

Uma Nova Abordagem para o Projeto e Simulação Numérica do Comportamento de Filtros Helicoidais na Faixa de VHF

DIEGO PIVOTO PALMA

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Wilton Ney do Amaral Pereira

Santa Rita do Sapucaí

2005

Folha de Aprovação

Dissertação defendida e aprovada em 18/06/2005, pela comissão julgadora:

Prof. Dr. Wilton Ney do Amaral Pereira (Orientador) – Inatel

Prof. Dr. Alberto José de Faro Orlando – ITA

Prof. Dr. Dayan Adionel Guimarães – Inatel

Coordenador do Curso de Mestrado

A Deus e a toda minha família, especialmente ao meu pai, Gladstone, à minha mãe, Paula, ao meu irmão, Adriano, e à minha noiva, Vitória.

Agradecimentos

Ao Professor Dr. Wilton Ney do Amaral Pereira, docente nos Cursos de Graduação e de Mestrado em Engenharia Elétrica, que com seus ensinamentos forneceu os estímulos e as orientações para a elaboração deste trabalho.

Ao meu pai, o Engenheiro Gladstone Gaudino Palma, pela atenção e boa vontade de me ajudar com sua grande capacidade, nos momentos difíceis de minha vida, inclusive neste.

Ao Professor Wander Wilson Chaves, diretor do Instituto Nacional de Telecomunicações, pelos conselhos e oportunidades concedidas durante o curso de mestrado e até mesmo na graduação.

À Empresa PRODMEC, na pessoa de seu Diretor, Luis Custódio da Silva, pelo apoio material na implementação do protótipo, sem o qual inviabilizaria o desenvolvimento do mesmo.

À Empresa GALMICRON, na pessoa de seu Diretor Presidente, o Engenheiro Carlos Henrique Adami, pelo inestimável apoio material e técnico, nas etapas montagem e limpeza química do protótipo.

À Empresa JBM Instrumentação, na pessoa de seu Diretor Técnico, o Prof. João Batista Mendes, pelo auxílio e disponibilidade dos equipamentos utilizados nos ensaios experimentais.

À Escola Técnica de Eletrônica "Francisco Moreira da Costa", na pessoa de seu Diretor Adjunto, Pe. Raul Laranjeira de Mendonça, pela disponibilidade do instrumental necessário aos ensaios experimentais e pela confiança depositada em minha pessoa.

Sumário

Lista de Figuras	viii
Lista de Tabelas	xii
Lista de Símbolos	xiii
Resumo	xvii
Abstract	xviii
Capítulo 1 Introdução	1
1.1 Ressonador Helicoidal	1
1.2 Aplicações para o Ressonador Helicoidal.....	3
1.3 Objetivo do Trabalho	3
1.4 Metodologia Empregada	4
1.5 Revisão Bibliográfica.....	6
1.6 Estrutura da Dissertação.....	10
Capítulo 2 Projeto do Filtro Helicoidal	13
2.1 Especificações do Filtro	13
2.2 Número de Ressonadores.....	16
2.3 Perda por Inserção (I_L) <i>versus</i> Fator de Qualidade (Q) do Ressonador	17
2.3.1 Considerações sobre o Fator de Qualidade (Q)	18
2.3.2 Necessidade de Pré-distorção em Filtros com Perdas	21
2.4 Método Exato para Cálculo da Perda por Inserção.....	24
2.5 Método Aproximado para Cálculo da Perda por Inserção para Filtros Pré-distorcidos com Q Pequeno ($Q < 10 \cdot Q_{\min}$)	29
2.6 Cálculo do Fator de Qualidade Requerido	30
2.7 Dimensionamento dos Ressonadores Helicoidais.....	31
2.8 Acoplamento de Entrada e de Saída do Filtro.....	39
Capítulo 3 Circuito Elétrico Equivalente do Filtro Helicoidal	43
3.1 Transformação do Circuito Protótipo Passa-baixa Normalizado para Passa-faixa	43

