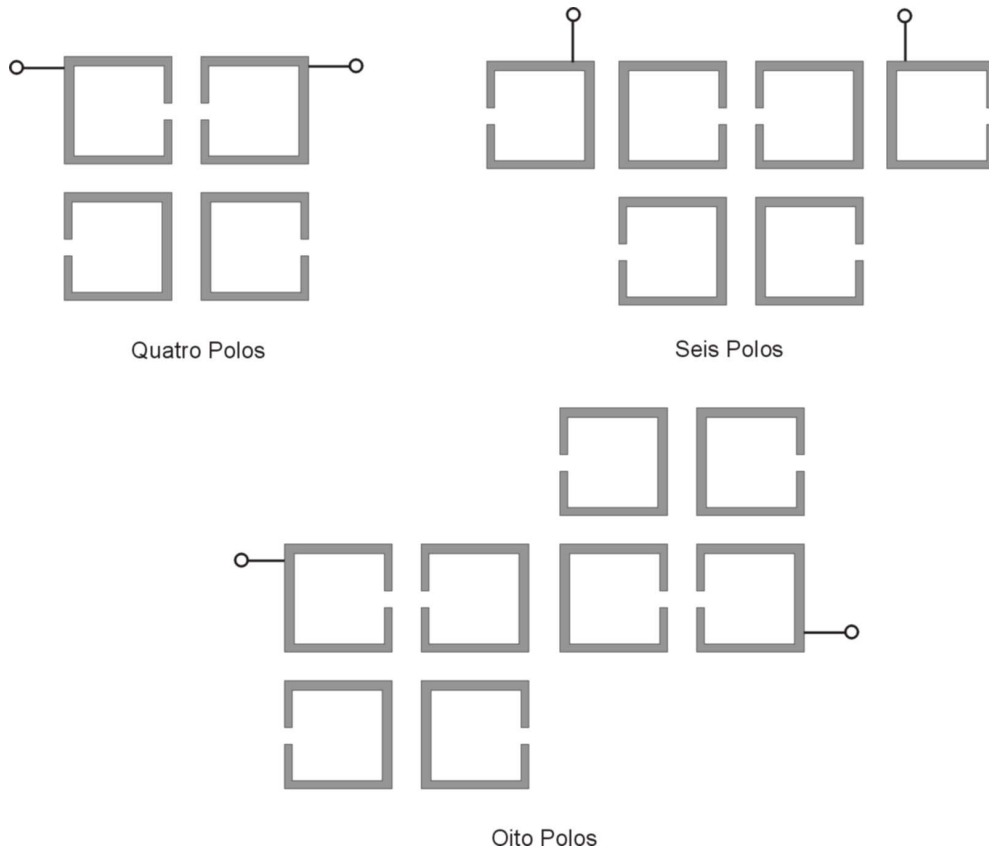


Figura 6.17: Filtros pseudo-elípticos utilizando diferentes tipos de acoplamento entre ressoadores.

Vale ressaltar que os ressoadores podem se combinar de diferentes maneiras dando origem uma infinidade de novas configurações de filtros. A Fig. 6.18 ilustra algumas dessas soluções utilizando ressoadores retangulares e slow-wave.

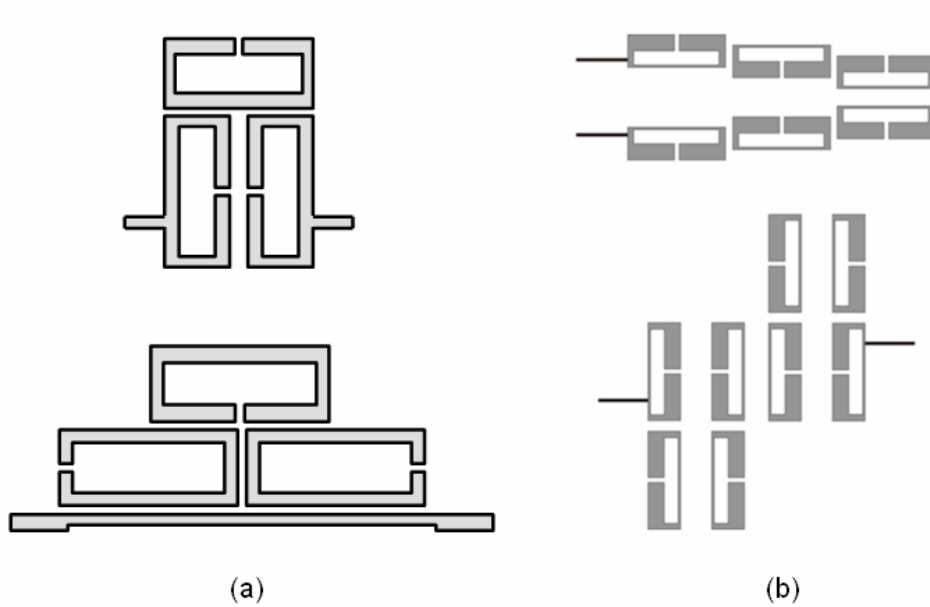


Figura 6.18: (a) Filtros com ressoadores relangulares. (b) Filtros com ressoadores slow-wave.

6.2.2.1 Filtro passa faixa pseudo-elíptico com ressoador hairpin miniaturizado

A grande vantagem na utilização de ressoadores hairpin miniaturizados em projetos de filtros com acoplamentos não adjacentes está relacionada à redução de tamanho, mesmo quando comparado com outros ressoadores miniaturizados, [42]. Para se ter uma idéia cada ressoador hairpin miniaturizado ocupa apenas 75% da área de um ressoador em laço aberto quadrado, Fig.6.19.

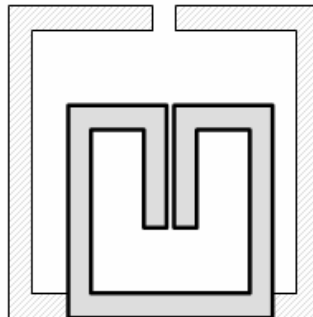


Figura 6.19: Comparação entre o ressoador de laço quadrado e o hairpin miniaturizado.

O projeto do ressoador segue algumas regras básicas: a largura corresponde a de uma linha de 50 ohms, o ressoador tem a forma de um quadrado, o espaçamento e largura das linhas acopladas podem assumir qualquer valor. Como se trata de um ressoador em laço, a disposição espacial entre eles definirá o tipo de acoplamento.

Agora imagine um filtro elíptico de quatro pólos. Uma configuração possível é mostrada na Fig. 6.20, onde estão presentes os três tipos de acoplamento: elétrico, magnético e híbrido.

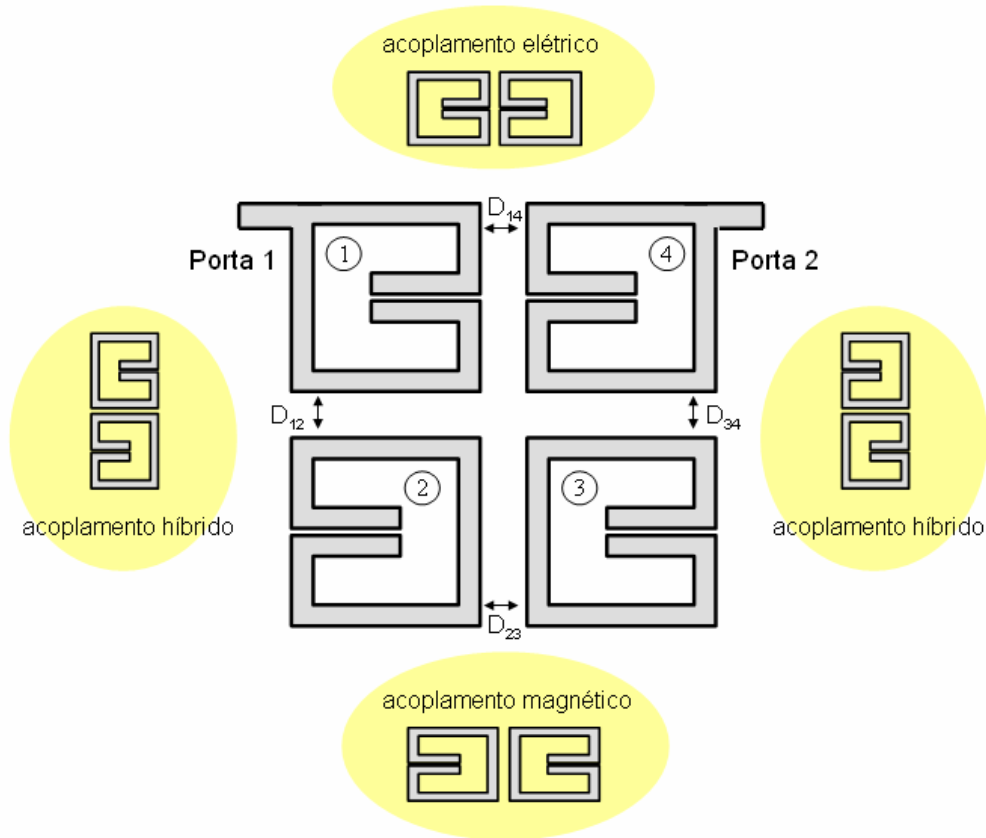


Figura 6.20: Filtro passa faixa pseudo-elíptico de 4-pólos.

Os acoplamentos entre as estruturas são especificados por duas frequências de ressonância provenientes da decomposição do modo dominante nos modos par e ímpar, [43].

$$M_{ij} = \pm \frac{f_b^2 - f_a^2}{f_b^2 + f_a^2} \quad (6.12)$$

onde os sinais positivos aplicam-se para M_{12} , M_{23} e M_{34} , enquanto o sinal negativo corresponde ao M_{14} .

O filtro passa faixa pseudo-elíptico, figura 6.21, foi simulada utilizando o simulador EM SONNET. O comportamento do parâmetro de espalhamento S_{21} é mostrado na figura 6.22, onde se pode verificar os dois zeros de transmissão, característico de uma resposta pseudo-elíptico.

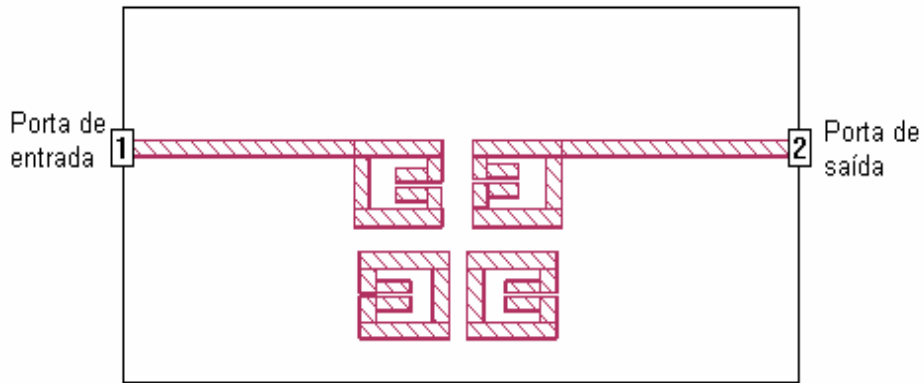


Figura 6.21: Máscara simulada no SONNET do filtro passa faixa.

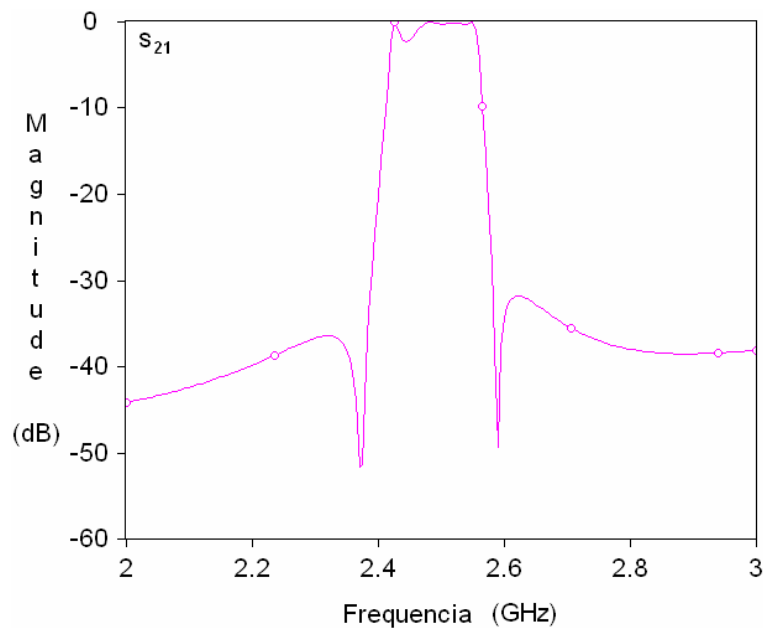


Figura 6.22: Parâmetro S_{21} do filtro pseudo-elíptico simulado no SONNET.

O filtro foi construído em tecnologia microstrip com uma constante dielétrica relativo de 10,0 e uma espessura de 1,57 mm. As especificações do filtro passa-faixa pseudo-elíptico foram: frequência central = 2,5 GHz, largura de banda fracionária de 4% e número de

ressoadores igual a quatro. Uma fotografia do filtro realizado nos laboratórios da UnB é apresentada na figura 6.23. O Filtro foi submetido a testes de bancada e as Perdas de Inserção medidas são mostradas na Fig. 6.24.

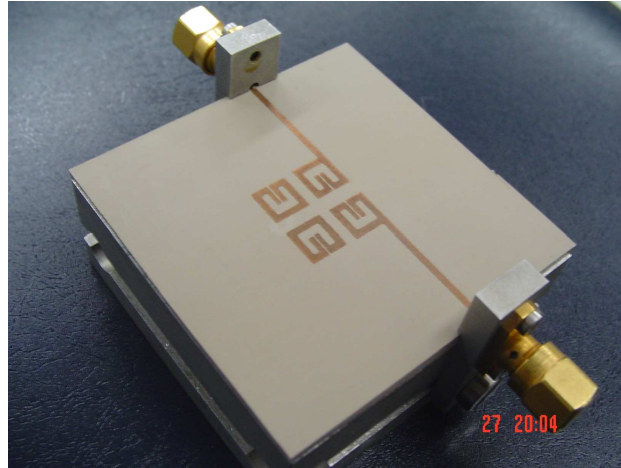


Figura 6.23: Filtro passa faixa com função pseudo-elíptico de 4-pólos.

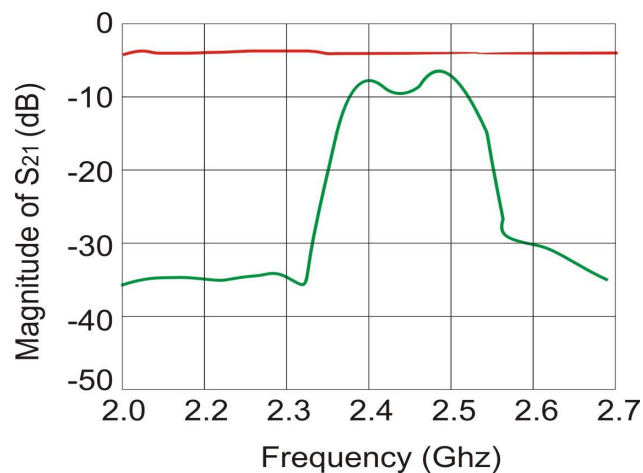


Figura 6.24: Resposta em frequência medida do filtro passa faixa pseudo-elíptico.

As perdas por inserção na banda passante foram de aproximadamente 2,8 dB. As medidas indicam um deslocamento de 1 por cento da frequência central e uma largura de banda aproximadamente igual a especificada. Em geral as medições praticas não foram tão próximos aos valores simulados isto se pode atribuir principalmente a que as simulações foram realizadas com linhas sem perdas.

6.3 FILTROS REJEITA FAIXA

No mundo dos filtros de microondas, os filtros rejeita-faixa não gozam do mesmo prestígio dos filtros passa-faixa. Isto é função da sua pouca aplicabilidade. Basicamente os filtros rejeita-faixas são utilizados em problemas de interferência e na concepção de multiplexadores quando associados a filtros passa-faixa complementares. As configurações mais populares utilizam ressoadores em curto de quarto de comprimento de onda acoplados eletricamente ou magneticamente a linha principal, conforme ilustra a Fig. 6. 25. Estas duas configurações permitem a realização de filtros a todos os pólos.

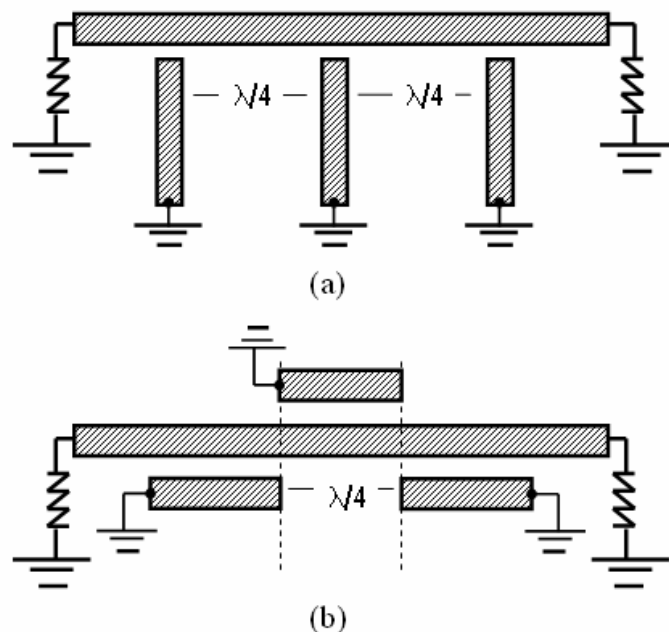


Figura 6.25: Filtros rejeita-faixa: (a) acoplamento capacitivo, (b) acoplamento paralelo.

Os ressoadores acoplados transversalmente, Fig. 6.25(a), são modelados por um capacitor em parâmetro concentrado, em série com uma linha de transmissão estreita e aterrada. A linha de transmissão se comporta como um indutor e tem comprimento inferior a um quarto de comprimento de onda na ressonância. Os ressoadores acoplados paralelamente Fig. 6.25(b) são modelados por elementos unitários em cascata com indutores em série ou capacitores em paralelo. Ambas as estruturas são utilizadas para realizações convencionais onde todos os ressoadores têm a mesma frequência de ressonância e estão espaçados de quarto de comprimento de onda.

Para projetos de filtros elípticos rejeita faixa, duas outras configurações serão apresentadas: uma que faz apelo aos ressoadores em L e outra que utiliza ressoadores miniaturizados.

6.3.1 Filtro rejeita-faixa com ressoadores em L

O filtro elíptico com ressonador em L é uma variação do filtro a ressoadores acoplados magneticamente, [44]. Nesta nova configuração os ressoadores são transformados em ressoadores centrados em frequências distintas e espaçados diferentemente como mostrado na Fig. 6.26. Os ressoadores são compostos de:

- trechos de linhas acopladas de comprimento menor do que $\lambda/4$.
- estubes paralelo;
- trecho de linha não acoplada.

Os trechos de linhas isoladas permitem a alocação de zeros de transmissão em frequências finitas. Essa característica torna esse tipo de topologia extremamente atraente para sintetizar filtros com funções de transferência racionais, tais como: filtros elípticos, quasi-elípticos e inversos de Tchebyscheff.

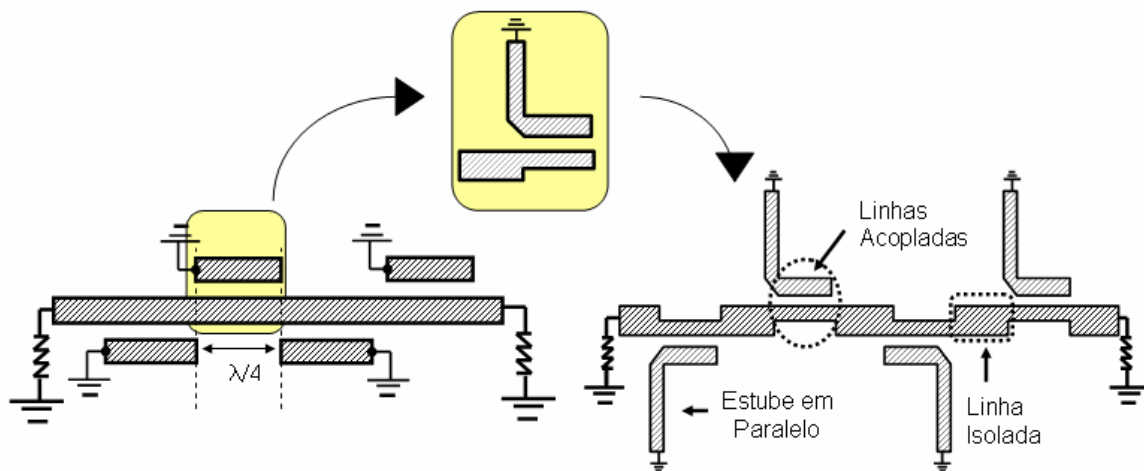


Figura 6.26: Filtro rejeita-faixa com ressoadores em L.

Conceitualmente o ressonador em L é obtido a partir de uma linha de transmissão acoplada com um dos terminais em curto. Para que a equivalência seja possível o terminal

em curto é representado por uma linha de transmissão de meio comprimento de onda aterrada. Em seguida o ressoador é modificado conforme ilustra a Fig. 6.27.

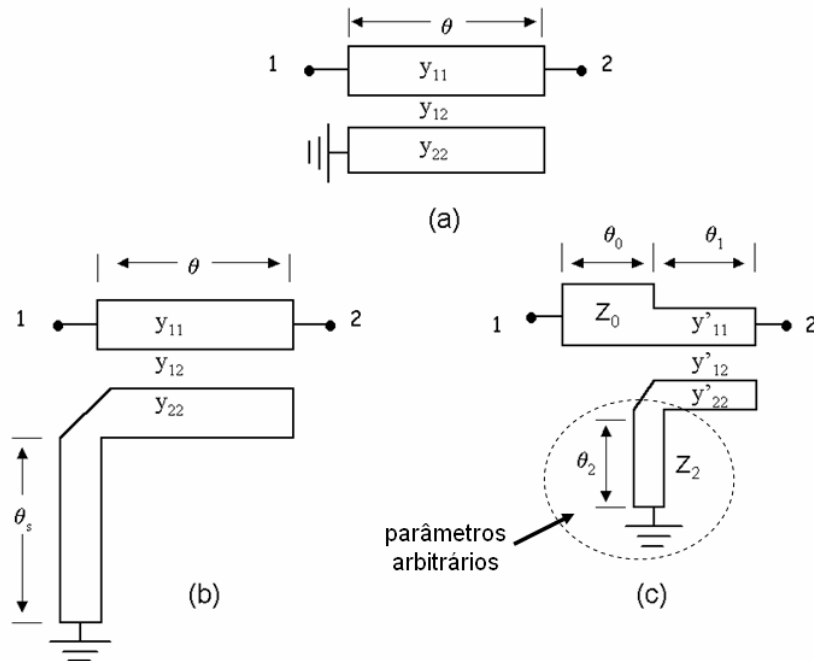


Figura 6.27: Circuito equivalente para Linha acoplada carregada.