3.2	Aproximações para o Filtro Passa-faixa Estreito	45
3.3	Conceito de Acoplamento	47
3.3.1	Acoplamento Capacitivo	50
3.3.2	Acoplamento Indutivo	53
3.3.3	Acoplamento Magnético Mútuo	56
3.4	Representação das Perdas no Ressonador Helicoidal	61
3.5	Transformação de Impedância nos Acoplamentos de Entrada e de Saída	63
3.6	Circuito Equivalente Final para o Filtro Helicoidal	66
Capítulo 4 Software de Desenvolvimento de Filtros Helicoidais		67
4.1	Programa para o Projeto do Filtro Helicoidal	67
4.2	Protótipo da Versão Gráfica do Programa de Projeto de Filtros Helicoidais	70
4.3	Planilha de Análise de Ressonadores Helicoidais Convencionais	71
Capítulo 5 Implementação e Ensaios Experimentais		74
5.1	Especificações e Dimensionamento do Protótipo	74
5.2	Processo de Montagem do Protótipo	76
5.3	Ensaio Experimentais com o Filtro Helicoidal Implementado	80
5.3.1	Medidas Realizadas com Acoplamento Indutivo entre os Ressonadores Helicoidais	81
5.3.2	Medidas Realizadas com Acoplamento Capacitivo entre os Ressonadores Helicoidais	86
5.4	Discussão dos Resultados dos Ensaio Experimentais com o Filtro Helicoidal Implementado	90
Capítulo 6 Simulação		93
6.1	Simulação do Circuito Equivalente ao Filtro Helicoidal Implementado	93
6.1.1	Simulação com Acoplamento Indutivo entre os Ressonadores Helicoidais	94
6.1.2	Simulação com Acoplamento Capacitivo entre os Ressonadores Helicoidais	97
6.2	Discussão dos Resultados das Simulações do Circuito Equivalente ao Filtro Helicoidal Implementado	100

Capítulo 7	Análise do Acoplamento entre Ressonadores Helicoidais.....	101
7.1	Análise do Acoplamento Indutivo	101
7.2	Análise do Acoplamento Capacitivo.....	103
7.3	Análise Generalizada do Acoplamento entre Ressonadores Helicoidais.	106
Capítulo 8	Conclusão.....	108
	Referências Bibliográficas.....	110
Anexo A	Programa Gerado no MATLAB[®] para o Projeto do Filtro Helicoidal	114
Anexo A.1	Listagem do Programa	114
Anexo A.2	Resultados Fornecidos pelo Programa.....	119
Anexo B	Funções Geradas no MATLAB[®] e Utilizadas para os Gráficos	122
Anexo B.1	Curvas de Atenuação Butterworth de Ordem n	122
Anexo B.2	Funções de Transferência para o Filtro Butterworth de Ordem 4	123
Anexo B.3	Curvas de Resposta em Frequência do Filtro Butterworth de Ordem 4.....	124
Anexo C	Tabela com os Valores de q e de k para os Pontos de -3 dB da Resposta Butterworth	126
Anexo D	Artigo Publicado	129
	Outras Obras Consultadas.....	130

Lista de Figuras

Figura 1.1	Ressonadores helicoidais de um quarto de onda, (a) com secção transversal circular e (b) com secção transversal quadrada.	2
Figura 1.2	O objetivo final da análise do acoplamento entre ressonadores helicoidais é a obtenção de curvas que relacionam os componentes equivalentes dos acoplamentos capacitivos e indutivos, ou seu respectivo coeficiente de acoplamento, em função da abertura da janela de acoplamento entre ressonadores.	4
Figura 2.1	Magnitude da resposta em frequência de um filtro passa-faixa (FPF), onde estão destacadas algumas de suas principais características (NASCIMENTO,1992).....	14
Figura 2.2	Curvas características de atenuação do filtro passa-faixa Butterworth, para n variando de 1 a 10.	17
Figura 2.3	Gráficos normalizados para determinação dos pólos de um filtro Butterworth de ordem n . Todos os pólos localizam-se na metade esquerda do plano s , sobre um círculo de raio ω_0 . A parte real do pólo mais próximo ao eixo $j\omega$ é chamada de α_c : (a) caso geral, (b) $n = 4$	20
Figura 2.4	Plano s com os pólos deslocados para a esquerda, para filtro com elementos com fatores de qualidade q iguais. A distância do pólo mais próximo ao eixo $j\omega$ é α_c	22
Figura 2.5	Localizações dos pólos no plano s da função de transferência normalizada Butterworth, para $n = 4$. Os pólos (em negrito) do filtro com dissipação, ou seja, com perdas, estão deslocados à esquerda por $1/q$, em relação aos pólos da função sem perdas, com q infinito.	27
Figura 2.6	Curvas de magnitude da resposta em frequência normalizada para o filtro Butterworth de ordem 4, para q infinito (curva tracejada) e para $q = 10 \cdot q_{\min}$ (curva cheia). Para a função de transferência com q finito, a perda por inserção (I_L) encontrada foi de 0,868 dB.	28
Figura 2.7	Curva da perda por inserção versus a relação Q/Q_{\min} , para $n = 2$	30
Figura 2.8	Principais dimensões do ressonador helicoidal com secção transversal circular. ...	32
Figura 2.9	Ressonadores helicoidais de secção transversal circular e de secção transversal quadrada, com suas principais dimensões.	38
Figura 2.10	Acoplamento por conexão direta ("tap") na helicóide.	40
Figura 3.1	Processo de obtenção dos elementos de um filtro passa-faixa através de um protótipo passa-baixas normalizado correspondente. (a) Cada indutor normalizado é substituído por um circuito LC ressonante série e (b) cada capacitor normalizado é substituído por um circuito LC ressonante paralelo, onde ambos circuitos LC, série e paralelo, são ressonantes na frequência central (f_0) do FPF.	44