As matrizes admitância das linhas acopladas, $[y]$ e $[y']$, são relacionadas por [6]:

$$[y'] = n [y] \quad (6.13)$$

onde

$$n = \frac{\tan \theta_1}{\frac{\theta_1}{\sin 2\theta_1} + \frac{\theta_2}{\sin 2\theta_2}} \quad (6.14)$$

A equivalência entre ressoadores é obtida quando:

$$Z_o = \frac{y'_{22}}{y'_{11} y'_{22} - y'_{12}{}^2} \quad (6.15)$$

$$Z_2 y'_{22} = \cot \theta_1 \cot \theta_2 \quad (6.16)$$

O valor de Z_2 ou θ_2 dependendo da metodologia de projeto pode ser escolhido arbitrariamente. Os parâmetros $[y]$ e $[y']$ são as admitâncias características das linhas

acopladas, definidas como $y_{ij} = v C_{ij}$, onde C_{ij} é a capacitância estática distribuída das linhas acopladas e v a velocidade da luz no meio de propagação. As admitâncias características podem facilmente ser convertidas nas impedâncias dos modos par e ímpar [42].

$$Z_{oe} = \frac{1}{y_{11} - y_{22}} \quad (6.17)$$

$$Z_{oo} = \frac{1}{y_{11} + y_{22}} \quad (6.18)$$

No projeto do filtro, os comprimentos das linhas acopladas θ_1 determinados pela localização dos pólos, enquanto θ_2 os comprimentos dos estubes são escolhido arbitrariamente. A partir daí, os parâmetros $y_{22} = y_{11}$ e y_{12} para cada par de linhas acopladas e Z_2 de cada estube são calculados. Conhecendo-se a matriz admitância $[y]$ calcula-se as impedâncias dos modos par e ímpar que definem as larguras dos ressoadores em L.

6.3.2 Filtro rejeita-faixa elíptico com acoplamento cruzado

O segundo método de projeto utiliza ressoadores miniaturizados e é adequado para realização de filtros pseudo-elípticos, onde os acoplamentos entre ressoadores representam os pólos de atenuação, [45].

O fundamental no projeto é encontrar a distribuição espacial apropriada dos ressoadores que retrate a função característica especificada. A figura 6.28 apresenta esquemas de acoplamento para projetos de filtros rejeita faixa de 2 e 4 ordem.

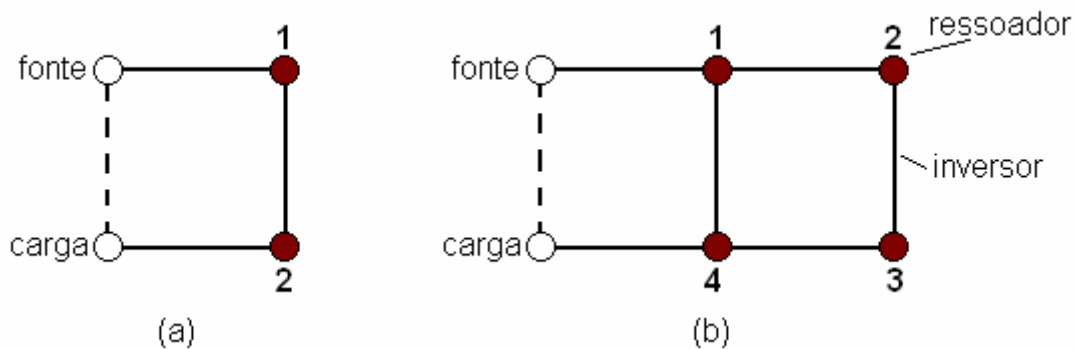


Figura 6.28: Esquemas de acoplamento para projetos de filtros rejeita-faixas. (a) filtro de segunda ordem e (b) filtro de quarta ordem.

No circuito equivalente, os ressoadores mostrados na Fig. 6.28, são capacitores unitários em paralelo com reatâncias constantes b_i , na frequência de ressonância dos diferentes ressoadores. Os ressoadores são acoplados através de inversores de admitância $J_{i,i+1}$, Fig. 6.29.

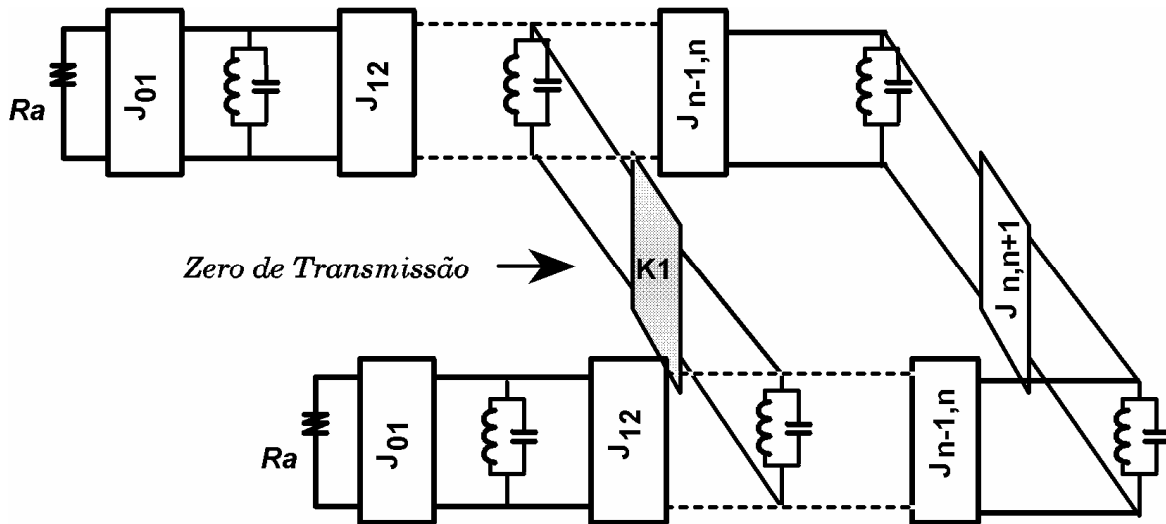


Figura 6.29: Protótipo rejeita-faixa para filtros generalizados.

A matriz de acoplamento que fornece a resposta desejada, pode ser obtida por síntese analítica, [46], ou técnicas baseadas em otimização, [47].

De posse dos coeficientes de acoplamento, escolhe-se um tipo de ressonador, determina-se as suas dimensões e em seguida o espaçamento entre eles. O objetivo nesta parte do projeto é forçar os elementos considerados a fornecer a mesma resposta com as partes correspondentes da matriz de acoplamento.

O coeficiente de acoplamento $k_{i,i+1}$ entre dois ressoadores é calculado por [48]:

$$k_{i,i+1} = \frac{f_e^2 - f_m^2}{f_e^2 + f_m^2} \quad (6.19)$$

as frequências f_e e f_m são as frequências de um par de ressoadores acoplados nos modos par e impar. A técnica estudada no capítulo 5 pode ser utilizada para determinar ambas as frequências ressoantes obtendo os coeficientes de acoplamento.

As topologias para filtros rejeita-faixa de segunda e quarta ordens são mostradas na Fig. 6.30. Em ambos os casos, pode-se observar que a fonte está diretamente acoplada à carga de maneira a produzir o número máximo de zeros de transmissão.

O número máximo de zeros de reflexão incluindo os zeros ao infinito, é igual ao número de ressoadores (ordem do filtro).

O acoplamento entre a fonte e a carga é aproximadamente um inversor de um quarto de onda de impedância característica apropriado. O inversor é representado pela linha contínua que liga fonte e carga tangenciando os ressoadores.

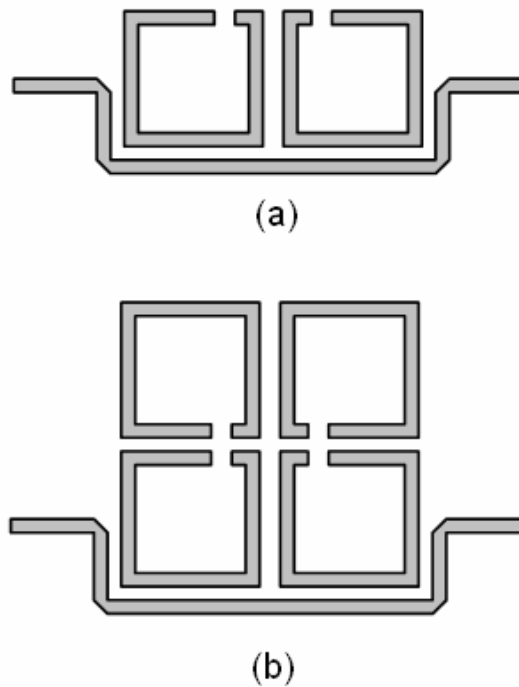


Figura 6.30: Filtro pseudo-elíptico rejeita-faixa (a) segunda ordem, (b) quarta ordem.

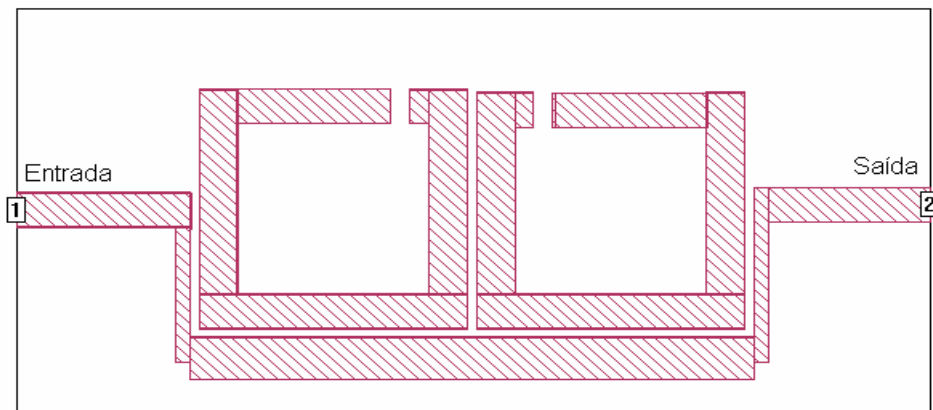


Figura 6.31: Máscara do rejeita-faixa elíptico simulado.

A partir da metodologia desenvolvido um filtro rejeita-faixa de segundo ordem centrada em 2,56 GHz, com faixa de rejeição de 40 MHz. O filtro foi analisado por meio do software EM SONNET, figura 6.31.

As perdas por inserção e retorno do filtro simulado são apresentadas na Fig. 6.32. Identifica-se com clareza os dois zeros de reflexão localizados em $f_1 = 2,42\text{GHz}$ e $f_2 = 2,68\text{GHz}$. e a faixa de rejeição onde a atenuação é de 27dB.

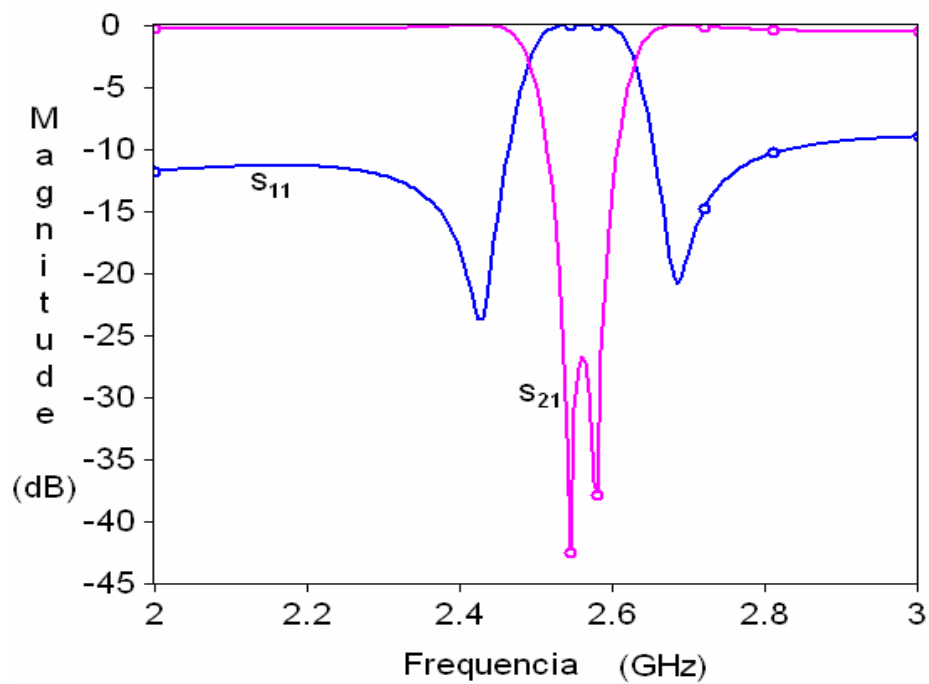


Figura 6.32: Parâmetros S₁₁ e S₂₁ do filtro rejeita-faixa elíptico simulado.

PROJETOS DE FILTROS PSEUDO-ELÍPTICOS EMPREGANDO O RESSOADOR PENTAGONAL

Neste capítulo se trata a concepção de um novo ressoador denominado ressoador pentagonal e sua aplicação na implementação de filtros pseudo-elípticos passa-faixa em parâmetros distribuídos.

7.1 CONCEPÇÃO DO NOVO RESSOADOR PENTAGONAL

O ressoador $\lambda/2$ na figura 7.1(a) dá origem aos diversos tipos de ressoadores que encontramos na literatura como, por exemplo, o ressoador Hairpin, o ressoador de laço aberto, entre outros. Assim o novo ressoador pentagonal também está baseado no ressoador $\lambda/2$ tal como é apresentado na figura 7.1(b). Dobrando adequadamente o ressoador $\lambda/2$ da figura 7.1(a) é possível obter a figura 7.1(b), que vem a ser um ressoador de cinco lados, daí o nome de ressoador pentagonal.

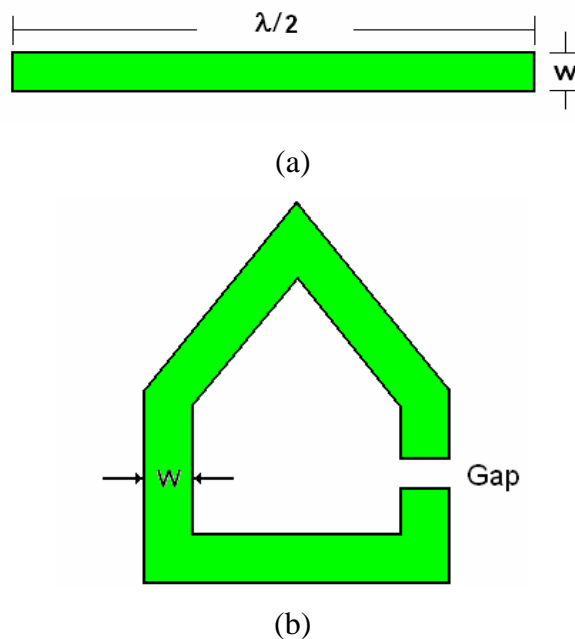


Figura 7.1: (a) Ressoador $\lambda/2$ e (b) Ressoador pentagonal.

O comprimento total do ressoador pentagonal é 30,6 mm para uma frequência de ressonância de 1,8 GHz. A partir desses valores é calculada a largura do ressoador $w=1,5\text{mm}$, usando as equações para linhas *microstrip* dadas em [34]. Na figura 7.1(b) observa-se que o ressoador pentagonal tem um GAP, fazendo dele um ressoador de laço aberto. O valor do GAP = 0,2 mm é estimado usando a teoria dada em [34]. Essas dimensões do ressoador pentagonal serão mantidas daqui em diante.

7.2 ESTUDO DO RESSOADOR PENTAGONAL

Neste item é apresentado um estudo das características do novo ressoador pentagonal. É calculado o coeficiente de acoplamento entre dois ressoadores pentagonais e também é calculado o fator de qualidade externa (Q_{ext}) do ressoador pentagonal.

7.2.1 Cálculo do coeficiente ou fator de acoplamento (k)

O coeficiente ou fator de acoplamento entre dois ressoadores pentagonais pode ser calculado usando um programa de simulação eletromagnética. Para este caso utilizamos o CTS Microwave Studio (MWS) versão 5.0.

A figura 7.2 apresenta no editor do CTS Microwave Studio (MWS) a disposição de dois ressoadores pentagonais com a porta de entrada (ou alimentação) e a porta de saída.

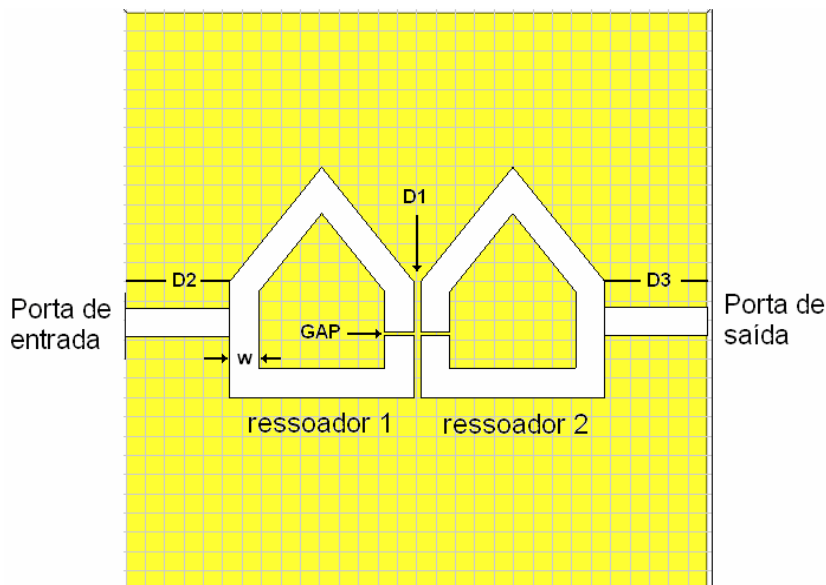


Figura 7.2: Configuração de dois ressoadores para o cálculo do fator de acoplamento k.

De acordo com a figura 7.2 e mantidas as dimensões do ressoador pentagonal, a separação entre os ressoadores é $D1 = 0,35$ mm, os comprimentos das linhas de alimentação são $D2 = 5,35$ mm e $D3 = 5,3$ mm.

Com a simulação dessa estrutura, obtêm-se as frequências de ressonância magnética (f_{p2}) e elétrica (f_{p1}), a partir do que é possível determinar o coeficiente ou fator de acoplamento k .

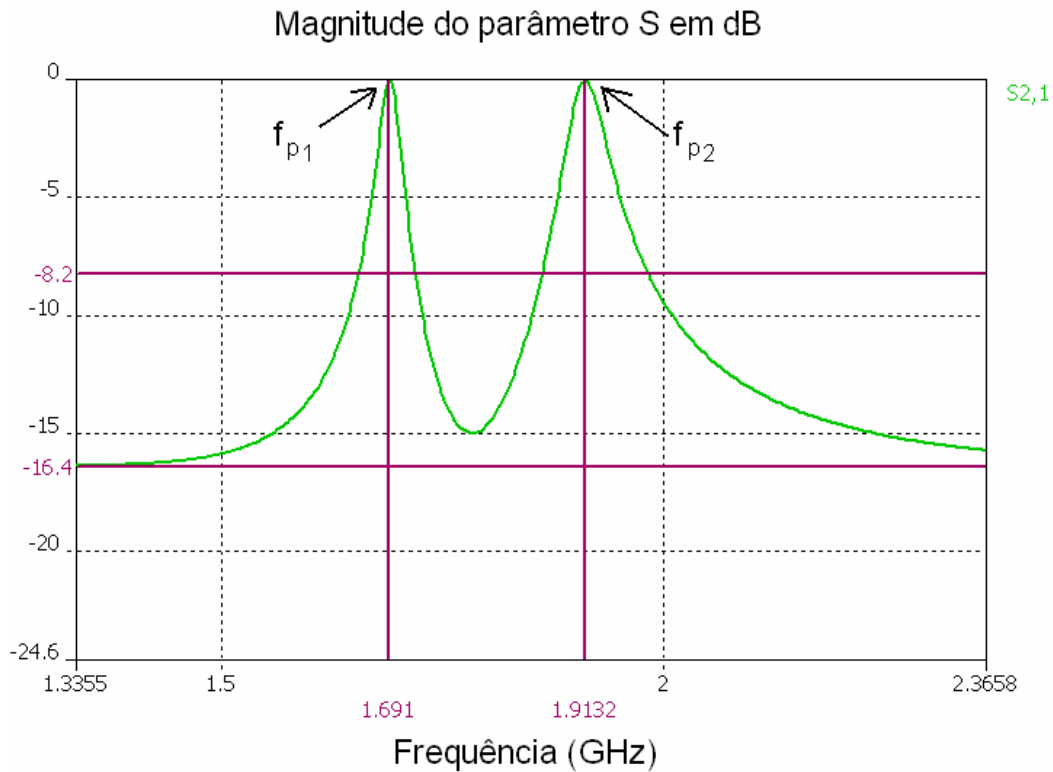


Figura 7.3: Resposta em frequência dos dois ressoadores pentagonais para o cálculo do fator k .

Em concordância com o gráfico da figura 7.3, os valores das frequências de ressonância são: $f_{p1} = 1,691$ GHz e $f_{p2} = 1,9148$ GHz, daí então o fator de acoplamento dos dois ressoadores pentagonais é calculado fazendo-se uso da expressão clássica (7.1) [34].

$$k = \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \quad (7.1)$$

Substituindo os valores de f_{p1} e f_{p2} na equação (7.1), o fator de acoplamento dos ressoadores resulta em $k = 0,1235$.

7.2.2 Cálculo de fator de qualidade externa Q_{ext}

Sabe-se que o fator de qualidade externa Q_{ext} é um parâmetro importante no desenvolvimento de projetos dos filtros de microondas. Para calcular o Q_{ext} em forma prática, usando a técnica empregada em [34], é preciso fazer uso do simulador MWS. Na figura 7.4 é mostrado no editor do MWS o arranjo do ressonador pentagonal, cuja linha de alimentação tem um comprimento igual a 4,5 mm, lembrando que o comprimento total do ressonador pentagonal é 30,6 mm e o do GAP = 0,2 mm.

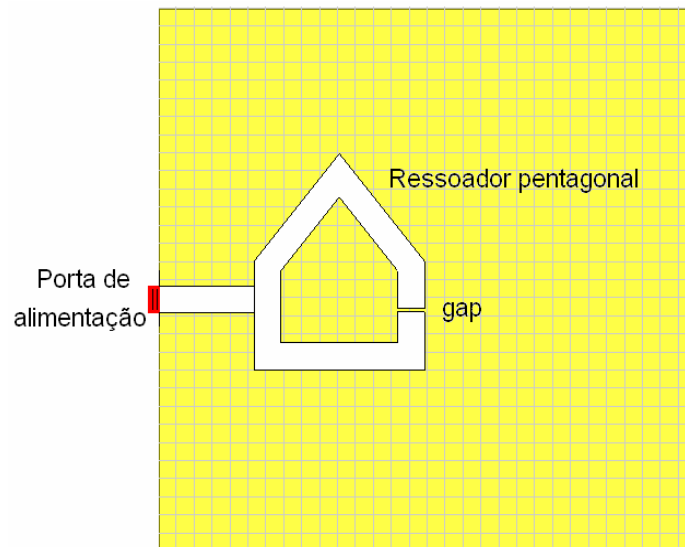


Figura 7.4: Estrutura de acoplamento de entrada/saída usada neste trabalho.