Figura 3.2	Exemplo de transformação convencional de um filtro passa-baixas para filtro passa-faixa de terceira ordem.....	45
Figura 3.3	Esquema básico de um filtro passa-faixa estreito, na configuração nodal, com os tipos de acoplamento capacitivo, indutivo e magnético mútuo.....	46
Figura 3.4	Filtro de 2ª ordem com acoplamento capacitivo.	50
Figura 3.5	Efeitos dos valores da capacitância de acoplamento na curva de resposta em frequência do filtro passa-faixa de 2ª ordem.	51
Figura 3.6	Circuitos equivalentes para os ressonadores capacitivamente acoplados, para frequências: (a) abaixo da ressonância e (b) acima da ressonância.	52
Figura 3.7	Filtro de 2ª ordem com acoplamento indutivo.	53
Figura 3.8	Efeitos dos vários valores da indutância de acoplamento na curva de resposta em frequência do filtro passa-faixa de 2ª ordem.	55
Figura 3.9	Circuitos equivalentes para os ressonadores indutivamente acoplados, para frequências: (a) abaixo da ressonância e (b) acima da ressonância.	55
Figura 3.10	Transformações do acoplamento magnético mútuo para seu circuito equivalente π e vice-versa.	56
Figura 3.11	Seqüência de obtenção do FPF estreita de 3ª ordem com acoplamento magnético mútuo (c), a partir de seu equivalente com acoplamento indutivo (a) e seu equivalente modificado (b)	57
Figura 3.12	Filtro de 2ª ordem com acoplamento magnético mútuo (a) e seu respectivo circuito equivalente com acoplamento indutivo (b).	58
Figura 3.13	Efeitos dos vários valores de coeficiente de acoplamento magnético mútuo na curva de resposta em frequência do filtro passa-faixa de 2ª ordem.....	60
Figura 3.14	Circuito equivalente do ressonador helicoidal, com as perdas representadas através de uma resistência em série com o indutor equivalente.	61
Figura 3.15	Transformação de circuitos série para paralelo	62
Figura 3.16	Circuito equivalente do ressonador helicoidal com as perdas representadas através de uma resistência em paralelo.	63
Figura 3.17	Transformação de impedância no acoplamento de entrada ou de saída.....	64
Figura 3.18	Circuito equivalente final do filtro helicoidal de 2ª ordem, com componentes equivalentes em parâmetros concentrados. Este circuito possui transformação de impedâncias na entrada e na saída, e o acoplamento entre ressonadores é representado por um bloco	66
Figura 4.1	Fluxograma para o software de projeto do filtro helicoidal.	68
Figura 4.2	Tela do protótipo do programa “Projeto de Filtros Helicoidais”, feito com a plataforma de desenvolvimento de interface gráfica do MATLAB® (GUI – Graphical User Interface).	70
Figura 4.3	Planilha eletrônica, feita no Microsoft Excel®, para análise de ressonadores helicoidais convencionais, segundo as equações fornecidas por diversos autores: MACALPINE (1959) , VIZMULLER (1995), EXCELL (1999) e RHEA (2000) (continua na página seguinte).	71

Figura 5.1	Croqui do protótipo experimental do filtro helicoidal com duas cavidades e sistema de abertura da janela de acoplamento variável.	76
Figura 5.2	Fotos: (a) do bloco de alumínio com as duas cavidades, (b) da haste para ajuste da abertura da janela de acoplamento e (c) desse conjunto parcialmente montado.	77
Figura 5.3	Diferença entre as helicóides (a) após e (b) antes da limpeza química.	78
Figura 5.4	Helicóide soldada em um disco de cobre, para fixação na tampa inferior da cavidade do ressonador helicoidal.	78
Figura 5.5	Todas as partes do filtro helicoidal desmontado: (1) helicóides, (2) haste para variação da janela de acoplamento, (3) tampa superior da cavidade, (4) suporte plástico para minimizar as vibrações na janela de acoplamento, (5) ponto de conexão de um cabo de aterramento conectado à carcaça do filtro, (6) tampa inferior da cavidade, (7) bloco de alumínio com duas cavidades e (8) orifício para inserção do conector tipo N.	79
Figura 5.6	(a) Montagem parcial, com as helicóides inseridas dentro das cavidades e com os conectores tipo N, para acoplamento de entrada e saída de sinal. (b) Montagem completa do protótipo experimental do filtro helicoidal com duas cavidades e sistema de abertura da janela de acoplamento variável.	80
Figura 5.7	Configuração do ensaio experimental com o protótipo do filtro helicoidal e o analisador de redes (“network analyzer”), da Advantest.	81
Figura 5.8	Configuração para acoplamento indutivo entre os ressonadores helicoidais, que é realizado através de uma abertura de acoplamento situada entre as extremidades inferiores aterradas das helicóides adjacentes.	82
Figura 5.9	Curvas de magnitude da resposta em frequência, medidas no analisador de redes, para o filtro helicoidal com acoplamento indutivo entre ressonadores: (a) sub-acoplamento (h=6mm), (b) acoplamento crítico (h=8,5mm) e (c) super-acoplamento (h=13,5mm).	83
Figura 5.10	Curvas de perda por retorno, medidas no analisador de redes, para o filtro helicoidal com acoplamento indutivo entre ressonadores: (a) sub-acoplamento (h=6mm), (b) acoplamento crítico (h=8,5mm) e (c) super-acoplamento (h=13,5mm).	84
Figura 5.11	Curvas de impedância na Carta de Smith, medidas no analisador de redes, para o filtro helicoidal com acoplamento indutivo entre ressonadores: (a) sub-acoplamento (h=6mm), (b) acoplamento crítico (h=8,5mm) e (c) super-acoplamento (h=13,5mm).	84
Figura 5.12	Configuração para acoplamento capacitivo entre os ressonadores helicoidais, que é realizado através de uma abertura de acoplamento situada entre as extremidades superiores abertas das helicóides adjacentes.	86
Figura 5.13	Curvas de resposta em frequência, medidas no analisador de redes, para o filtro helicoidal com acoplamento capacitivo entre ressonadores: (a) sub-acoplamento (h=6mm), (b) acoplamento crítico (h=8,9mm) e (c) super-acoplamento (h=14 mm).	87
Figura 5.14	Curvas de perda por retorno, medidas no analisador de redes, para o filtro helicoidal com acoplamento capacitivo entre ressonadores: (a) sub-acoplamento (h=6mm), (b) acoplamento crítico (h=8,9mm) e (c) super-acoplamento (h=14 mm).	88