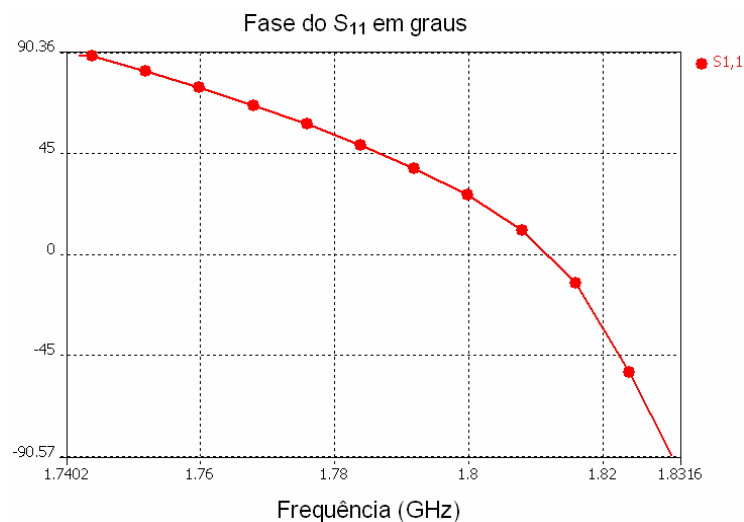


Figura 7.5: Fase do parâmetro S11 do ressonador para o cálculo de Q_{ext} .

Simulada no MWS, a estrutura apresentada na figura 7.4 nos permite obter a resposta em fase do coeficiente de reflexão, ou seja, o parâmetro S_{11} , o qual se pode observar na figura 7.5. A partir desta resposta, pode-se obter as frequências nas quais a fase se desloca $\pm 90^\circ$, com relação à fase de ressonância. Assim, tendo a resposta S_{11} do ressoador pentagonal se observa que: $f_+ = 1,7428$ GHz e $f_- = 1,8305$ GHz, daí se calcula $\Delta f_{\pm 90} = f_+ - f_- = 0,0877$ GHz. Lembrando a conhecida formula do fator de qualidade externa [34]:

$$Q_{ext} = \frac{f_0}{\Delta f_{\pm 90}} \quad (7.2)$$

Substituindo os valores correspondentes na equação (7.2) se obtém o valor do fator de qualidade externa para o ressoador pentagonal $Q_{ext} = 20.52$.

7.3 PROJETO DE FILTROS PSEUDO-ELÍPTICOS PASSA-FAIXA USANDO OS RESSOADORES PENTAGONAIS

Neste item se faz um estudo da aplicação dos ressoadores pentagonais em filtros pseudo-elípticos passa-faixa.

7.3.1 Filtro Pseudo-elíptico Passa-faixa de segunda ordem

O filtro passa-faixa de segunda ordem utiliza dois ressoadores pentagonais que estão acoplados eletricamente.

A figura 7.6 apresenta o circuito do filtro onde se pode observar a porta de entrada conectada ao primeiro ressoador e a porta de saída conectada ao segundo ressoador. Tanto a alimentação do circuito como a retirada do sinal utiliza o tipo de conexão direta. Os ressoadores estão conectados por acoplamento elétrico.

A figura 7.7 apresenta a resposta em frequência do filtro passa-faixa, onde se vê que o parâmetro de transmissão S_{21} é bastante plano na banda passante do filtro.

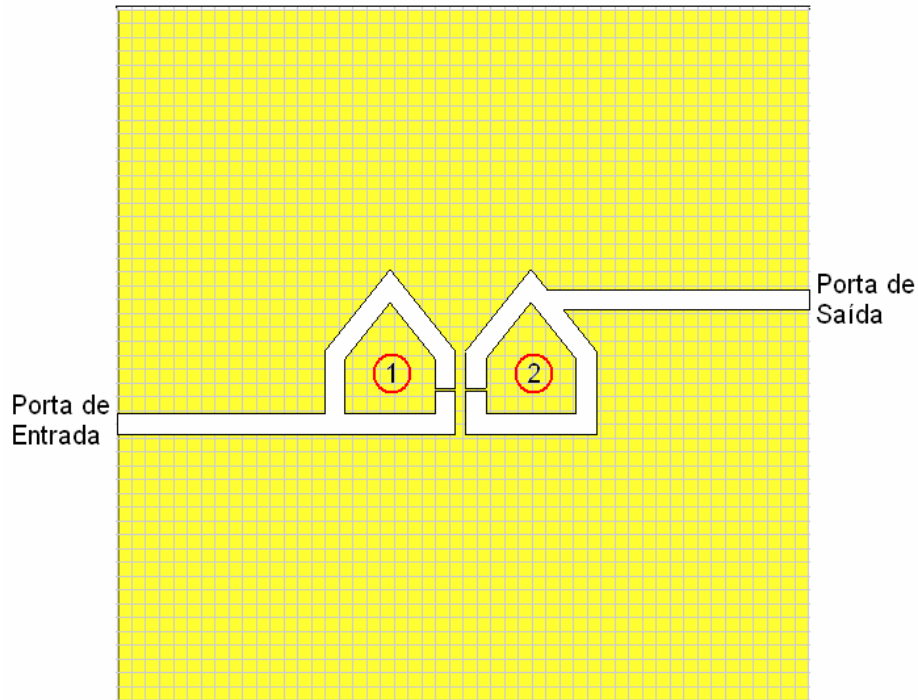


Figura 7.6: Máscara do filtro passa-faixa com dois ressoadores pentagonais.

Também se pode observar na figura 7.7 que os zeros de transmissão finita localizam-se em, $f = 1.4$ GHz e $f = 2.1$ GHz. A seletividade é boa, se comparada com um filtro do tipo Chebychev. O parâmetro de reflexão S_{11} tem um valor aproximado de -20 dB na banda passante, o que representa um valor aceitável.

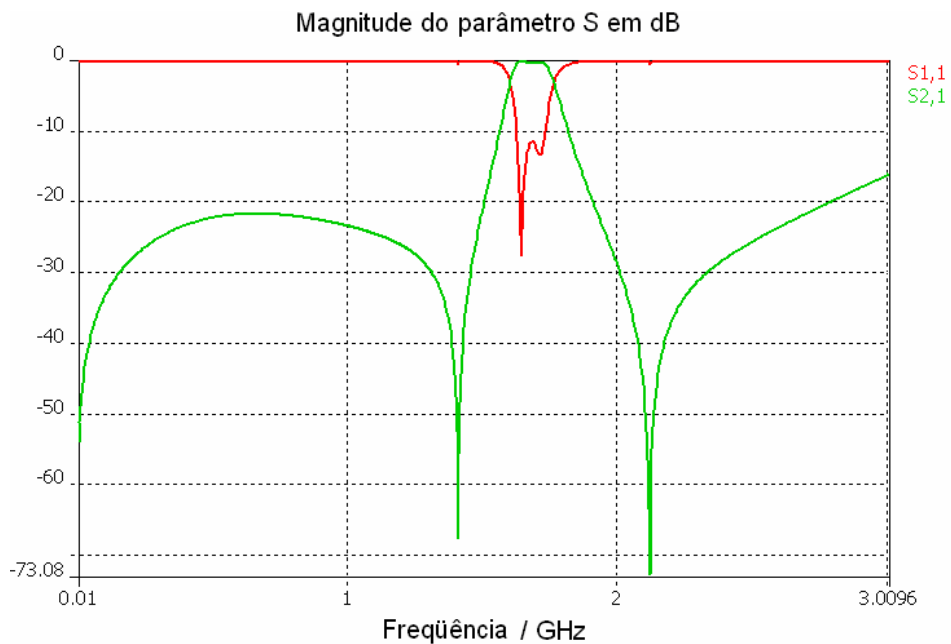


Figura 7.7: Resposta em frequência do filtro com dois ressoadores pentagonais.

Outro filtro pseudo-elíptico de segunda ordem é apresentado na figura 7.8. A estrutura deste filtro desenhada no editor do MWS mostra os dois ressoadores pentagonais. Comparando ao filtro anterior a modificação feita neste novo filtro, está na utilização de um outro tipo de alimentação. Pode-se ver que as portas de entrada e saída estão em quadratura, ou seja, elas formam um ângulo de 90 graus.

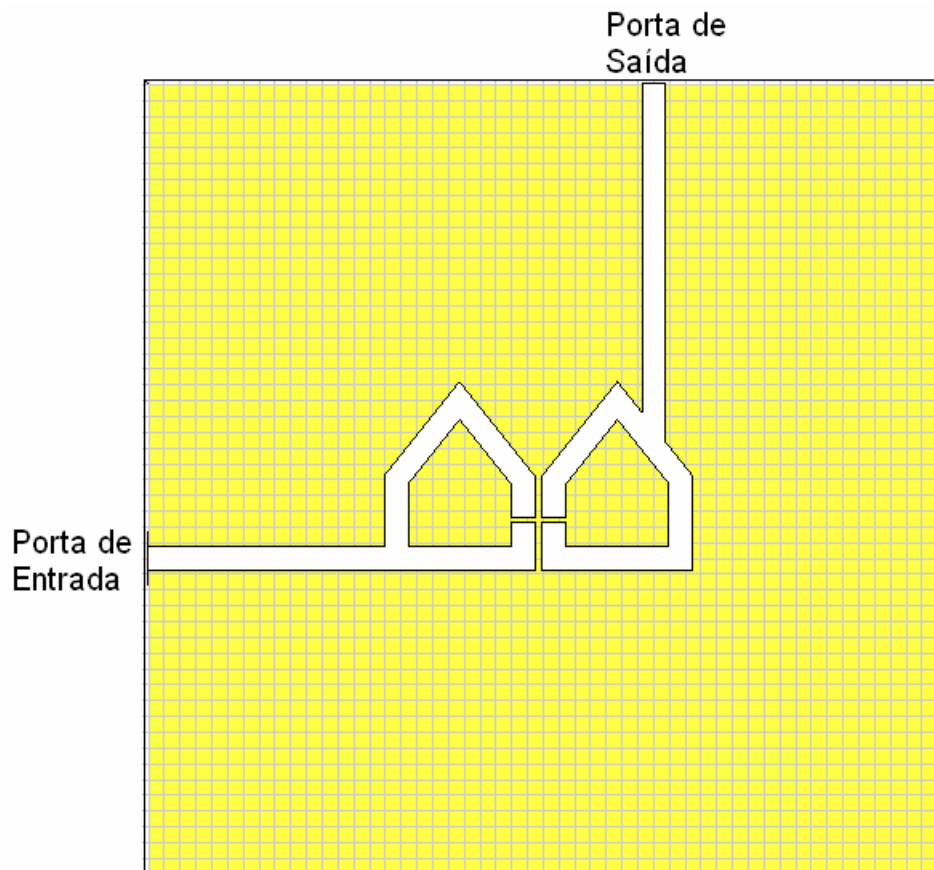


Figura 7.8: Máscara do filtro com dois ressoadores com alimentação em quadratura.

A resposta teórica (simulação) do filtro passa-faixa é apresentada na figura 7.9. O parâmetro de transmissão S_{21} tem característica plana para este filtro na banda passante. Também são observados os zeros de transmissão finitos. O parâmetro de reflexão S_{11} tem um valor aproximado de -25 dB na banda passante do filtro passa-faixa. Isso significa uma melhoria na perda de retorno deste filtro quando comparado ao filtro anteriormente visto.

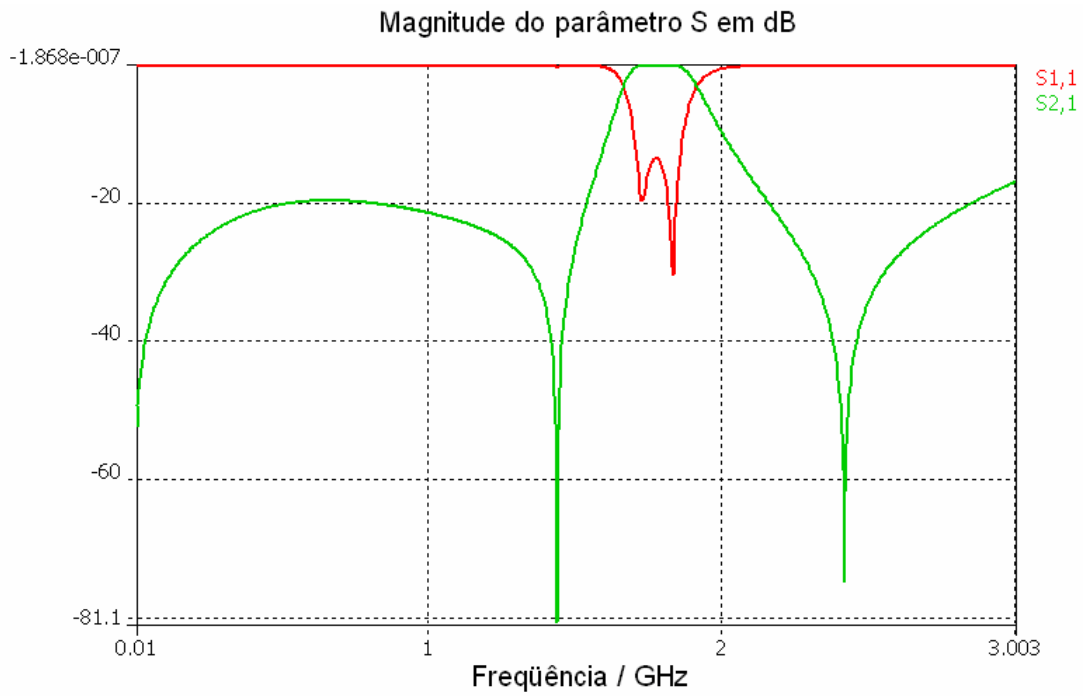


Figura 7.9: Resposta em frequência do filtro com alimentação em quadratura.

Por último, estuda-se um terceiro filtro pseudo-elíptico apresentado na figura 7.10.

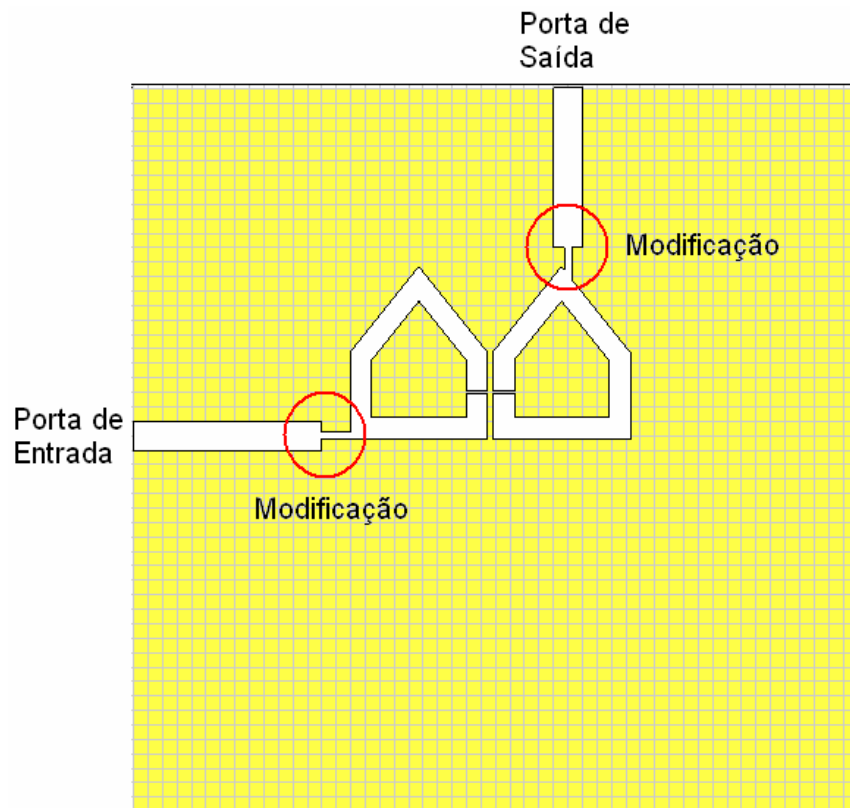


Figura 7.10: Filtro de dois elementos ressoantes com modificações na alimentação.

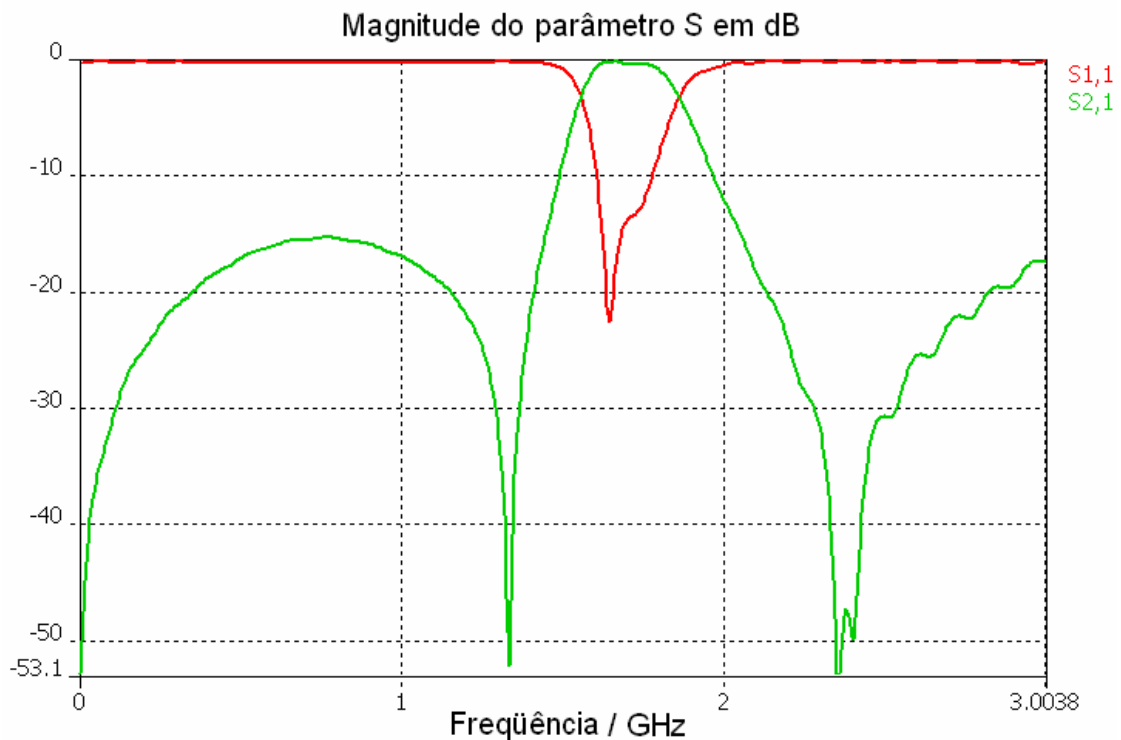


Figura 7.11: Resposta do filtro com alimentação modificada.

Este terceiro filtro pseudo-elíptico mostrado na figura 7.10 apresenta uma nova modificação nas linhas de entrada e saída. Esta nova linha é composta por uma linha de alta impedância e também por uma linha de baixa impedância; além disso, a linha de entrada e a de saída estão em quadratura. A linha de entrada é conectada ao primeiro ressoador e a linha de saída é conectada ao segundo ressoador. A figura 7.11 mostra a resposta em frequência deste terceiro filtro onde se vê que o parâmetro de transmissão é quase-plano na banda passante. Perde-se um pouco na seletividade correspondente à banda superior do filtro. O parâmetro de reflexão S_{11} tem um valor aproximado na banda passante de -22dB que é um valor aceitável.

7.3.2 Filtros Pseudo-elípticos Passa-faixa de terceira ordem

Para construir filtros passa-faixa pseudo-elípticos de terceira ordem usam-se três ressoadores pentagonais, os quais são dispostos de tal forma a obter um bom acoplamento eletromagnético entre eles, a fim de obter uma boa resposta em frequência.

O primeiro filtro pseudo-elíptico de terceira ordem pode ser visto na figura 7.12. Nesta máscara do filtro, observa-se a disposição dos três ressoadores pentagonais.

A porta 1, que vem a ser a porta de entrada do filtro, está conectada diretamente ao ressoador 1, e a porta de saída do filtro (porta 2) está conectada ao segundo ressoador pentagonal.

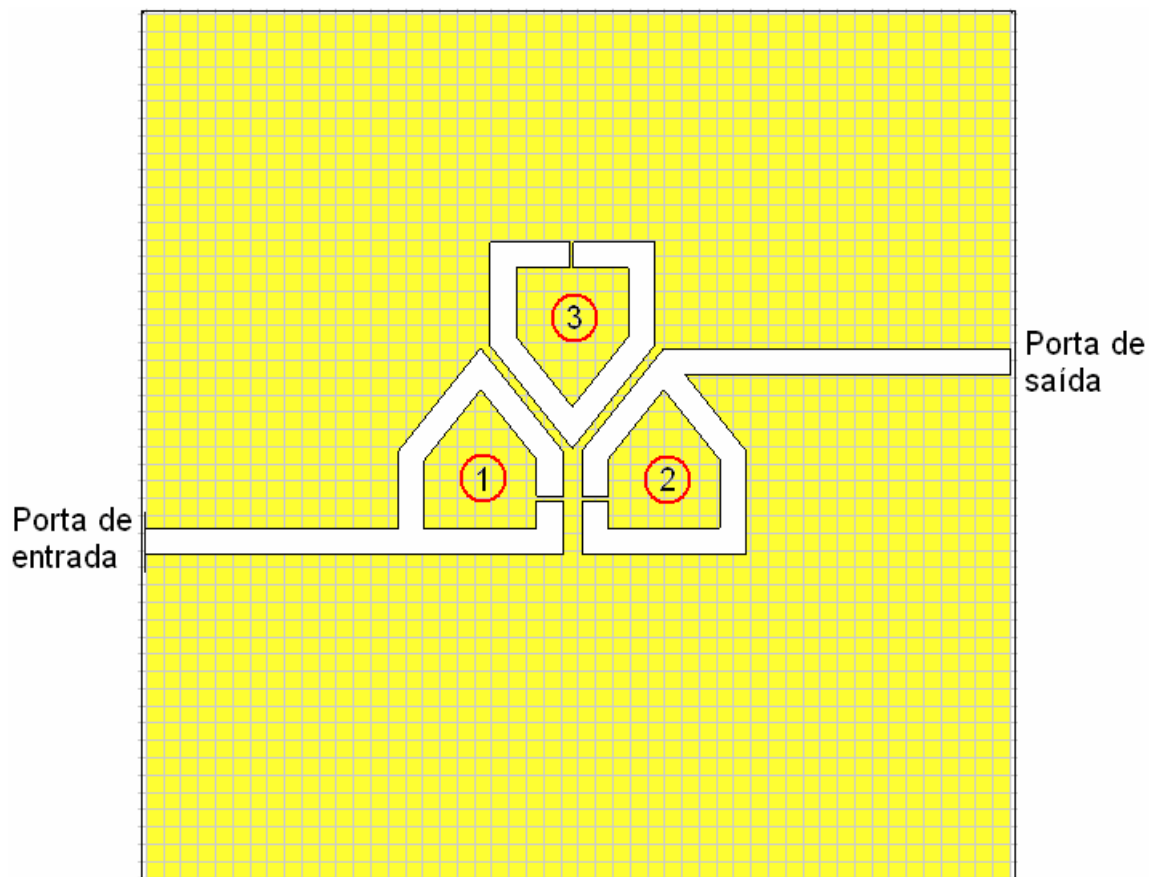


Figura 7.12: Filtro passa-faixa com três ressoadores pentagonais.