Figura 5.15	Curvas de impedância na Carta de Smith medidas no analisador de redes, para o filtro helicoidal com acoplamento capacitivo entre ressonadores: (a) sub-acoplamento ($h=6\text{mm}$), (b) acoplamento crítico ($h=8,9\text{mm}$) e (c) super-acoplamento ($h=14\text{ mm}$).	88
Figura 5.16	Área da secção transversal da cavidade do ressonador helicoidal perdida devido à intersecção do sistema de abertura da janela de acoplamento entre ressonadores. ...	90
Figura 5.17	Visão frontal do protótipo do filtro helicoidal com os mecanismos para minimizar o efeito do ruído de contato, causado pela vibração das partes móveis do sistema de abertura da janela de acoplamento.	91
Figura 5.18	Três helicóides com fios de diâmetros iguais a (a) $7,65\text{mm}$, (b) $4,1\text{mm}$ e (c) $3,45\text{mm}$, que resultaram, respectivamente, nas seguintes frequências de ressonância: 300MHz , 160MHz e 150MHz	92
Figura 6.1	Simulação no ADS do circuito equivalente do filtro helicoidal com acoplamento indutivo entre ressonadores. O valor da indutância de acoplamento está ajustado para um acoplamento crítico.	94
Figura 6.2	Resultados obtidos da simulação do circuito equivalente do filtro helicoidal com acoplamento indutivo entre ressonadores. O valor da indutância de acoplamento está ajustado para um acoplamento crítico.	95
Figura 6.3	Simulação no ADS do circuito equivalente do filtro helicoidal com acoplamento capacitivo entre ressonadores. O valor da capacitância de acoplamento está ajustado para um acoplamento crítico.	97
Figura 6.4	Resultados obtidos da simulação do circuito equivalente do filtro helicoidal com acoplamento capacitivo entre ressonadores. O valor da capacitância de acoplamento está ajustado para um acoplamento crítico.	98
Figura 7.1	Curva que relaciona a indutância de acoplamento (L_{12}) e a abertura da janela de acoplamento (h).	102
Figura 7.2	Gráficos em função do coeficiente de acoplamento indutivo: (a) frequência central; (b) largura de faixa; (c) perda por inserção; (d) perda por retorno.	103
Figura 7.3	Curva que relaciona a capacitância de acoplamento (C_{12}) e a abertura da janela de acoplamento (h).	104
Figura 7.4	Gráficos em função do coeficiente de acoplamento capacitivo: (a) frequência central; (b) largura de faixa; (c) perda por inserção; (d) perda por retorno.	105
Figura 7.5	Gráfico do coeficiente de acoplamento (K) em função da abertura da janela de acoplamento normalizada pelo valor do diâmetro da helicóide (h/d).	107

Lista de Tabelas

Tabela 2.1	Valores de q_{\min} para a resposta Butterworth, para n entre 2 e 8.	21
Tabela 2.2	Resumo das características do filtro, a partir da análise do fator de qualidade (q) versus a perda por inserção (I_L).	24
Tabela 2.3	Coefficientes do polinômio Butterworth de ordem n , para n entre 1 e 8.	25
Tabela 2.4	Fator de correção c para a perda por inserção do filtro Butterworth pré-distorcido (BLINCHIKOFF, 1976)	29
Tabela 2.5	Equações simplificadas para o dimensionamento do ressonador helicoidal de secção transversal circular e secção transversal quadrada, a partir dos valores de D e de S , respectivamente, válidas para ressonadores com helicóide e estrutura de blindagem da cavidade feitos de cobre.	39
Tabela 3.1	Equações para análise do filtro de 2ª ordem com acoplamento capacitivo.	51
Tabela 3.2	Equações para análise do filtro de 2ª ordem com acoplamento indutivo.	54
Tabela 3.3	Equações para análise do filtro de 2ª ordem com acoplamento magnético mútuo. .	59
Tabela 5.1	Resultados das medidas realizadas no ensaio experimental com acoplamento indutivo entre os ressonadores helicoidais, para diversos valores da altura da janela de acoplamento (h_{total}).	85
Tabela 5.2	Resultados das medidas realizadas no ensaio experimental com acoplamento capacitivo entre os ressonadores helicoidais, para diversos valores da altura da janela de acoplamento (h_{total}).	89
Tabela 6.1	Resultados obtidos da simulação do circuito equivalente do filtro helicoidal com acoplamento indutivo entre os ressonadores helicoidais, para diversos valores da indutância de acoplamento (L_{12}).	96
Tabela 6.2	Resultados obtidos da simulação do circuito equivalente do filtro helicoidal com acoplamento capacitivo entre os ressonadores helicoidais, para diversos valores da capacitância de acoplamento (C_{12}).	99
Tabela C.1	Valores de q e de k para os pontos de -3 dB da resposta Butterworth.	126

Lista de Símbolos

A	Atenuação [dB] para a largura de faixa de proteção ou atenuação para uma dada largura de faixa (BW)
B	Comprimento axial da helicóide [m]
BW	Largura de faixa de proteção ou largura de faixa [MHz] para uma dada atenuação (A)
C	Capacitância equivalente de cada ressonador, sendo um vetor contendo: $C_I, C_{II}, C_{III}, \dots, C_{(n)}$ [F]
C_K	Capacitâncias de acoplamento entre ressonadores adjacentes, para o programa é um vetor contendo: $C_{12}, C_{23}, C_{34}, \dots, C_{(n-1)(n)}$ [F]
C_{total}	Capacitância total equivalente de cada nó do ressonador helicoidal [F]
d	Diâmetro médio da helicóide [m]
D	Diâmetro interno da cavidade cilíndrica do ressonador helicoidal [m]
D_{H-H}	Distância de centro a centro entre as helicóides [m]
f_c	Frequência de corte [MHz]
f_o	Frequência central, ou frequência de ressonância [MHz]
H	Comprimento interno da cavidade do ressonador helicoidal [m]
I_L	Perda por inserção [dB]
k	Fator de acoplamento normalizado entre ressonadores adjacentes
K	Fator de acoplamento entre ressonadores adjacentes
L	Indutância equivalente de cada ressonador, sendo um vetor contendo: $L_I, L_{II}, L_{III}, \dots, L_{(n)}$ [H]
L_{1A}	Parte superior do indutor de entrada, que compõe o transformador de impedância indutivo de entrada [H]
L_{1B}	Parte inferior do indutor de entrada, que compõe o transformador de impedância indutivo de entrada [H]
L_K	Indutância equivalente de acoplamento entre ressonadores adjacentes, para o programa é um vetor contendo: $L_{12}, L_{23}, L_{34}, \dots, L_{(n-1)(n)}$ [H]
L_{nA}	Parte superior do indutor de saída, que compõe o transformador de impedância indutivo de saída [H]
L_{nB}	Parte inferior do indutor de saída, que compõe o transformador de impedância indutivo de saída [H]
L_{total}	Indutância total equivalente de cada nó do ressonador helicoidal [H]

n	Número de elementos ou número de ressonadores do filtro
N	Número de voltas do enrolamento da helicóide
P	Passo do enrolamento da helicóide [m/volta]
q_1	Fator de qualidade normalizado do primeiro ressonador
q_{\min}	Fator de qualidade normalizado mínimo para que o filtro seja realizável
q_n	Fator de qualidade normalizado do último ressonador
Q	Fator de qualidade sem carga do filtro
Q_1	Fator de qualidade do primeiro ressonador
Q_{eq}	Fator de qualidade do primeiro ressonador fator de qualidade do paralelo de R_{eq} com L_{eq} (ou C) do primeiro ou último ressonador
Q_{d1}	Fator de qualidade duplamente carregado do primeiro ressonador
Q_{dn}	Fator de qualidade duplamente carregado do último ressonador
Q_{\min}	Fator de qualidade mínimo para que o filtro seja realizável
Q_n	Fator de qualidade do último ressonador
Q_{tap}	Fator de qualidade resultante do paralelo de R_{tap} com L_{1B} , para entrada (ou L_{nB} , para saída)
R_{eq}	Resistência equivalente ao R_{tap} , vista do outro lado do transformador de impedâncias, ou seja, pelo circuito ressonante [ohm]
R_{perdas}	Resistência equivalente às perdas em paralelo de cada nó do ressonador helicoidal [ohm]
R_{tap}	Resistência do ponto de acoplamento (tap) de entrada ($R_{tap} = Z_{IN}$) ou do tap de saída ($R_{tap} = Z_{OUT}$) [ohm]
R_{total}	Resistência equivalente total ($R_{perdas} // R_{eq}$) em paralelo do primeiro e do último ressonador, devido Q_1 ou Q_n serem finitos [ohm]
S	Lado interno da cavidade de secção quadrada [m]
tap_{IN}	Ponto de acoplamento de entrada [voltas a partir da extremidade aterrada da helicóide]
tap_{OUT}	Ponto de acoplamento de saída [voltas a partir da extremidade aterrada da helicóide]
ω_0	Frequência radial de ressonância [rad/s]
Z_0	Impedância característica do ressonador helicoidal [ohm]
Z_{IN}	Impedância de entrada [ohm]
Z_{OUT}	Impedância de saída [ohm]
α_{tapIN}	Ângulo geométrico do ponto de acoplamento de entrada, a partir da extremidade aterrada da primeira helicóide [graus]

α_{tapOUT}	Ângulo geométrico do ponto de acoplamento de saída, a partir da extremidade aterrada da última helicóide [graus]
θ_{IN}	Ângulo elétrico a partir do ponto de mínima tensão da onda estacionária, neste caso, a extremidade inferior aterrada da primeira helicóide [graus]
θ_{OUT}	Ângulo elétrico a partir do ponto de mínima tensão da onda estacionária, neste caso, a extremidade inferior aterrada da última helicóide [graus]
ϕ	Fator de proximidade

Resumo

PALMA, Diego P., “Uma Nova Abordagem para o Projeto e Simulação Numérica do Comportamento de Filtros Helicoidais na Faixa de VHF”.