O dielétrico usado na simulação tem como características: $\epsilon_r=10$ e espessura $h=1,57\text{mm}$ e as linhas condutoras foram consideradas sem perdas.

A resposta em frequência do filtro passa faixa de terceira ordem pode ser apreciada na figura 7.13. O coeficiente de transmissão S_{21} apresenta uma pequena perda de inserção na banda passante, não sendo, desta forma, totalmente plano na banda passante. Apresenta um zero de transmissão na banda inferior e dois zeros de transmissão na banda superior do filtro. Estes zeros de transmissão fazem este filtro mais seletivo quando comparado ao filtro de segunda ordem. O parâmetro de reflexão S_{11} tem um valor mínimo na banda

passante de aproximadamente -19 dB e um máximo de -5 dB, o que não é bom para este filtro.

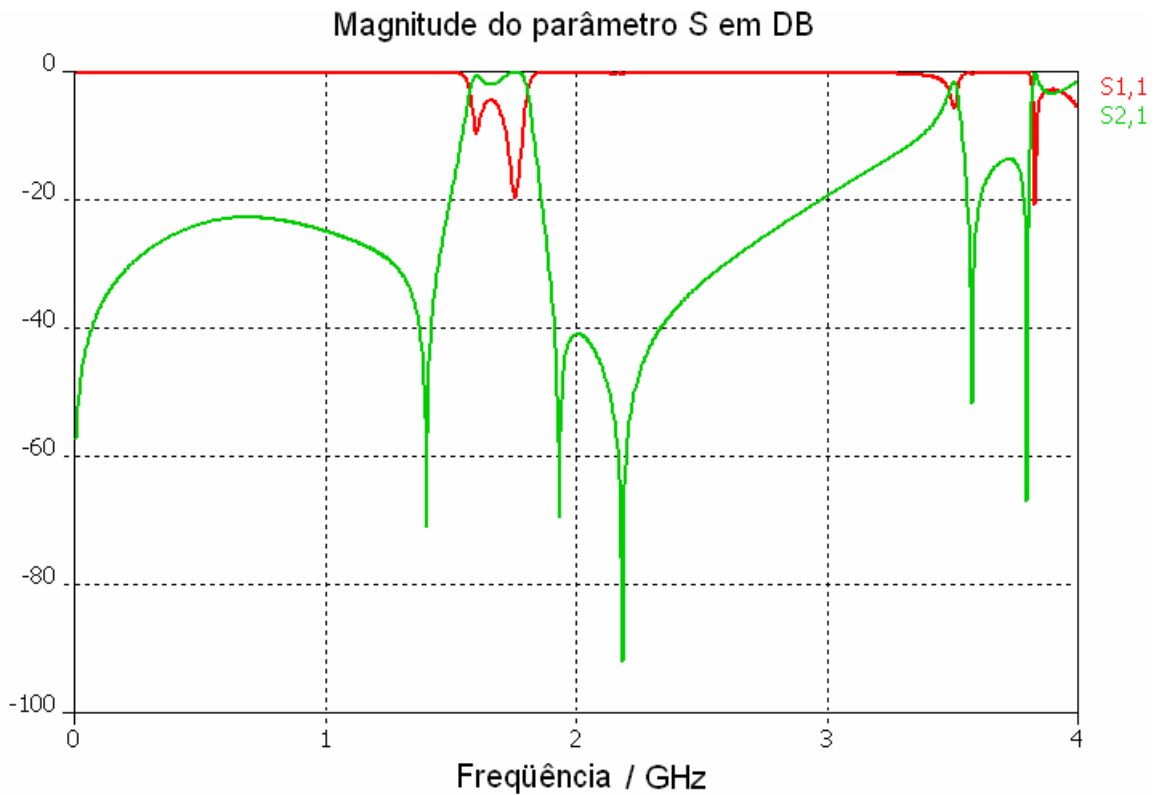


Figura 7.13: Resposta do filtro de terceira ordem.

Um segundo filtro pseudo-elíptico passa-faixa de terceira ordem, modificado a partir do caso anterior para se obter uma melhor resposta, é apresentado na figura 7.14. A modificação foi feita na linha de saída do filtro (ou seja, na posição da porta 2), que está conectada ao segundo ressoador do filtro em forma perpendicular à linha da entrada (ou porta 1 do filtro), como se pode ver na figura 7.14. Assim as portas 1 e 2 estão em quadratura.

A resposta em frequência do filtro passa faixa da figura 7.14 é apresentada na figura 7.15. Nessa figura se vê que o coeficiente de transmissão S_{21} na banda passante não é totalmente plano, mas é aceitável. O zero de transmissão do filtro na faixa de rejeição superior não está bem definido, por isso se perde um pouco na seletividade do filtro. O coeficiente de reflexão S_{11} tem um valor de aproximadamente -25 dB na frequência central do filtro passa-faixa, sendo esse valor bastante aceitável.

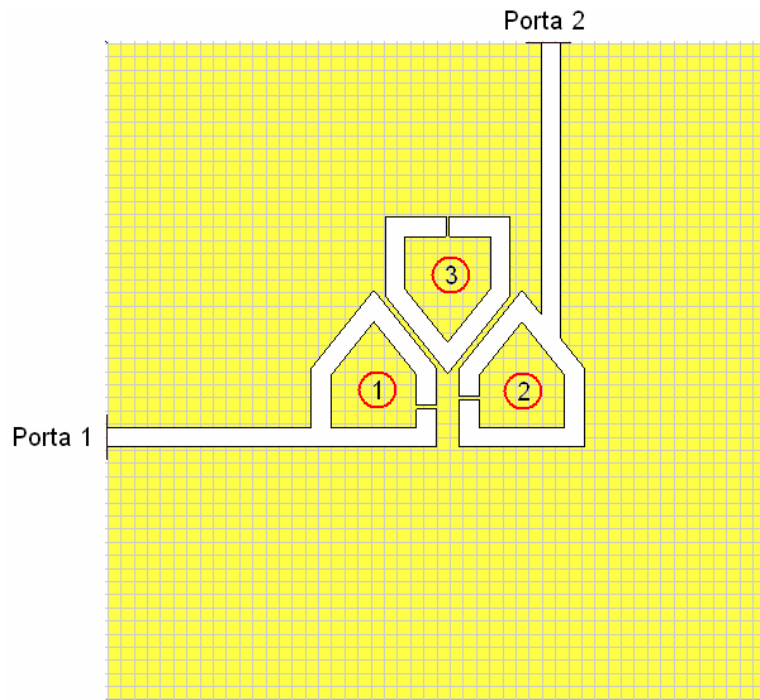


Figura 7.14: Filtro pass-faixa de terceira ordem com alimentação modificada.

A banda de rejeição ainda contém uma alta concentração de sinais espúrios nas frequências superiores a 3 GHz; assim, o objetivo inicial, a redução de sinais espúrios, não é alcançado.

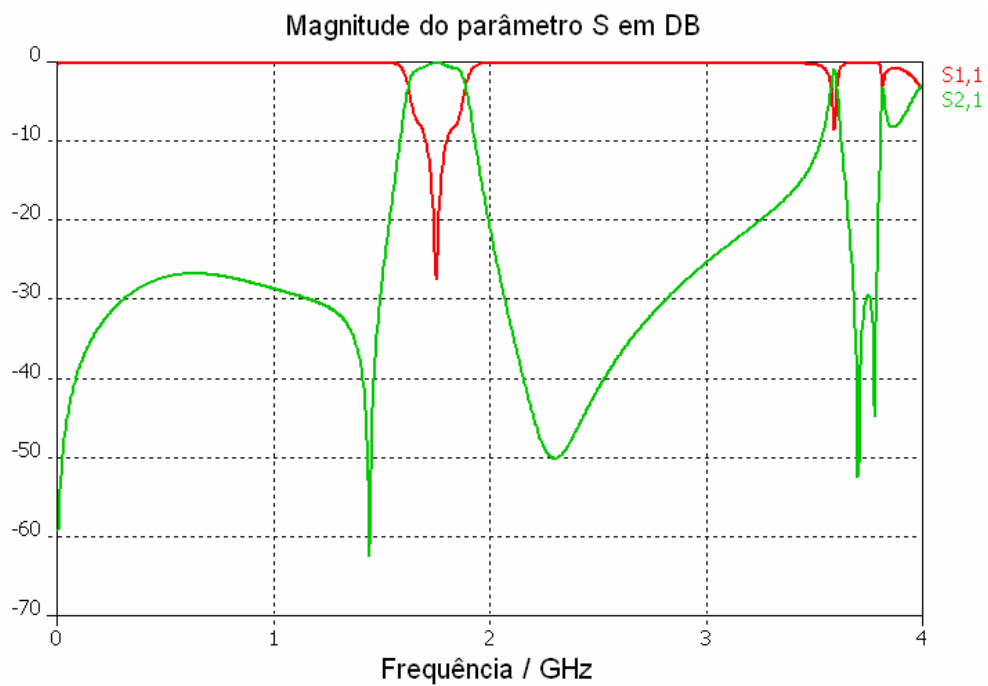


Figura 7.15 – A resposta em frequência do filtro da figura 7.14.

Um terceiro filtro pseudo-elíptico passa-faixa de três elementos ressoadores usando os ressoadores pentagonais é apresentado na figura 7.16. Neste caso a modificação foi realizada tanto na linha de entrada como na de saída do filtro. Utilizou-se uma linha com degrau de impedância, como se pode observar na figura 7.16. A idéia inicial para usar esta linha foi baixar ou suprimir a alta concentração de sinais espúrios da banda de rejeição do filtro. Mas a resposta em frequência da simulação deste filtro demonstrou que não foi alcançado esse objetivo, porém obteve-se uma melhoria relativa nos parâmetros S do filtro quando comparados ao filtro anterior (segundo filtro).

A resposta em frequência deste novo filtro é mostrada na figura 7.17. O parâmetro de transmissão S_{21} é plano na banda passante. O filtro apresenta uma melhoria na banda passante quando comparado ao filtro anteriormente visto. Porém há uma alta concentração de sinais espúrios (harmônicos) na banda de rejeição superior do filtro passa faixa, isto fica claro para frequências superiores a 3GHz como se observa na figura 7.17.

O parâmetro de reflexão S_{11} apresenta um valor aproximado de -19 dB na banda passante do filtro. Valor de S_{11} aceitável.

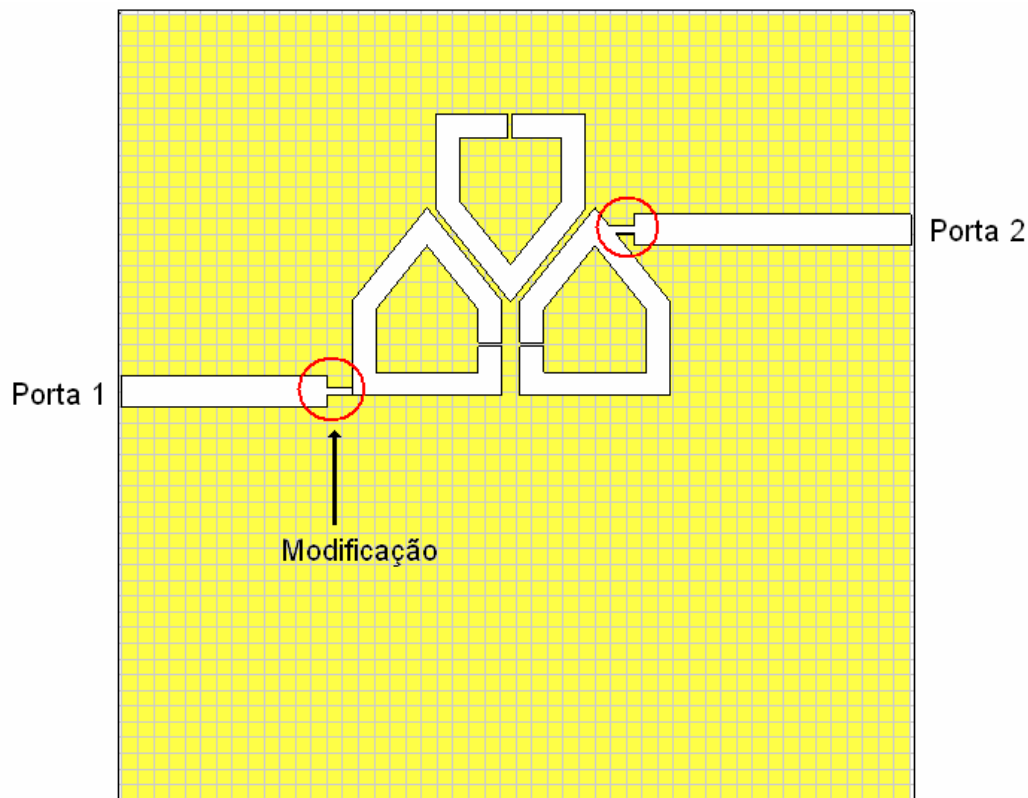


Figura 7.16 – Filtro passa-faixa com 3 ressoadores pentagonais com modificação tanto na linha de entrada e saída.

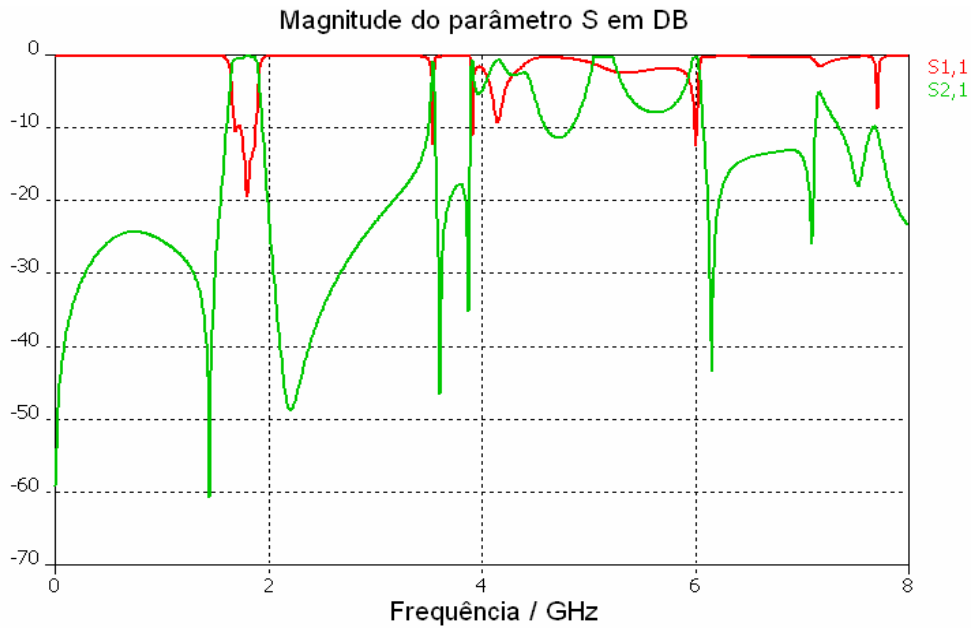


Figura 7.17 – Os parâmetros S do filtro passa-faixa da figura 7.16.

Finalmente um quarto filtro passa-faixa de três elementos ressoantes com uma alimentação modificada respeito a último filtro é apresentado na figura 7.18.

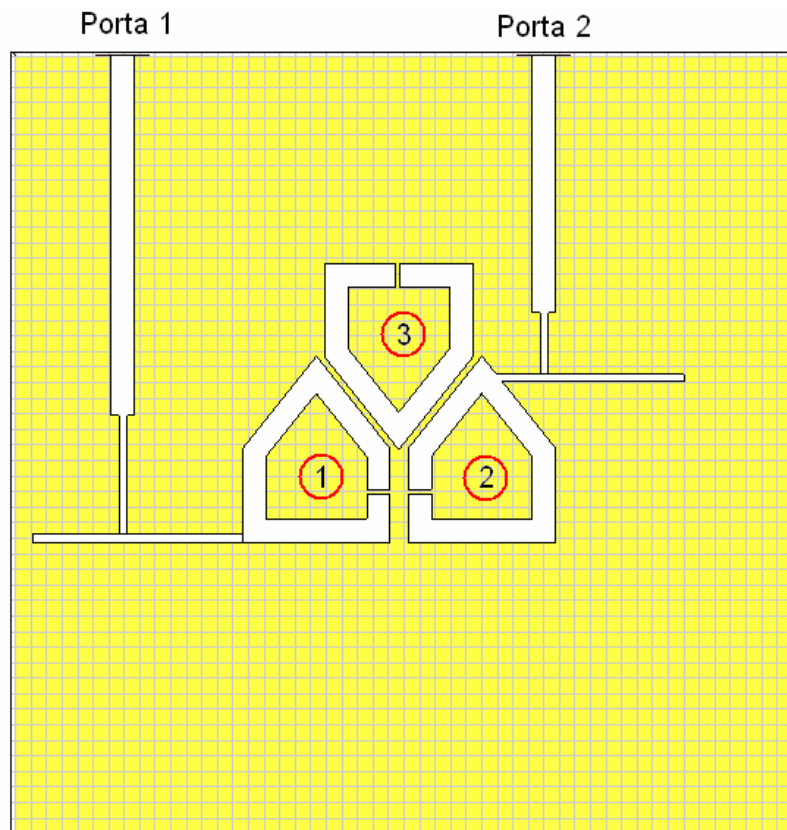


Figura 7.18 – Filtro passa faixa com entrada/saída modificadas.

O filtro pseudo-elíptico passa-faixa de terceira ordem da figura 7.18 apresenta também modificações tanto na porta de entrada com da saída, com o intuito de melhorar a resposta do filtro na faixa de rejeição superior do filtro.

Os parâmetros de transmissão S_{21} e rejeição S_{11} do filtro são mostrados na figura 7.19:

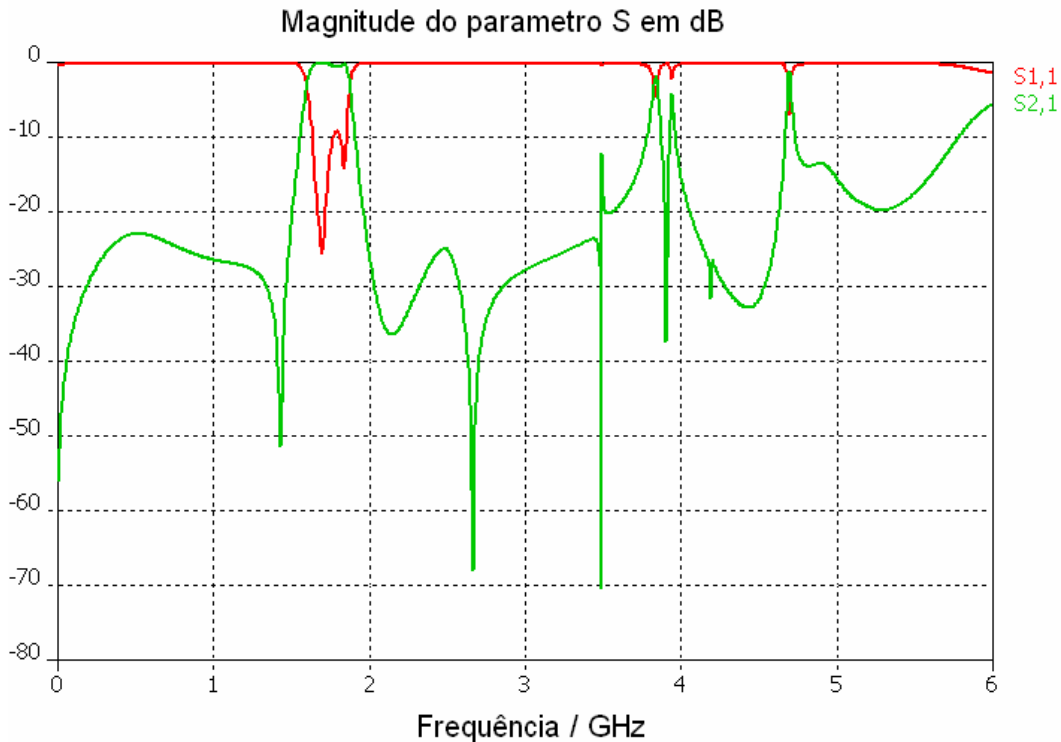


Figura 7.19 – Resposta do filtro passa-faixa da figura 7.18.

A perda de transmissão (S_{21}) apresenta uma ondulação pequena e por tanto aceitável na banda passante, no entanto a perda de retorno (S_{11}) não é uniforme na banda passante más apresenta um valor mínimo de -25 dB e um valor máximo de -10 dB na banda passante do filtro. Também se pode falar que a resposta de este filtro é, mas seletivo quando comparado a um filtro de dois elementos ressoadores.

7.3.3 Filtros Pseudo-elípticos Passa-faixa de quarta ordem

Os filtros quase-elípticos de quarta ordem são projetados neste trabalho usando quatro ressoadores pentagonais dispostos ou arranjos de tal forma a se obter uma resposta adequada em frequência do filtro passa faixa.

Na figura 7.20 se apresenta a primeira máscara de um filtro passa faixa de quarta ordem que foi simulado e que utiliza quatro ressoadores pentagonais. As portas 1 e 2 representam as portas de entrada e saída respectivamente do filtro passa faixa. A porta de entrada está conectada diretamente ao ressoador 1 e a porta de saída está conectada ao ressoador 3. O ressoador 2 está interconectado com acoplamento magnético aos ressoadores 1 e 3. O ressoador 4 está conectado com acoplamento híbrido aos ressoadores 1 e 3.

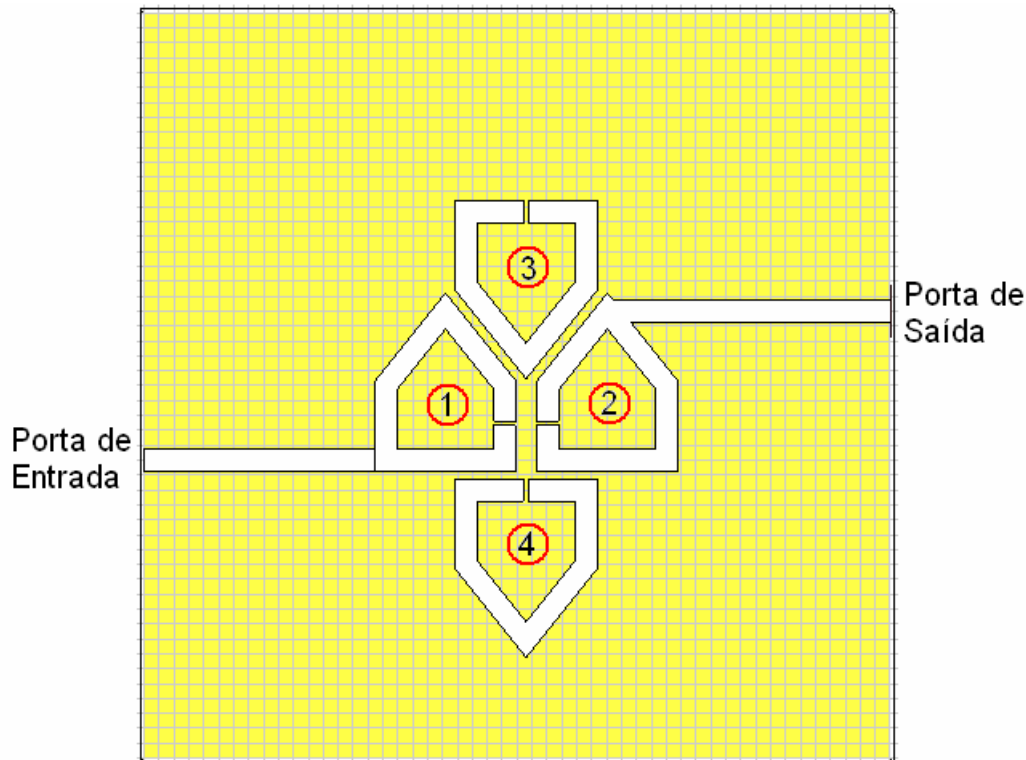


Figura 7.20 – Filtro passa faixa quase-elíptico de quarta ordem com ressoadores pentagonais.

A resposta em frequência do filtro passa faixa de quarta ordem é apresentada na figura 7.21. Pode-se observar nela que o parâmetro de transmissão S_{21} é quase plano em toda a banda passante mais apresenta uma pequena ondulação que pode ser desconsiderada. O filtro apresenta uma boa seletividade devido aos zeros de transmissão originados pela estrutura ressoante do circuito. Porém na faixa de rejeição do filtro pode-se ver a presença de sinais espúrios e que vai aumentando a partir da frequência de 3GHz.

A perda de retorno (S_{11}) do filtro tem um valor mínimo de -12dB e um valor máximo de -30dB na a banda passante do filtro, assim este valor de S_{11} é aceitável.

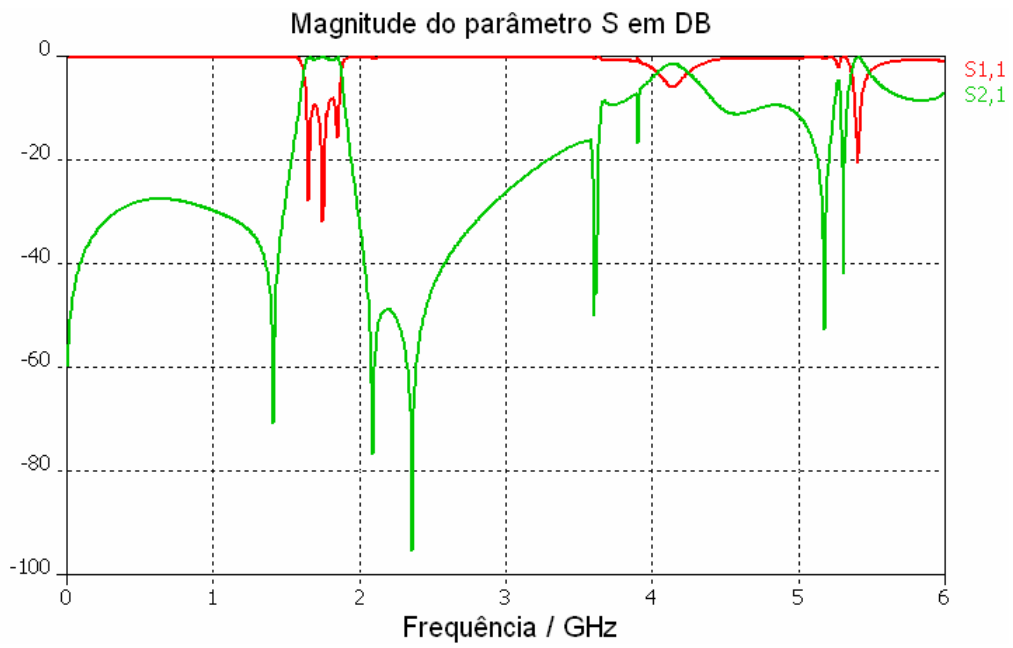


Figura 7.21 – Resposta em frequência do filtro passa-faixa de quarta ordem.

Uma segunda configuração de filtro pseudo-elíptico passa-faixa de quarta ordem é apresentado na figura 7.22.

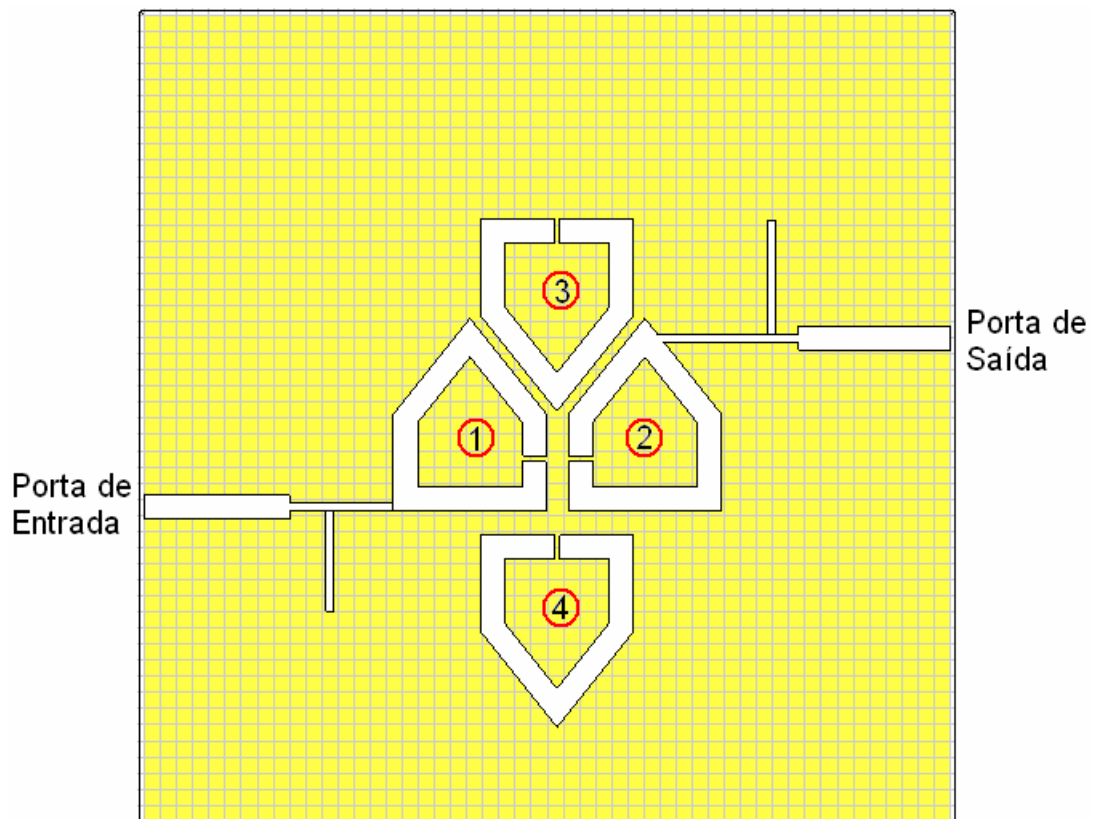


Figura 7.22 – Filtro quase-elíptico passa-faixa de quarta ordem.

O filtro da figura 7.22 apresenta uma modificação nas linhas de entrada e saída quando comparado com o primeiro filtro de quarta ordem. O objetivo desta modificação foi deslocar ou eliminar os sinais espúrios presentes na banda de rejeição a frequências mais elevadas.

Pode-se observar na figura 7.22, que a linha de alimentação está composta por uma linha com degrau de impedância e um estube, e ambas as linhas estão dispostas em forma perpendicular. Essas linhas de alimentação estão conectadas ao ressoador 1 e 2 do filtro que certamente correspondem a entrada e a saída do filtro passa faixa de quarta ordem.

Na figura 7.23, pode-se observar que o parâmetro S_{21} simulado é plano na banda passante do filtro. Também se observa que os sinais espúrios foram reduzidos na banda superior de rejeição do filtro passa faixa. O parâmetro de S_{11} toma um valor mínimo de -20 dB na frequência central do filtro passa-faixa.

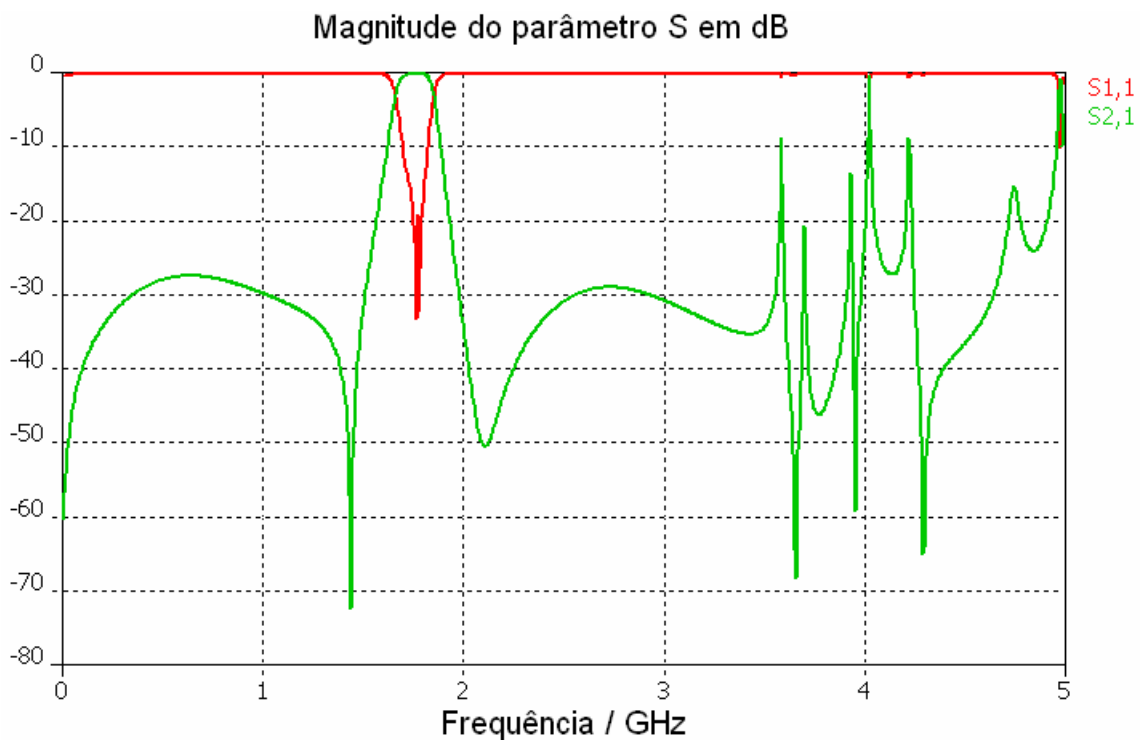


Figura 7.23 – Resposta em frequência do filtro passa-faixa da figura 7.22.

REALIZAÇÃO E CARACTERIZAÇÃO DAS NOVAS CONFIGURAÇÕES PROPOSTAS

Este capítulo está dedicado a realização e caracterização de alguns filtros pseudo-elípticos passa-faixa mostrados no capítulo 7. Foram empregadas técnicas simples na fabricação. As mesmas serão descritas em detalhe mais adiante.

8.1 IMPLEMENTAÇÃO DOS FILTROS PSEUDO-ELÍPTICOS PASSA-FAIXA

Para a implementação dos filtros pseudo-elípticos passa-faixa foi utilizada uma placa *microstrip* cujas características são: constante dielétrica relativo $\epsilon_r = 10,0$, uma espessura $h = 1,57$ mm e um fator de dissipação (perda do dielétrico) igual a 0,0035.

As configurações dos diversos filtros foram simuladas no simulador eletromagnético CTS Microwave Studio (MWS) versão 5.0 e as respostas destes filtros foram apresentadas no capítulo anterior. Os filtros apresentados nesta parte do trabalho foram construídos baseados nesses resultados teóricos, ou seja, conta-se agora com as estruturas dos filtros simulados que já têm as dimensões completamente definidas.

A partir do anterior, o seguinte passo na implementação do filtro é obter a máscara do circuito projetado e, para fazer isto, utiliza-se uma ferramenta do MWS que permite a conversão dos arquivos próprios para arquivos compatíveis com o AutoCad. O pacote AutoCad garante a precisão das dimensões do circuito.

O próximo passo na implementação dos filtros consiste em imprimir as máscaras dos filtros à superfície de cobre da placa *microstrip*. Fazer isso não é uma tarefa trivial para as frequências de microondas porque algumas partes dos circuitos têm dimensões muito pequenas, na ordem de décimos de milímetros. Existem diversas técnicas para imprimir as máscaras dos circuitos na placa *microstrip*. Aqui emprega-se uma técnica simples, a qual será detalhada na seção seguinte.

8.1.1 Uma técnica simples para a construção dos filtros em microondas

A construção dos filtros usando uma técnica simples, supondo que já se tem em mãos as simulações com as respostas desejadas, pode ser resumida a três passos:

1° - Obtenção da máscara do circuito pela conversão dos arquivos *.mod, que contêm as informações do filtro, para arquivos do tipo *.dxf que são arquivos compatíveis ao AutoCad.

2° - Impressão das máscaras dos filtros sobre a placa *microstrip* usando uma simples técnica térmica.

3° - Obtenção do circuito final do filtro pela remoção de cobre não desejado da placa *microstrip*.

Esses três passos para a construção dos filtros de microondas foram adotadas na implementação de um filtro passa-baixa, o qual usa um ressonador, e que serve como exemplo para a construção dos demais filtros.

8.1.1.1 Obtenção da máscara do filtro

O microwave studio tem uma opção para exportar arquivos. Essa opção do software faz a conversão dos arquivos *.mod (arquivos default do MWS) para arquivos *.dxf. Este último tipo de arquivo pode ser editado pelo AutoCad e, desta forma, pode-se fazer uso de toda o potencial do AutoCad, principalmente aproveitar a precisão do programa na impressão das dimensões geométricas do filtro.

A figura 8.1 apresenta a máscara do filtro passa-baixa que foi editada no AutoCad. A máscara está espelhada para se obter o formato original quando ela for impressa na placa *microstrip*.

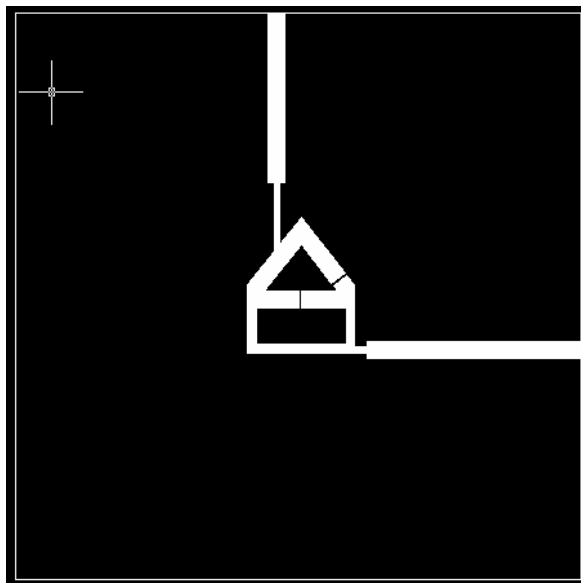


Figura 8.1 – Máscara do filtro pseudo-elíptico passa-faixa.

O próximo passo na construção do filtro de microondas é imprimir as máscaras para a placa *microstrip*, cuja parte superior é de cobre. Ou seja, o desafio agora é desenhar o circuito sobre uma superfície de cobre.

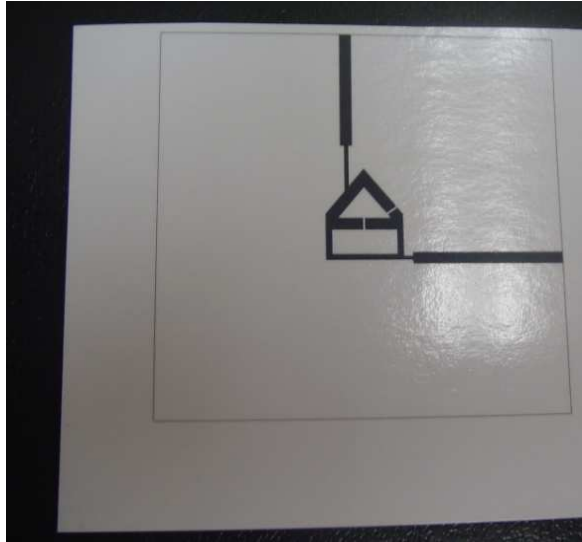
8.1.1.2 Impressão das máscaras na placa *microstrip*

Para a impressão das máscaras dos filtros na placa *microstrip*, obtidas no passo anterior, utiliza-se uma técnica simples. Esta técnica é um processo térmico que faz uso de um papel especial chamado papel branco tipo glossy achado comumente nas papelarias. Fazendo uso do AutoCad, a máscara invertida é plotada numa folha de papel branco tipo glossy, de 150 gramas, usando uma impressora laser (toner). Esta máscara impressa é colocada sobre a superfície limpa da placa de cobre (o circuito deve ter contato direto com a superfície do cobre). Em seguida, passa-se um ferro elétrico comum, já pré-aquecido, na parte posterior do papel, o que dá início à reação térmica do toner e que permite imprimir o circuito para a placa *microstrip*. É aconselhável fazer movimentos circulares do ferro elétrico para espalhar o calor de forma homogênea na placa de cobre. Depois de alguns minutos, aproximadamente uns 5 a 7 minutos, o papel glossy é retirado, ficando impresso o circuito na placa *microstrip*.

A figura 8.2(a) apresenta apenas a placa *microstrip* com características: $\epsilon_r = 10,0$ e um $h = 1,57$ mm. Já a figura 8.2(b) mostra o circuito passa-baixa impresso em papel branco tipo glossy o mesmo será impresso na placa *microstrip* usando a técnica simples descrita acima.



(a)



(b)

Figura 8.2 – (a) Placa microstrip. (b) Circuito desenhado sobre papel glossy.

O circuito de microondas da figura 8.2(b) impresso na placa *microstrip* é apresentado na figura 8.3. Pode-se observar que o desenho na placa do circuito é de cor negra, devido ao toner empregado na impressora laser.



Figura 8.3 – Exemplo de um circuito de microondas impresso na placa *microstrip*.

O terceiro e último passo na construção do filtro usando esta técnica simples é abordado no item seguinte.

8.1.1.3 Obtenção do circuito final

O circuito final é obtido pela corrosão do cobre não desejado da placa *microstrip* fazendo uso de algum ácido corrosivo ao cobre. Neste trabalho utilizou-se uma solução de percloroeto de ferro, que é muito usado neste tipo de tarefas.

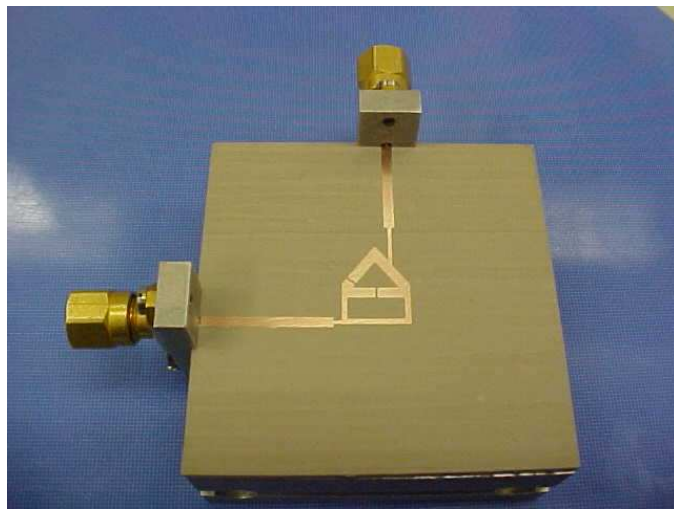


Figura 8.4 – Fotografia do filtro passa-baixa construído.

A placa com o circuito desenhado é colocada num recipiente de plástico e coberto pela solução de percloroeto de ferro até certa altura, suficiente para cobrir todo o circuito. Depois de aproximadamente 30 minutos e de uma verificação visual, o toner do circuito é limpo com água e sabonete, ficando, desta maneira, somente o circuito desejado na placa *microstrip*. O circuito final do filtro de três ressoadores em estudo pode ser observado na figura 8.4.

Com este último passo, encerra-se a apresentação do exemplo de uma técnica simples de construção de filtros de microondas. Esta técnica foi empregada para a construção de todos os filtros desenvolvidos neste trabalho.

8.2 MEDIÇÕES DOS FILTROS PROJETADOS

Todos os filtros apresentados nesta parte do trabalho foram realizados usando a técnica anteriormente descrita. De posse dos circuitos dos filtros, a tarefa se concentra na medição dos mesmos.

Para a medição dos filtros de microondas, foi utilizado um analisador de redes modelo Agilent 8714ES (Laboratórios do departamento de engenharia elétrica), cuja faixa de operação em frequência vai de 0,3 MHz até 3 GHz. O analisador de redes empregado nas medições dos filtros construídos é mostrado na figura 8.5.

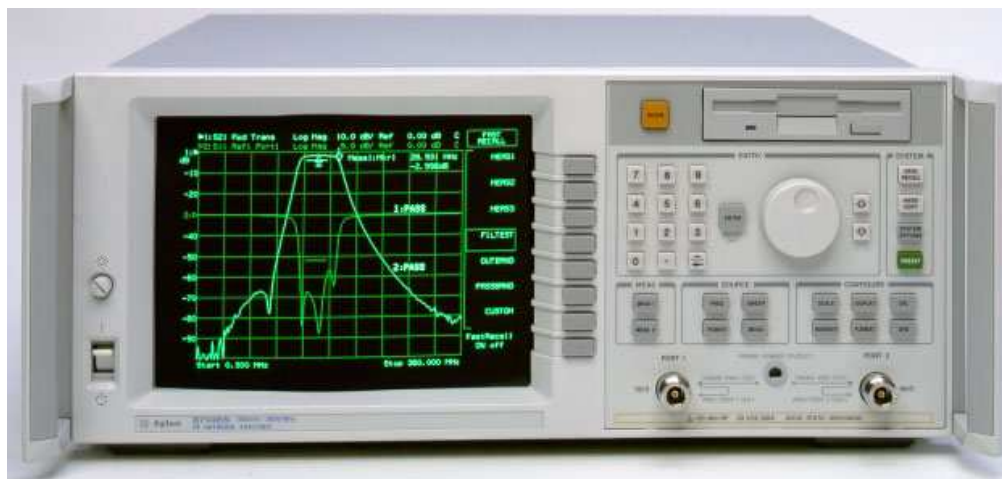


Figura 8.5 – Analisador de redes 8714ES usado para a medição dos filtros.

O analisador de redes 8714ES tem uma tela monocromática onde são mostradas as curvas características das medições dos filtros tais como: a curva do parâmetro de reflexão (S_{11}) e a curva de transmissão (S_{21}). O analisador apresenta um menu interativo que permite configurar o equipamento para realizar uma determinada tarefa.

A configuração pode ser realizada também usando botões que estão localizados no painel frontal do equipamento. Para poder salvar os resultados das medições usa-se o botão “Hard copy” que salva o resultado como uma figura com diversas extensões.

A calibração do analisador de redes é uma fase importante nas medições dos circuitos de filtros, desta forma, a precisão da medição será adequada.

8.2.1 Medição de filtros usando o analisador de redes

A figura 8.6 apresenta a conexão do filtro elétrico no Analisador de Redes (A.R.), para sua respectiva caracterização. A entrada do filtro é conectada à porta IN do A.R. e a porta de saída é conectada à porta OUT do A.R., usando cabos de microondas.

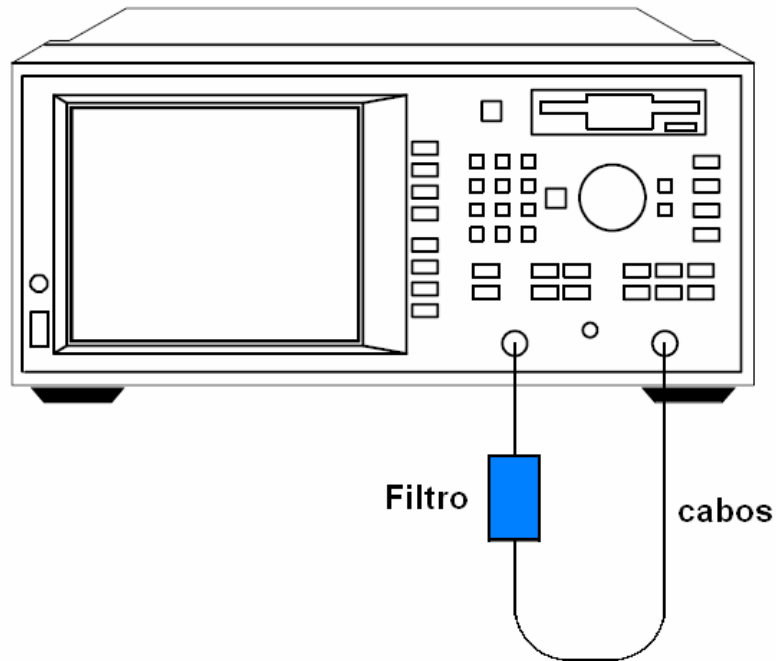
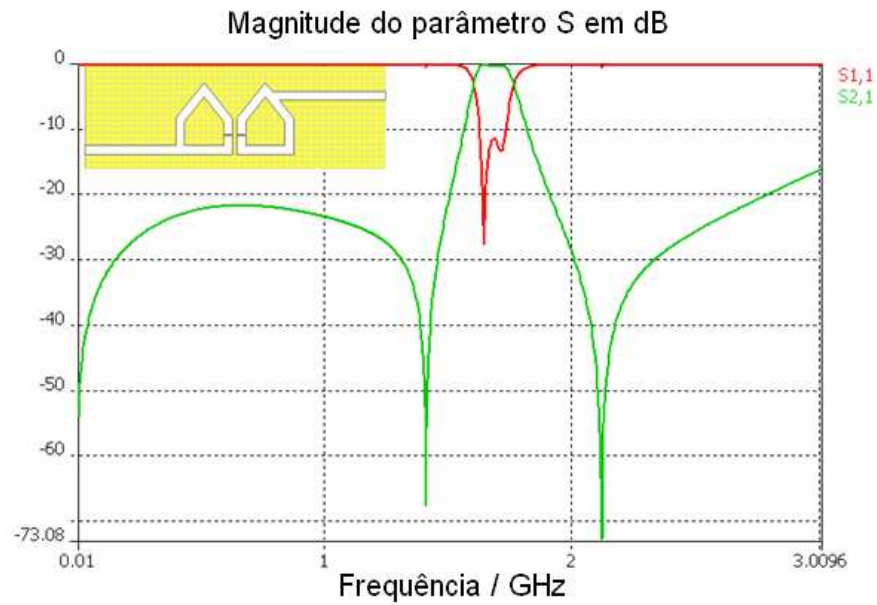


Figura 8.6 – Disposição dos equipamentos para fazer a medição de filtros.

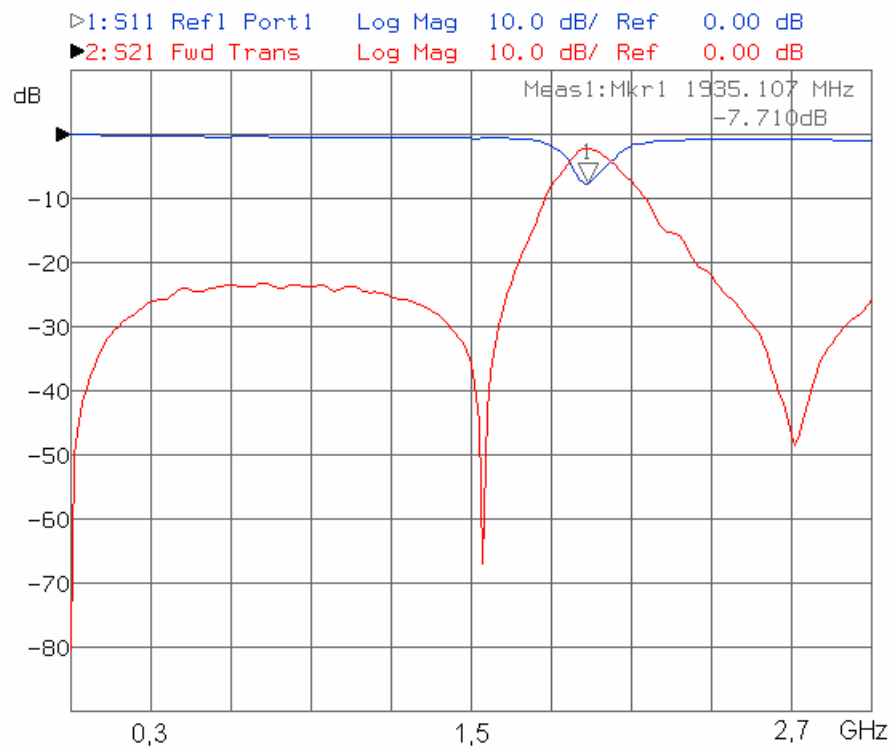
Usando os comandos necessários no painel de controle do A.R. é factível realizar as medições dos dispositivos de alta frequência com relativa facilidade.

8.2.2 Filtro pseudo-elíptico de segunda ordem

Inicia-se comentando a medição do filtro pseudo-elíptico de segunda ordem, ou seja, filtros com dois ressoadores pentagonais, realizada usando os procedimentos apresentados na seção anterior. A figura 8.7(a) apresenta a resposta em frequência simulada do filtro e a figura 8.7(b) apresenta a resposta em frequência medida a partir do mesmo filtro.



(a)



(b)

Figura 8.7 – (a) Resposta simulada e (b) resposta medida no filtro de segunda ordem.

Na figura 8.7(b) pode-se observar que o filtro de segunda ordem apresenta uma alta perda por inserção em detrimento da banda passante do filtro passa-faixa. A seletividade

também deixa a desejar sobretudo quando se observa o limite superior da banda passante do filtro passa-faixa. A curva vermelha representa o parâmetro S_{21} medido onde mostra as características sinalizadas acima além de apresentar dois zeros de transmissão nas frequências de 1,55GHz e 2,7GHz respectivamente. A curva azul representa o parâmetro de reflexão S_{11} do filtro, assim ela representa um pobre casamento na porta de entrada do filtro.

Comparando a resposta simulada e medida do filtro, conclui-se que elas não são concordantes, significando que há uma divergência entre a simulação do filtro e a caracterização do mesmo. Uma explicação seria o fato de que, na simulação, as linhas condutoras do circuito foram consideradas como linhas sem perdas; além do que, o método de construção do filtro empregado não foi sofisticado, ou seja, usou-se uma técnica simples como descrita na seção 8.1.

Outra observação na figura 8.7 sobre a divergência entre as respostas se deve à baixa ordem do filtro, ou seja, ao número de elementos ressoadores usados nele (neste caso 2 ressoadores). Quando são incrementados os elementos ressoadores a resposta do filtro melhora como se verá nos próximos itens.

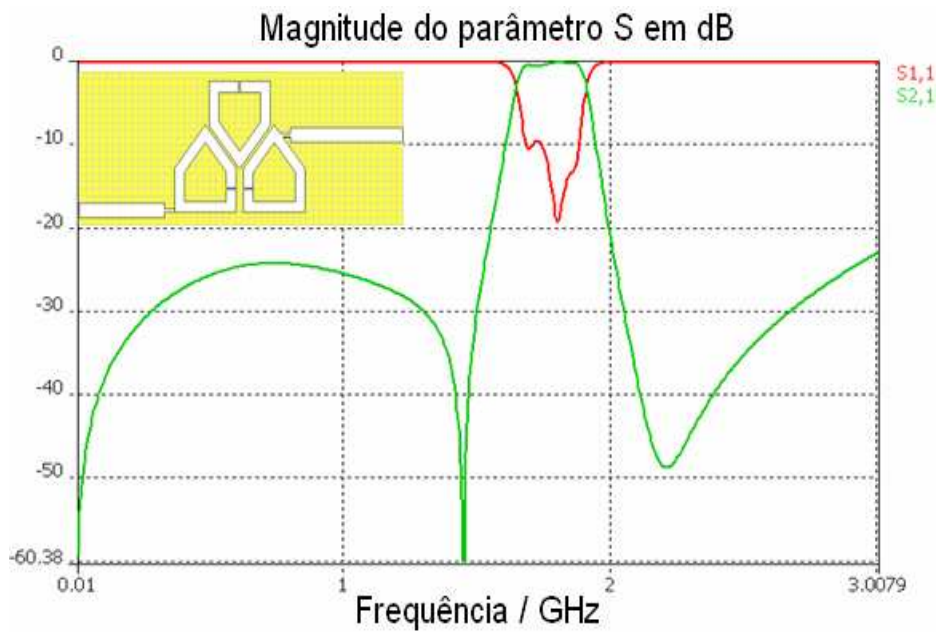
8.2.3 Filtro pseudo-elíptico de terceira ordem

A medição do filtro pseudo-elíptico de terceira ordem foi realizada usando os procedimentos apresentados na seção anterior. A figura 8.8(a) apresenta a resposta em frequência simulada do filtro pseudo-elíptico filtro_3R_01 e a figura 8.8(b) apresenta a resposta em frequência medida (prática) do mesmo filtro.

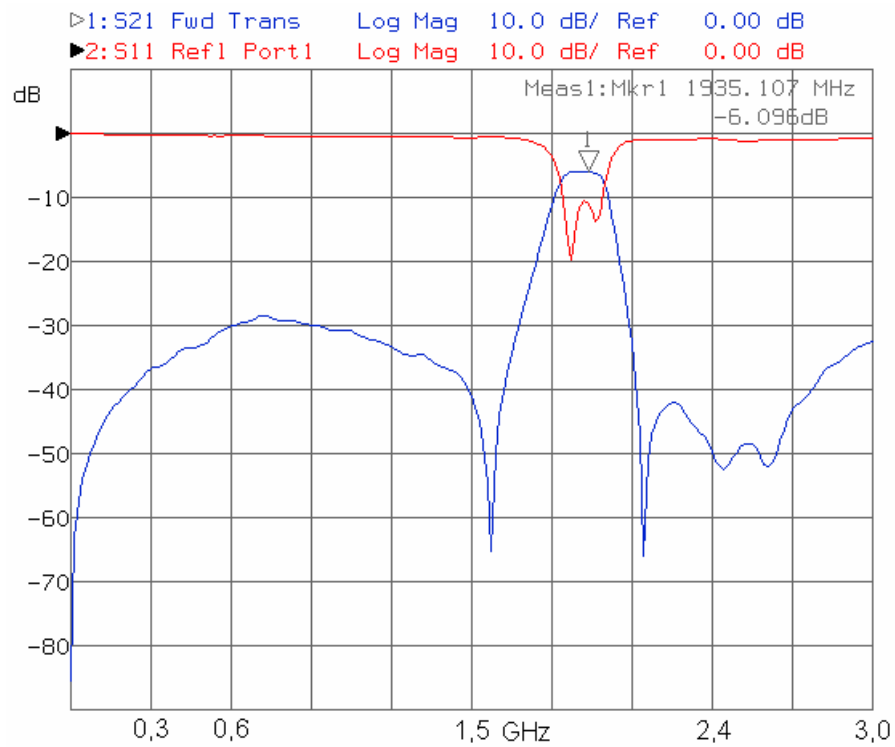
Na figura 8.8 se pode observar que a resposta prática comparada com a resposta simulada resultam próximas. Apesar disto, observa-se que o parâmetro de transmissão prático S_{21} tem uma boa aproximação linear na banda passante do filtro, sofrendo, no entanto, uma perda por inserção de aproximadamente -6 dB na banda passante, o que certamente é um aspecto negativo.

O parâmetro S_{11} do filtro tem um valor máximo de -10 dB e um valor mínimo de aproximadamente -20 dB na banda passante. Assim, tirando uma média tem-se um valor até certo ponto aceitável.

Porém pode-se ver que as respostas em frequências simuladas e práticas têm certa correlação em suas características gerais.



(a)



(b)

Figura 8.8 – (a) Resposta simulada. (b) Resposta prática ou medida do filtro_3R_01.

O filtro pseudo-elíptico de terceira ordem já construído pode ser apreciado na figura 8.9. Chamaremos este filtro com de filtro_3R_01.

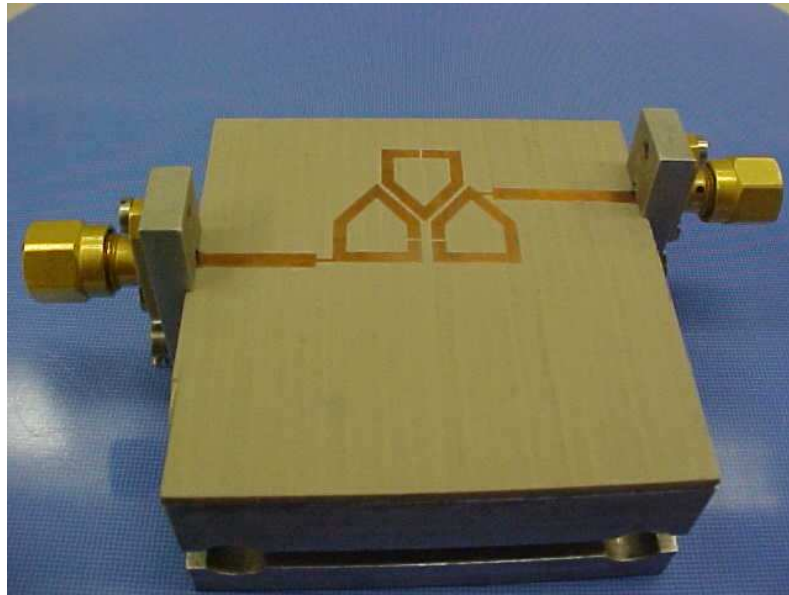


Figura 8.9 – Fotografia do filtro_3R_01.

Um segundo filtro quase-elíptico de terceira ordem o filtro_3R_02 é apresentado na figura 8.10.

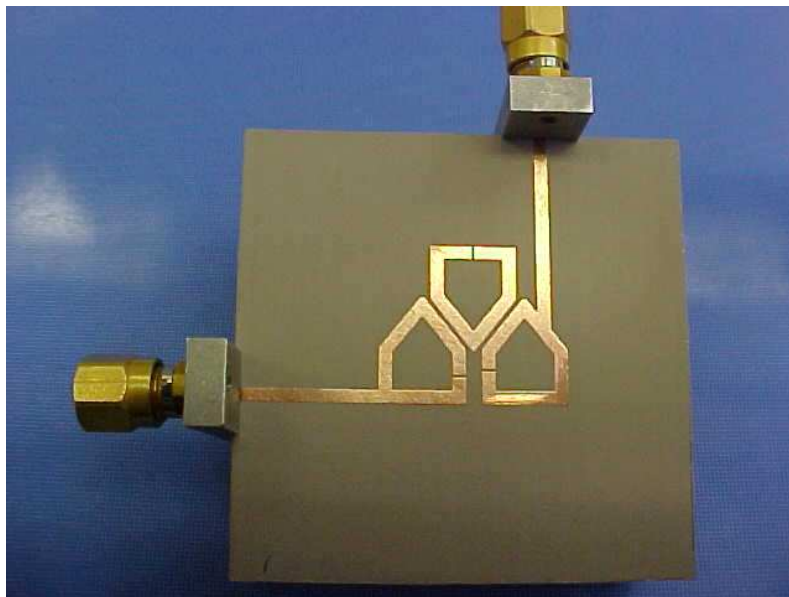
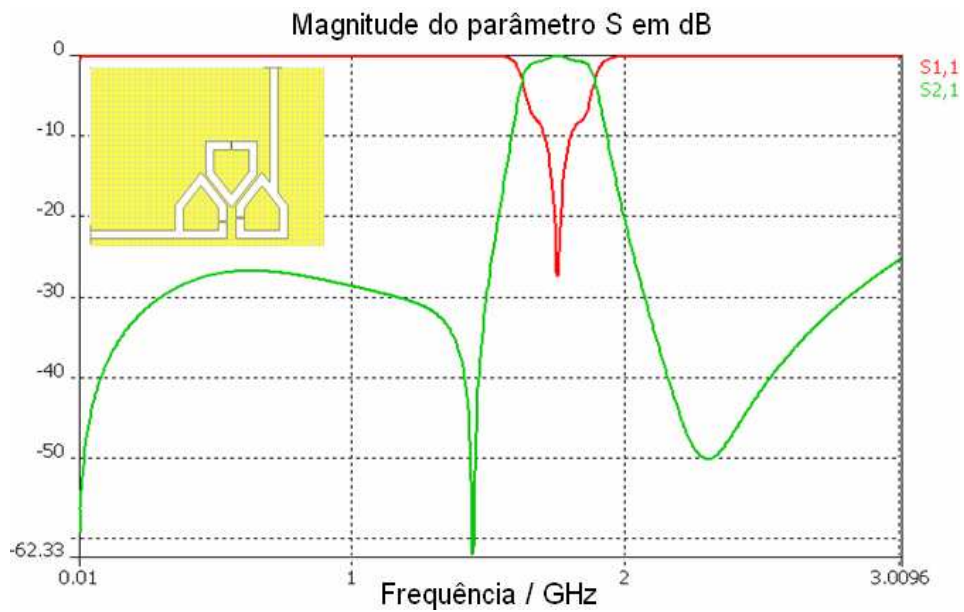
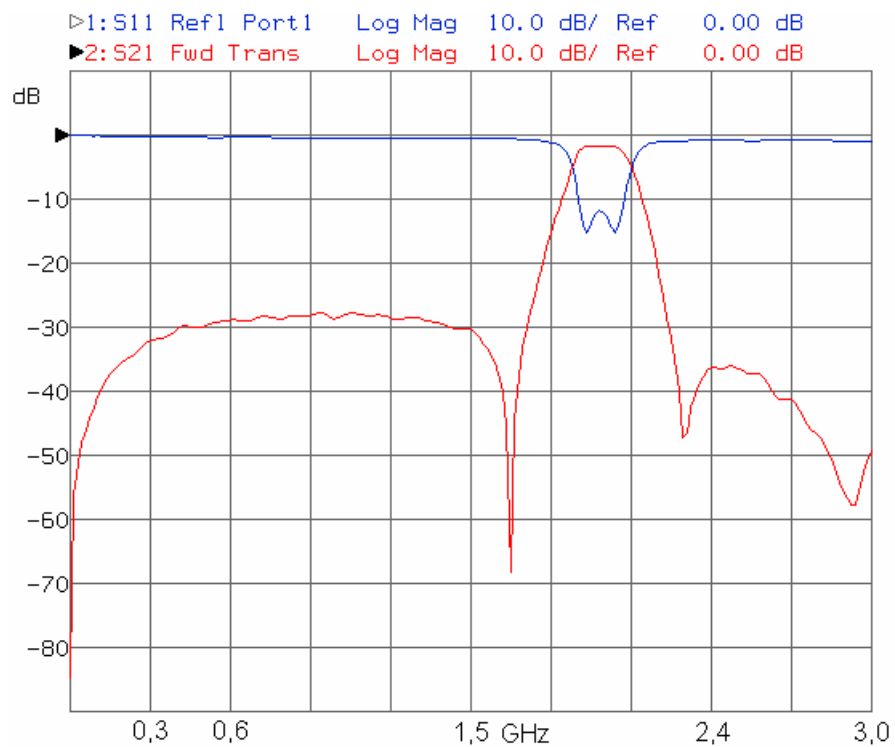


Figura 8.10 – Fotografia do filtro_3R_02.

A resposta prática do segundo filtro de terceira ordem filtro_3R_02 e a resposta simulada do mesmo é apresentada na figura 8.11.



(a)

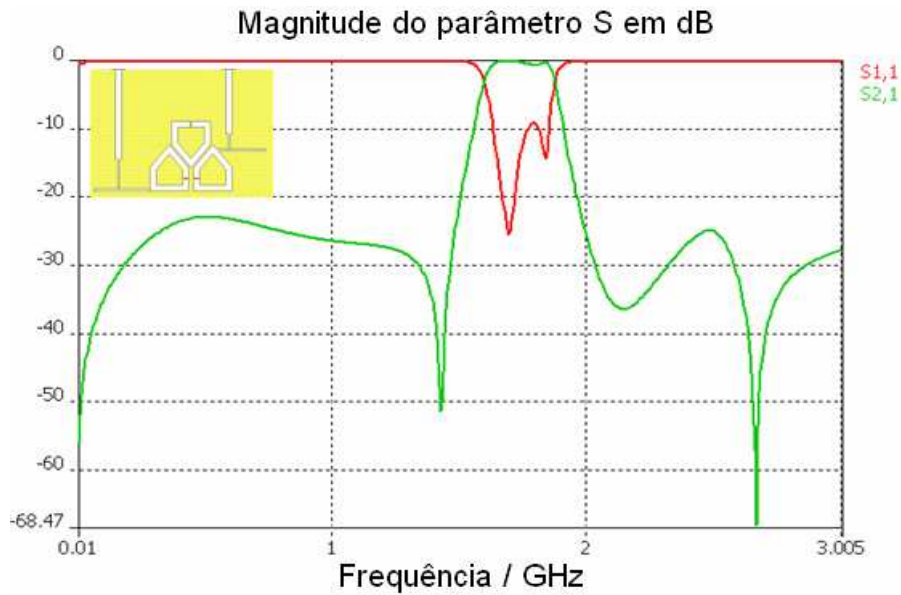


(b)

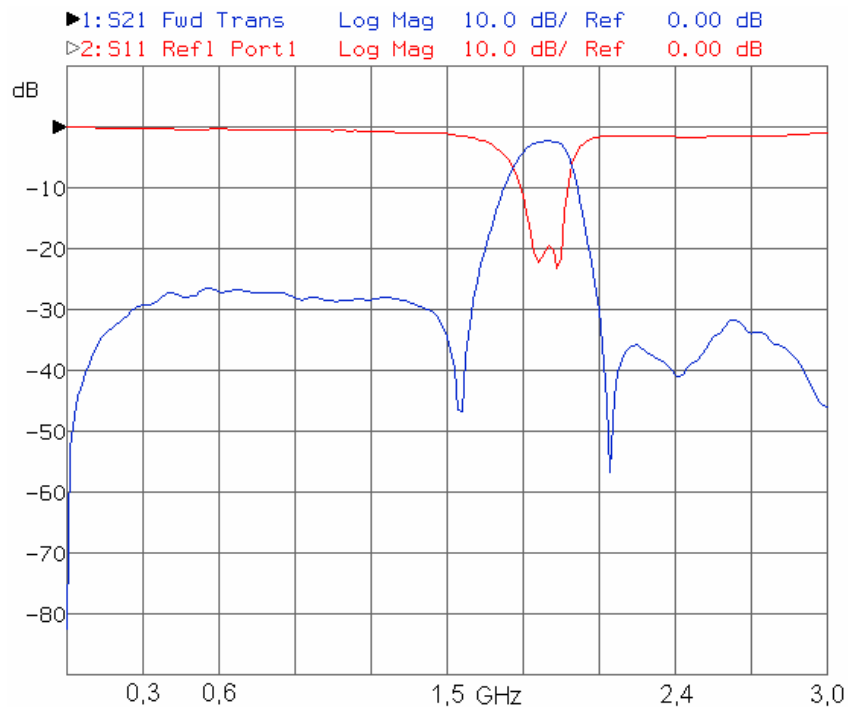
Figura 8.11 – (a) Resposta simulada e (b) resposta medida do filtro_3R_02.

Na figura 8.11(b) pode-se ver que o parâmetro S_{21} do filtro_3R_02 é bom porque tem resposta plana na banda passante e uma boa seletividade devido aos dois zeros de transmissão finitos. O parâmetro S_{11} tem um valor máximo de -12 dB na frequência central do filtro.

Agora a resposta simulada e medida de um terceiro filtro quase-elíptico filtro_3R_03 é mostrada na figura 8.12.



(a)



(b)

Figura 8.12 – (a) Resposta simulada e (b) resposta medida do filtro_3R_03.

Pode-se observar em 8.12(b) que a resposta medida do filtro tem uma boa aproximação à resposta simulada no MWS. O parâmetro de transmissão S_{21} apresenta uma pequena perda por inserção de aproximadamente 2dB e dois zeros de transmissão limitam claramente a banda passante do filtro. O parâmetro S_{11} tem um valor aproximado de -20dB na frequência central do filtro o que é considerado um bom valor de S_{11} . A figura 8.13 mostra uma fotografia do filtro filtro_3R_03 que foi construído.

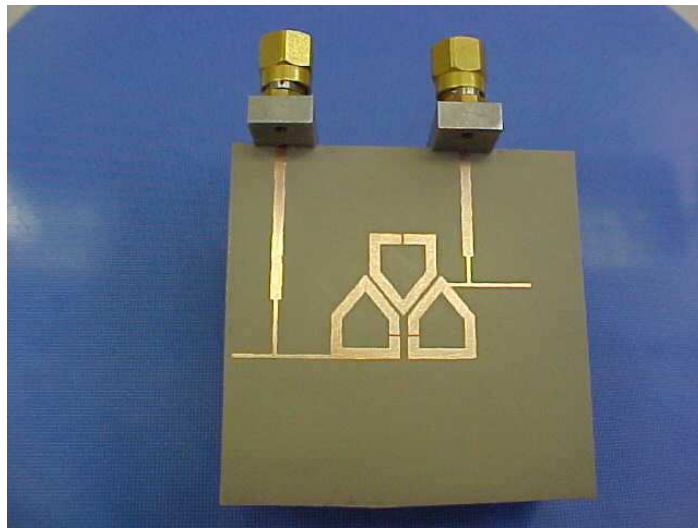


Figura 8.13 – Fotografia do filtro_3R_03.

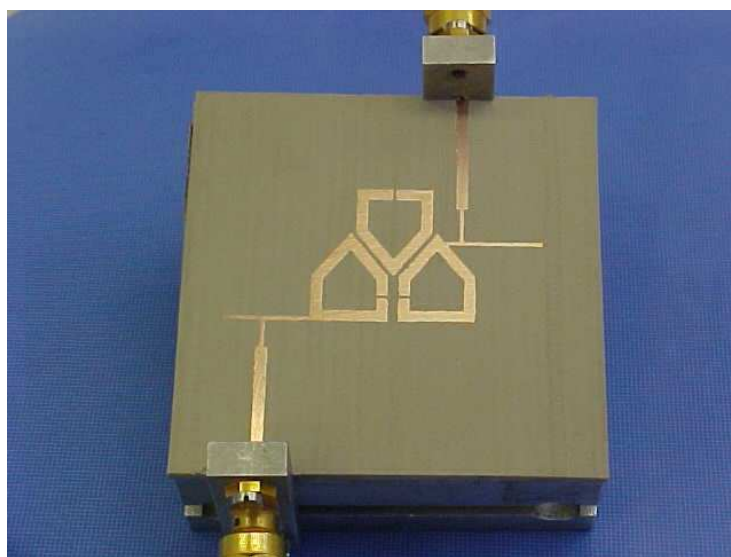
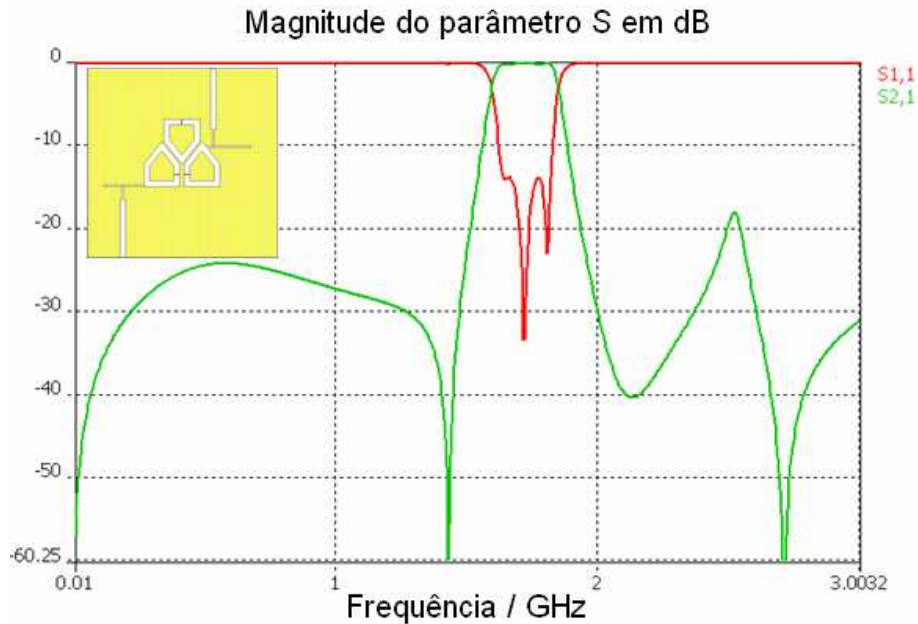


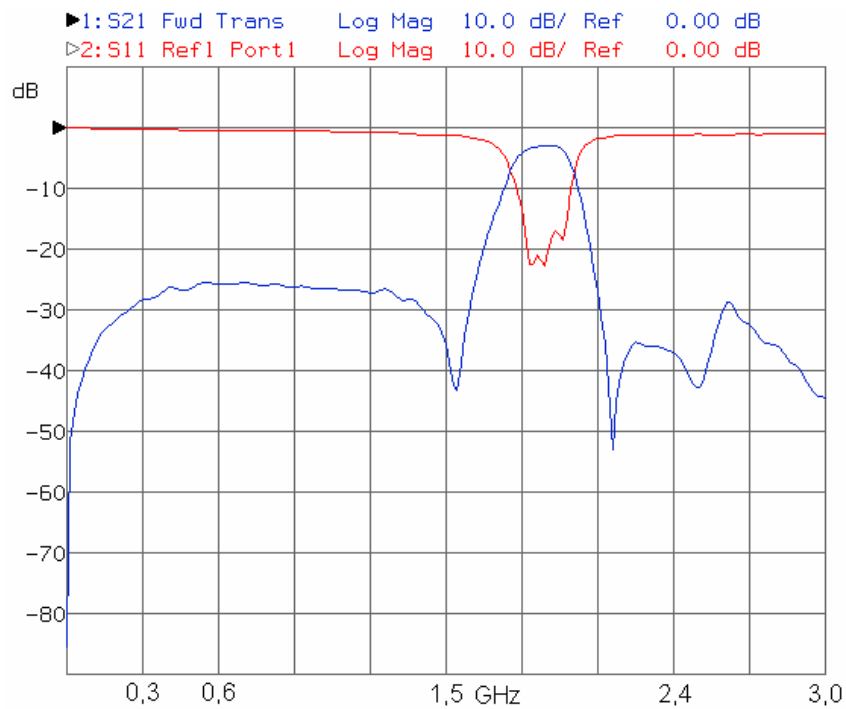
Figura 8.14 – Fotografia do filtro_3R_04.

A figura 8.14 apresenta um quarto filtro quase-elíptico de terceira ordem denominado filtro_3R_04. Este filtro é uma variante do último filtro e a modificação foi realizada na alimentação de entrada do filtro.

Na figura 8.15 apresentam-se as respostas simulada e medida do filtro_3R_04.



(a)



(b)

Figura 8.15 – (a) Resposta simulada e (b) resposta prática do filtro_3R_04.

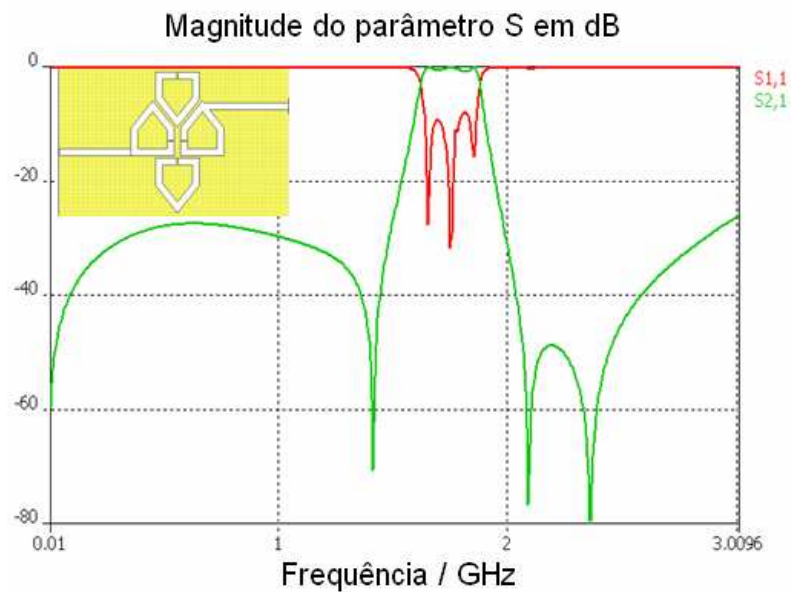
Como pode-se ver na figura 8.15(b) o parâmetro S_{21} do filtro_3R_04 apresenta uma perda por inserção de aproximadamente -3 dB na banda passante. Nela também se observar os zeros de transmissão finita que originam a boa seletividade do filtro. O parâmetro S_{11} tem um valor de aproximadamente de -20 dB em toda a banda passante do filtro, o que constitui um valor bastante aceitável.

Todas as configurações dos filtros quase-elípticos de terceira ordem estudados apresentam dois zeros de transmissão, o que os torna filtros de maior seletividade quando comparados aos filtros de segunda ordem. As medições também mostram que existe uma boa correlação entre as respostas teóricas (simuladas) e as respostas práticas.

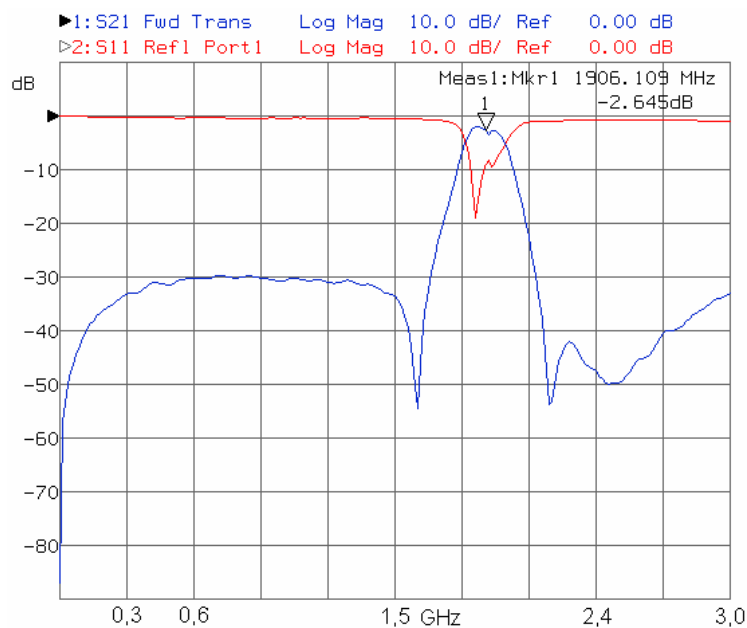
8.2.4 Filtro pseudo-elíptico de quarta ordem

A medição do filtro pseudo-elíptico de quarta ordem filtro_4R_01 foi realizada usando os mesmos procedimentos da seção anterior. Assim, os resultados destas medições são apresentados na figura 18.16.

A figura 8.16(a) apresenta a resposta em frequência simulada do filtro filtro_4R_01 e a figura 8.16(b) apresenta a resposta em frequência medida do mesmo filtro.



(a)



(b)

Figura 8.16 – (a) Resposta simulada e (b) resposta medida do filtro_4R_01.

O parâmetro S_{21} apresenta os dois zeros de transmissão bem definidos e adicionalmente um terceiro não bem definido na banda superior de rejeição do filtro e que pode estar em concordância com a resposta simulada. O filtro é mais seletivo quando comparado ao filtro de terceira ordem. Em contrapartida o coeficiente de transmissão S_{21} não é linear na banda passante, apresentando uma pequena queda na frequência central do filtro.

A figura 8.17 apresenta o circuito do filtro_4R_01, concebido a partir da técnica simples para a construção dos filtros em microondas mencionadas anteriormente.

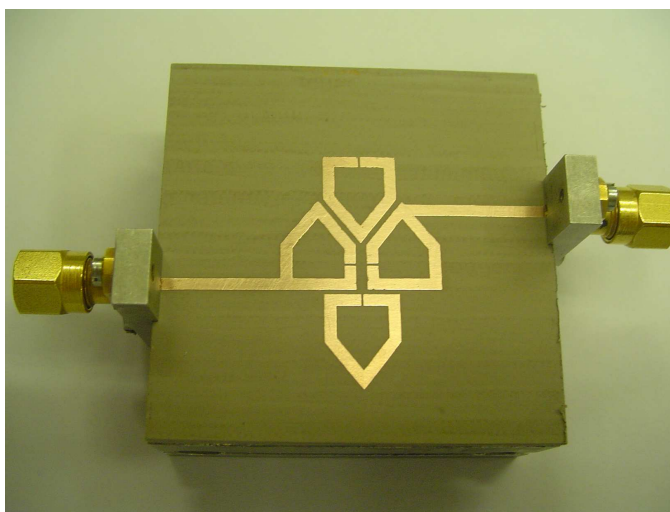


Figura 8.17 – Filtro pseudo-elíptico de quarta ordem construído.

Finalmente um segundo filtro de quatro elementos denominado filtro_4R_02 é apresentado na figura 8.18. Este circuito diferencia-se do filtro_4R_01 pela modificação no tipo de alimentação de entrada, assim como na saída do filtro. Pode-se observar que a alimentação agora faz uso de um estube conectado em forma perpendicular a uma linha fina que, por sua vez, vai conectada à porta de entrada por meio de uma linha mais grossa (cujo comprimento é igual ao comprimento empregado nos elementos ressoantes).

A idéia de fazer esta modificação foi obter um filtro_4R_02 capaz de deslocar as frequências espúrias da banda superior de rejeição para frequências mais elevadas. Na simulação correspondente a este filtro usando o MWS, se obteve uma grande redução de dessas frequências espúrias, mas, na medição, tal redução não se validou devido às limitações de operação em frequência de nosso analisador de redes (vai de 0.300 MHz até 3GHz).

A resposta prática em frequência do filtro_3R_02 e a resposta simulada do mesmo são apresentadas na figura 8.19.

O parâmetro de transmissão S_{21} do filtro_4R_02 apresenta uma baixa perda por inserção na banda passante como se pode ver na figura 8.19(b). Ele também tem um zero de transmissão na banda de rejeição inferior e dois zeros de transmissão na banda de rejeição superior do filtro passa-faixa.

O parâmetro de reflexão S_{11} tem um valor de -30 dB na banda central do filtro o que é certamente um bom valor.

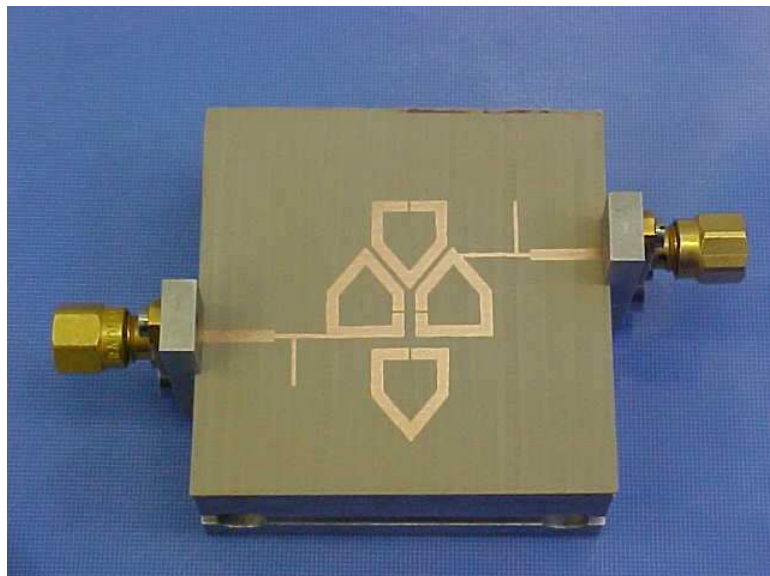
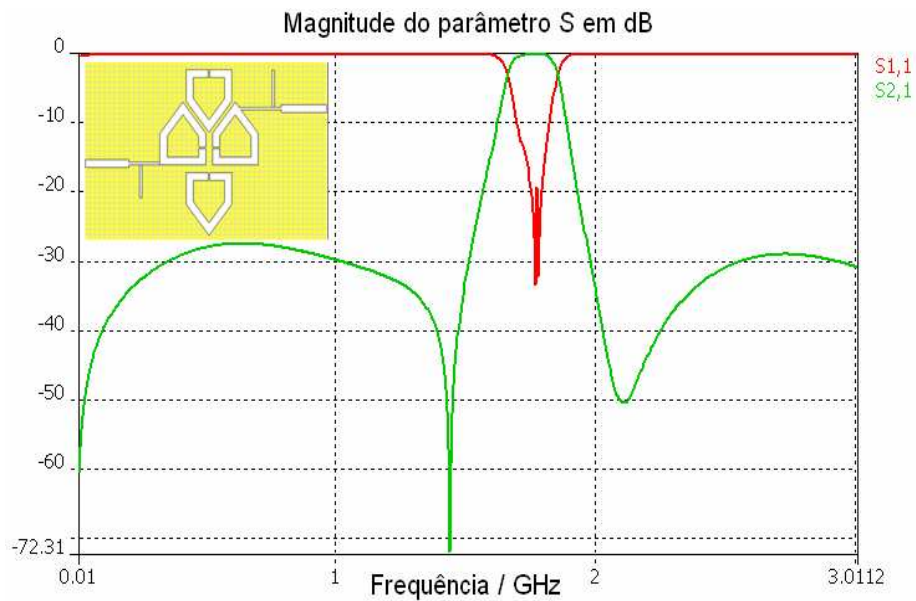
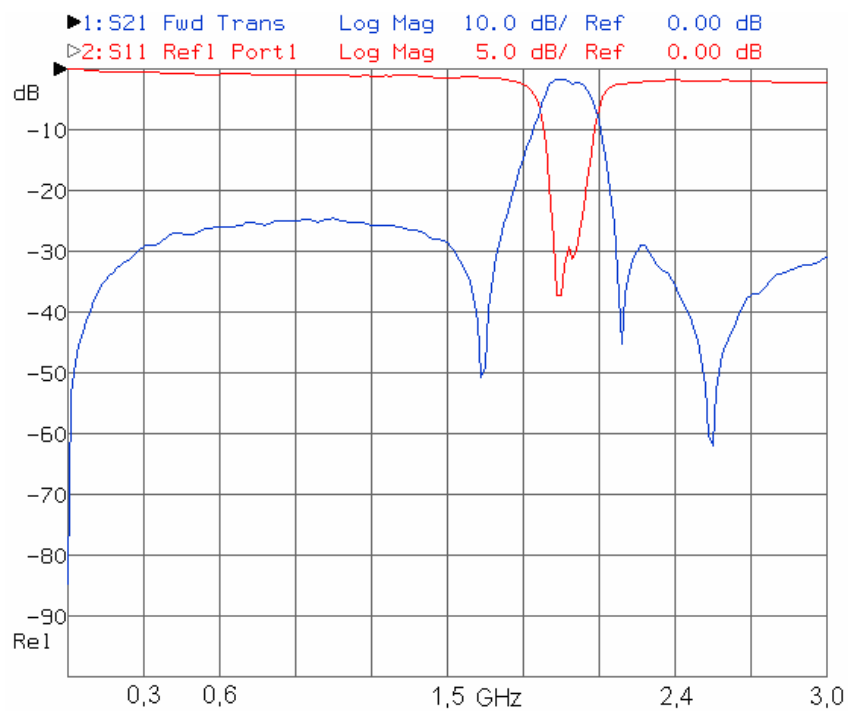


Figura 8.18 – Fotografia do filtro construído filtro_4R_02.



(a)



(b)

Figura 8.19 – (a) Resposta simulada e (b) resposta medida do filtro_4R_02.

O resumo da realização dos filtros quase-elípticos de quarta ordem fica estabelecido pelo melhoramento da seletividade quando comparado com os filtros de terceira ordem, mas sofre uma pequena distorção na banda passante devido a acoplamentos não desejados originados pela utilização de um quarto elemento ressonante.

CONCLUSÕES

9.1 CONCLUSÕES DO TRABALHO

Este trabalho apresenta resultados da pesquisa sobre filtros quase-elípticos fazendo uso de novos ressoadores pentagonais com baixa perda de inserção, tamanho reduzido e alta seletividade devido aos zeros de transmissão finitos. Foram estudados os componentes do filtro, ou seja, os ressoadores pentagonais, linhas de alimentação, acoplamento entre os ressoadores pentagonais, etc.

Inicia-se este trabalho com o estudo da teoria geral dos filtros usando a variável transformada Z . Em seguida foi preciso fazer uma introdução breve sobre linhas planares assim como apresentar diversas configurações dos ressoadores de $\lambda/2$ miniaturizados mais conhecidos. Também foi necessário um estudo sobre os parâmetros dos ressoadores acoplados, tais como: coeficiente de acoplamento e o fator de qualidade. Sobre o coeficiente de acoplamento de pares de ressoadores, é apresentada uma técnica de extração prática [30]. E continuando, se apresenta uma teoria sobre filtros elípticos e pseudo-elípticos em parâmetros distribuídos.

Desenvolvida a teoria dos filtros pseudo-elípticos com o objetivo de cumprir exigências dos projetos de filtros perante os modernos sistemas de comunicações de RF/Microondas, passou-se a estudar novas configurações de filtros usando como elementos ressoantes os ressoadores pentagonais. A nova configuração de filtro proposta neste trabalho faz uso de novos ressoadores pentagonais, os quais estão baseados nos ressoadores quadrados de laço aberto propostos por Lancaster [43]. Os estudos dos ressoadores pentagonais apresentam características similares aos ressoadores padrões, isto é, ressoador miniaturizado, facilidade na alimentação, retirada do sinal e facilidade relativa de construção. Uma desvantagem é que ele apresenta outros modos de transmissão devido à sua geometria. Por isso, na simulação e na medição das características do novo filtro passa-faixa estudado neste trabalho, existem certas perdas nos acoplamentos dos ressoadores, assim os acoplamentos são relativamente mais fracos quando comparados com outras topologias de ressoadores. Em compensação, é possível obter filtros menores empregando os ressoadores pentagonais, se eles forem adequadamente configurados.

Em primeira instância, os novos filtros propostos foram simulados usando o programa SONNET Lite. Depois foi utilizado o programa CTS Microwave Studio por

apresentar um editor de máscara em 3D que facilitou o desenho dos circuitos para as simulações dos novos filtros. Estas simulações apresentam respostas em frequência boas: Obteve-se uma resposta plana na banda passante e um valor do parâmetro S_{11} menor do que -20dB na faixa de operação, porém as características medidas dos filtros apresentam perdas de inserção na banda passante do filtro, ainda que bastante baixas, e as perdas de retorno têm valores bastante aceitáveis. Esses filtros também apresentam zeros de transmissão finita tanto na simulação como na prática, deste modo, se conseguiu obter filtros de boa seletividade.

Dentre as três novas configurações de filtros passa-faixa apresentadas neste trabalho, o filtro de segunda ordem, ou seja, o filtro com dois ressoadores pentagonais não apresentou bons resultados práticos. Este filtro mostrou uma alta perda de inserção na banda passante e uma perda de retorno abaixo do esperado. Isto pode se explicar pelo fraco acoplamento entre os dois ressoadores pentagonais, além da imprecisão da técnica de fabricação empregada. Porém, os outros dois filtros passa-faixa de terceira e quarta ordem apresentaram uma boa resposta na banda passante com baixa perda de inserção e com valor de perda de retorno aceitável. Essas características foram observadas tanto na simulação como nas medições práticas realizadas nesses novos filtros. Pode-se mencionar que os melhores resultados práticos foram alcançados pelos filtros pseudo-elípticos passa-faixa de terceira ordem.

Em resumo, o objetivo inicial do trabalho foi alcançado, isto é, os novos filtros pseudo-elípticos propostos, usando ressoadores pentagonais, apresentam baixa perda de inserção, valores aceitáveis de perda de retorno, tamanho reduzido do filtro, custo de fabricação baixo e uma alta seletividade devido à presença dos zeros finitos.

9.2 TRABALHOS FUTUROS

Certamente há um campo muito amplo para o desenvolvimento de trabalhos sobre filtros em microondas correlatos a esta tese, como por exemplo:

- Desenvolvimento de relações matemáticas que permitam melhor compreensão dos novos modelos de filtros propostos.
- Desenvolvimento de um CAD para automatizar os cálculos dos parâmetros envolvidos nos projetos dos novos filtros.

- Estudar novos modelos de ressoadores que permitam a implementação de novos filtros pseudo-elípticos de microondas.

- Estudar novos ressoadores usando novos materiais, o que abre, sem dúvida, novas possibilidades no estudo de novas estruturas de ressoadores que permitam projetar filtros com maior desempenho que os atuais.

- Estudar novos métodos de fabricação de circuitos de microondas visando economia, exatidão e baixa complexidade.

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

- [1] O. J. Zobel, “Theory and design of uniform and composite electric wave filters”, Bell Sys. Tech. Jour., Vol. 2, pp. 1- 46, January 1923.
- [2] S. Darlington, “Synthesis of Reactance 4-poles wich produce Prescribed Insertion Loss Characteristics”, J. of Mathematical Physics, 18: 257-355, 1939.
- [3] Emil Cauer, W. Mathis, R. Pauli, “Life and work of Wilhelm Cauer”, Proc. MTNS2000, Perpignan, France, June 19-23, 2000.
- [4] A. R. Brown, G. M. Rebeiz, “A Varactor-Tuned RF Filter”, IEEE Trans. on MTT, Vol. 48, No. 01, pp. 1157 - 1159, January 1993.
- [5] Luiz F.M. Conrado, “Dispositivos de Microondas”, Relatório Técnico CETUC/PUC-RJ, 1983 Brasil.
- [6] Randall W. Rhea, “HF Filter Design and Computer Simulation”, McGraw-Hill, Inc.1995, USA.
- [7] J. S. Hong, M. J. Lancaster, “Design of Highly Selective Microstrip Bandpass Filters with a Single Pair of Attenuation Poles at Finite Frequencies”, IEEE Trans.on MTT, Vol. 48, No. 07, pp. 1098-11107, July 2000.
- [8] Herman J. Blinchikoff, Anatol I. Zeverev, “Filtering in the Time and Frequency Domains”, John Wiley & Sons, New York, USA, ISBN 0-471-98679-8, 1976.
- [9] Martin Hasler, J. Neiryneck, “Electric Filters”, Artech House, Inc. 1986.
- [10] David E. Jhonson, “Introduction to Filter Theory”, Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs, New Jersey. 1976, USA.

- [11] Michael G. Ellis, "Electronic Filter Analysis and Synthesis", Artech House, Inc. 1994, USA.
- [12] A. Papoulis, "On the approximation problem in filter design", IRE National Convention Record, vol5, pt. 2, pp. 175-185, 1957.
- [13] E. T. Whittaker, G. N. Watson, "Modern Analysis", Cambridge: Cambridge University Press, pp. 508-510, 1964.
- [14] R. Levy, "Filters with single transmission zeros at real and imaginary frequencies", IEEE trans., MTT-24, 1976, 172-181.
- [15] Celso Penteado Serra, "Teoria e projeto de filtros", Cartgraf Editora Ltda., Campinas - São Paulo 1983, Brasil.
- [16] H. J. Orchard, G. C. Temes, "Filter Design Transformed Variables", IEEE Transactions on Circuits and Systems, VOL.15, No. 04, pp. 385-408, December 1968.
- [17] Richard W. Daniels, "Approximation Methods for Electronic Filter Design", McGraw-Hill book company.
- [18] J.A.C. Bingham, "A new method of solving the accuracy problem in filter design", IEEE Transactions on Circuits Theory, vol. CT-11, pp. 327-341, September 1965.
- [19] M. Makimoto, S.Yamashita, "Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication", ISBN 1437-0387, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2001.
- [20] R. M. Barret, "Etched Sheets Serveas Microwave Componentes", Eletronics, vol. 25, pp 114-118, June 1952.
- [21] D. D. Grieg and H. F. Englemann, "Microstrip-A Transmission for the Kilomegacycle Range", proc. IRE, vol. 40 pp 1644 – 1650 – Dec 1959.

- [22] M. Y. Schneider, "Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits" Bell Syst. Tech. J., vol 48, pp 1421-1444, May-June 1969.
- [23] E. S. Denlinger, "A Frequency Dependent Solution for Microstrip Transmission Lines" IEEE Tran. Microwave Theory tech., vol MTT-109 pp 30-39, jan. 1971.
- [24] G.D Vendelin "Limitations on stripline Q". Microwave Journal, vol. 13, pp 63-69, May 1970.
- [25] S. B. Cohn, "Slotline on a Dielectric Substrate". IEEE trans. Microwave Theory tech., vol. MTT-17, pp 768-778, Oct. 1969.
- [26] Thomas H. Lee, "Microstrip Filtres", notas de aula 1996.
- [27] Ralph Levy, Richard V. Snyder, G. Matthei, "Design of Microwave Filters". IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-50, No. 3, pp 783-793, march 2002.
- [28] M. J. Lancaster, J. S. Hong, "Microstrip Filters Using Small Resonant Components". IEE Colloquim, pp. 1-6, april 1997.
- [29] M. Sagawa, K. Takahashi, M. Makimoto, "Miniaturized Hairpin Resonator Filters and Their Application to Receiver Front-End MIC's". IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-37, No. 12, pp 1991-1997, december 1991.
- [30] Rodrigo Neves Martins, Humberto Abdalla Jr, "Techniques Yield Tiny Hairpin-Line Resonator Filters", Microwave & RF, Vol. 38, No. 11, pp. 142-149, november 1999.
- [31] Lung Hwa Hsieh, K. Chang, "Compact Elliptic-Function Low-Pass Filters Using Microstrip Stepped-Impedance Hairpin Resonators". IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-21, No. 1, pp. 193-199, january 2003.
- [32] J. S. Hong, M. J. Lancaster, "Microstrip Slow-Wave Open-Loop Resonator Filters", IEEE MTT-S Digest, pp. 713-716, 1997.

- [33] Anatol I. Zverev, "Handbook of Filter Synthesis", John Wiley and Sons, Inc. 1th edition, 1967, USA.
- [34] J. S. Hong, M. J. Lancaster, "Microstrip Filters for RF/Microwave applications", John Wiley & Sons, Inc. 2001-USA.
- [35] Arthur B. Williams, "Electronic Filter Design Filter", McGraw-Hill Book Company. 1th edition, 1981, USA.
- [36] F. Gianini, M. Salermo, R. Sorrentino, "Design of Low-Pass Elliptic Filters by Means of Casacaded Microstrip Rectangular Elements", IEEE Transactions on MTT-30, September 1982, pp. 1345-1353.
- [37] Lung-Haw Hsied, Kai Chang, "Compact Elliptic-Function Low-Pass Filters Using Microstrip Stepped-Impedance Hairpin Resonators", IEEE Transactions on MTT, vol.. 51, No. 1, January 2003, pp. 193-199.
- [38] Simulador eletromagnético SONNET Lite v8.0.
- [39] Lung-Hwa Hsieh, Kai Chang, "Compact Elliptic-Function Low-Pass Filters Using Microstrip Stepped-Impedance Hairpin Ressonator", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", vol. 51, No. 1, pp. 193-199, January 2003.
- [40] P.R. Geffe, "On the aproximation problem for band-pass delay lines", Proc. IRE (corresp.), vol. 50, pp. 1986-1987, September 1962.
- [41] Ivan N. Alvizuri R., Humberto Abdalla Jr, Paulo Carvalho, Tenorio Carvalho, Marçal Chaiben, Carlos Evangelista, "Narrow Band Cross-Coupled Microstrip Filter Using Miniaturized Hairpin Resonator", IASTED on Circuits, Signals and Systems, FL, USA, November 2004.
- [42] Jean-Tsai Kuo, Ming-Jyh Maa, Ping-Hau Lu, "A Microstrip Elliptical Function Filter with Compact Miniaturized Hairpin Resonators", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.10, No. 3, march 2000, pp. 94-95.

[43] Jean-Sheng Hong, Michael J. Lancaster, "Coupling of Microstrip Square Open-Loop Resonators for Cross-Coupled Planar Microwave Filters", IEEE Transactions on MTT, vol. 44, No. 12, December 1996, pp. 2099-2109.

[44] H.Clark Bell, "L-Resonator Bandstop Filters", IEEE Transactions on MTT, vol. 44, No. 12, December 1996, pp. 2669-2672.

[45] R. Wu, S. Amari, U. Rosenberg, "New Cross-Coupled Microstrip Band Reject Filters", IEEE MTT-S Digest, pp. 1597-1600, 2004.

[46] S. Amari, U. Rosenberg, "Direct synthesis of a new class of band filters", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 12, pp. 607-616, Feb. 2004.

[47] S. Amari, "Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytic gradient-based optimization technique", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 48, pp. 1559-1564, Sept. 2000.

[48] X.P. Liang, K.A. Zaki, A.E. Atia, "Dual-mode coupling by square corner cut in resonators and filters", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 40, pp. 2294-2302, Dec. 1992.

Bibliografía Adicional

[49] Rodrigo N. Martins, Humberto Abdalla Jr, "Design of Low-Pass Microstrip Filters with Equal-ripple Passband and Finite Attenuation Poles".

[50] Jeong-Soo Lim, Dong Chul Park, "A Modified Chebyshev Bandpass Filter with Attenuation Poles in Stopband", IEEE Trans.on MTT, VOL. 45, NO. 6, pp. 898-904, june 1997.

[51] Cheng-Liang Huang, Jsung-Ta Tsai, "Pseudoelliptic Bandpass Filter Realization Using Attenuation Polo Resonator", Microwave and Optical Tecnology Letters, Vol. 9,pp.14-21, January 1999.

- [52] Z. D. Milosavljevic, M.V. Gmitrovic, "An Efficient Procedure for Narrowband Filter Design", *Applied Microwave & Wireless*, Vol. 12, No. 5, pp.30-40, may 2000.
- [53] J.M. Chuma, D. Mirshekar-Syahkal, F. Abdas, P. Normigton, M. Zadeh, "Six-order Elliptic Combline Filter with Electric Probe", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 20, No. 5, pp. 290-292, march, 1999
- [54] L.Jingshun, "Computer-Aided Design of Elliptic Function Suspended-Substrate Filters". *Proceed. of the Int. Conf. ICMMT, Beijing, China, 1998.*
- [55] Donald T. Comer, David J. Commer, and Jason R. Gonzalez, "A High-Frequency Integrable Bandpass Filter Configuration", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, VOL.44, NO. 10, pp. 856-861, october 1997
- [56] Tertulien Njountche, Rolf Unbehauen, Fa-long Luo, "Electronically Tunable Generalized Impedance Converter Structures", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 27, No.5, pp. 517-522., September/October 1999.
- [57] Charles L. Goldsmith, Andrew Malczewski, Zhimin J. Yao, Shea Chen, John Ehmke, David H. Hinzl, "RF MEMs Variable Capacitors for Tunable Filters", *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 9, No. 4, pp. 362-374, may 1999.
- [58] Lawrence E. Larson, "RF and Microwave Circuit for Wireless Communications", Artech House Inc, 1996, USA
- [59] Max W. Medley, "Microwave and RF Circuits: Analysis, Synthesis and Design", Artech House Inc, 1993, USA.
- [60] Pen-Min Lin, "Signal Flow Graphs in Filter Analysis and Synthesis", *The Circuits and Filters Handbook*, pp. 619-638, CRC Press & IEEE Press, 1995, USA.

ANEXO I

MÉTODO DE BAIRSTOW

O método de Bairstow é um método numérico que permite determinar as raízes reais ou complexas de um polinômio.

Seja $F(x)$ o polinômio de grau n e um fator quadrático arbitrário, logo tem-se:

$$F(x) = a_0x^n + a_1x^{n-1} + \dots + a_{n-1}x + a_n = (x^2 + px + q)(b_0x^{n-2} + \dots + b_{n-3}x + b_{n-2}) + Rx + S$$

o qual é um sistema de $n + 1$ equações com $n + 1$ incógnitas:

$$b_0, b_1, b_2, \dots, b_{n-2}, R, S$$

Por isso pode-se obter o valor de R e S em função de p e q :

$$R = R(p, q) \text{ e } S = S(p, q)$$

Caso, resolva-se as equações:

$$\left. \begin{array}{l} R(p, q) = 0 \\ S(p, q) = 0 \end{array} \right\} \text{ Sistema de duas equações não lineares com duas incógnitas } p \text{ e } q.$$

tem-se que o polinômio $x^2 + px + q$ é um fator do polinômio dado, pois o resto da divisão vale zero.

Uma forma de se resolver é linearizar as equações e utilizar um processo iterativo similar ao do método Newton,

$$p_i, q_i \rightarrow \left. \begin{array}{l} R + \frac{\partial R}{\partial p} \Delta p + \frac{\partial R}{\partial q} \Delta q = 0 \\ S + \frac{\partial S}{\partial p} \Delta p + \frac{\partial S}{\partial q} \Delta q = 0 \end{array} \right\} \rightarrow \Delta p, \Delta q$$

$$p_{i+1} = p_i + \Delta p$$

$$q_{i+1} = q_i + \Delta q$$

Agora é preciso determinar os parâmetros $R, S, \frac{\partial R}{\partial p}, \frac{\partial R}{\partial q}, \frac{\partial S}{\partial p}, \frac{\partial S}{\partial q}$ em função de p e q . Para

isso recorre-se a divisão sintética de polinômio $F(x)$ pelo fator $x^2 + px + q$:

$$a_0 x^n + a_1 x^{n-1} + \dots + a_{n-1} x + a_n = (x^2 + px + q)(b_0 x^{n-2} + b_1 x^{n-3} + \dots + b_{n-3} x + b_{n-2}) + Rx + S$$

essa divisão permite obter as seguintes relações:

$$b_0 = a_0 = 1$$

$$b_1 = a_1 - p.b_0$$

$$b_2 = a_2 - p.b_1 - q.b_0$$

$$b_3 = a_3 - p.b_2 - q.b_1$$

...

$$b_{n-2} = a_{n-2} - p.b_{n-3} - q.b_{n-4}$$

$$R = a_{n-1} - p.b_{n-2} - q.b_{n-3}$$

$$S = a_n - p.b_{n-1} - q.b_{n-2}$$

Os quais permitem calcular R, S e derivando com respeito a p e q são calculadas as derivadas parciais correspondentes a R e S . Para facilitar os cálculos são introduzidos os seguintes coeficientes fictícios:

$$b_{-1} = 0, b_{n-1} = R, b_n = S - p.b_{n-1}$$

Resultando:

$$b_i = a_i - p.b_{i-1} - q.b_{i-2} \rightarrow i = 1, 2, 3, \dots, n$$

$$R = b_{n-1}$$

$$S = b_n + p.b_{n-1}$$

Para obter as derivadas se introduzem os coeficientes: $k_{-1}, k_0, k_1, \dots, k_{n-1}$ sendo:

$$k_{-1} = 0$$

$$k_i = -\frac{\partial b_{i+1}}{\partial p} = -\frac{\partial b_{i+2}}{\partial q}$$

Esses coeficientes se obtêm ao derivar as relações obtidas da divisão sintética, e são calculados pela fórmula recursiva:

$$k_i = b_i - p.k_{i-1} - q.k_{i-2} \rightarrow i = 1, 2, 3, \dots, n-1$$

Resumo do método Bairstow

Seja o polinômio:

$$F(x) = a_0x^n + a_1x^{n-1} + \dots + a_{n-1}x + a_n$$

1 – p, q arbitrários.

2 – com $b_0 = 1, b_{-1} = 0$ $b_i = a_i - p.b_{i-1} - q.b_{i-2} \rightarrow i = 1, 2, 3, \dots, n$

3 – com $k_0 = 1, k_{-1} = 0$ $k_i = b_i - p.k_{i-1} - q.k_{i-2} \rightarrow i = 1, 2, 3, \dots, n-1$

4 – Resolver o sistema de equações lineares.

$$\left. \begin{array}{l} k_{n-2} \cdot \Delta p + k_{n-3} \cdot \Delta q = b_{n-1} \\ (k_{n-1} - b_{n-1}) \cdot \Delta p + k_{n-2} \cdot \Delta q = b_n \end{array} \right\} \rightarrow \Delta p, \Delta q$$

5 –

$$p = p + \Delta p$$

$$q = q + \Delta q$$

Repetir os passos 2-5 até obter a convergência.

ANEXO II

Expansão de E(Z)

Expandir E(Z) implica a multiplicação de dos fatores de E(Z) que é expresso por:

$$E(Z) = \Gamma(\sqrt{Z^2 - 1} + \sqrt{L-1})^{\gamma} \prod_{i=1}^{n2} (Z^2 + \beta_i \sqrt{Z^2 - 1} + \chi_i) = \Gamma E'(Z)$$

para atingir esse objetivo se usa o seguinte algoritmo[11]:

$$B_1 = \chi_1$$

$$B_2 = \beta_1$$

$$B_3 = 1$$

Para $j = 2, 3, \dots, n2$ (Início do laço 1)

$$A_1 = B_1 \chi_j - B_2 \beta_j$$

$$A_2 = B_1 \beta_j + B_2 \chi_j$$

Para $i = 3, 5, 7, \dots, 2j-1$ (Início do laço 2)

$$A_i = B_{i-2} + B_{i-1} \beta_j + B_i \chi_j - B_{i+1} \beta_j$$

$$A_{i+1} = B_{i-1} + B_i \beta_j + B_{i+1} \chi_j$$

Fim do laço 2

Fim do laço 1

Lembrando que $n2 = N/2$ para N par ou $n2 = (N-1)/2$ para N ímpar. A expansão do produto é executada por um procedimento cíclico, cada ciclo fazendo corresponder ao índice j um valor $j = 2, 3, 4, \dots, n2$. Ao fim de cada ciclo se fazem,

$$B_i = A_i \quad (i = 1, 2, 3, \dots, 2j) \quad \text{e} \quad B_{2j-1} = 1$$

Finalizado o último ciclo, os coeficientes de $E'(Z)$ se determinam assim:

para N par,

$$E'_i = \Gamma B_i \quad (i = 1, 2, 3, \dots, N+1)$$

para N ímpar,

$$E'_{i-1} = \Gamma[B_1(L-1)^{1/2} - B_2]$$

for $i = 2, 4, 6, \dots, N-1$

$$E'_i = \Gamma[B_{i-1} + B_i(L-1)^{1/2}]$$

$$E'_{i+1} = \Gamma[B_i + B_{i+1}(L-1)^{1/2} - B_{i+2}]$$

$$E'_{N+1} = \Gamma B_N$$