A dissertação desenvolve um estudo fundamentado sobre o projeto e a determinação de um circuito passivo equivalente em parâmetros concentrados adequado para a simulação numérica do comportamento passa-faixa de ressonadores helicoidais acoplados em cascata. Foi feita uma condensação da bibliografia existente, estruturando-se uma seqüência de projeto adequada para implementação, a partir da qual foi desenvolvido um programa no MATLAB[®]. Em função dos materiais disponíveis no mercado nacional, estabeleceu-se um processo de montagem a partir de um protótipo, implementando-se alguns mecanismos de sintonia dos ressonadores e de ajuste da abertura de acoplamento entre cavidades. Com o protótipo desenvolvido, simulações numéricas e ensaios experimentais, permitiu-se realizar o modelamento teórico representativo do comportamento do dispositivo. Buscou-se vincular a distribuição do campo eletromagnético no interior da cavidade com um circuito elétrico equivalente, onde as características dimensionais da janela de acoplamento entre ressonadores são representadas por elementos de circuito reativos em parâmetros concentrados. O circuito equivalente foi simulado através do programa *Advanced Design System* – ADS, da Agilent, obtendo-se resultados similares às especificações calculadas com o MATLAB[®] e às medidas experimentais. Concluindo, este trabalho oferece um procedimento de projeto e simulação numérica capazes de auxiliar na fase de desenvolvimento e realização industrial desse tipo de filtro.

Palavras-chave: Filtro helicoidal, VHF, filtro de cavidades, acoplamento, fator de qualidade.

Abstract

PALMA, Diego P., “Uma Nova Abordagem para o Projeto e Simulação Numérica do Comportamento de Filtros Helicoidais na Faixa de VHF”.

This thesis develops a grounded study on the design and determination of an equivalent and adequate passive circuit in concentrated parameters for a numerical simulation of band-pass behavior of helical resonators coupled in cascade. It was done a condensation of the existent bibliography and an adequate design sequence for implementation was structured, from which was developed a program through the MATLAB[®]. Considering the availability of the materials in the national market, the assembly process for a prototype was established and some mechanism for the resonators tuning and to set the coupling aperture between the cavities were implemented. Through the developed prototype, the numerical simulations and the experimental tests, it was found out a representative theoretical model for the device behavior. It was sought to entail the electro-magnetic field distribution into the cavity with an equivalent electric circuit where the dimensions characteristics of the coupling aperture between resonators are represented by reactive circuit elements in concentrated parameters. The equivalent circuit was simulated through the *Advanced Design System* – ADS program, from Agilent, obtaining similar results as those calculated specifications from MATLAB[®]. To conclude, this work provides procedures for the design and numerical simulation, which are able to help in the development stage and for an industrial manufacture of this kind of filter.

Keywords: Helical filter, VHF, cavity filter, coupling, and quality factor.

Capítulo 1

Introdução

O tema de pesquisa desta dissertação é sobre os filtros helicoidais, um dos poucos dispositivos que preenchem a lacuna existente na realização de seletores de frequência na faixa de VHF. Tal tecnologia permite sintetizar filtros passa-faixa estreitos na região onde componentes reativos concentrados, L e C, são pouco eficientes e o emprego de cavidades ressoantes é impraticável, devido às dimensões físicas necessárias.

Todos os filtros requerem um valor mínimo do fator de mérito (Q) em seus circuitos ressonantes, sendo que, acima de 30MHz, praticamente não existem componentes elétricos discretos capazes de reproduzir, na prática, o que estabelece a teoria elementar de filtros elétricos. Porém, com ressonadores helicoidais, fatores Q da ordem de 1000 podem ser obtidos com montagem simples, empregando materiais e processos de fabricação comuns na indústria eletroeletrônica.

1.1 Ressonador Helicoidal

O ressonador helicoidal assemelha-se com o familiar ressonador coaxial de um quarto de onda, diferenciando-se pelo condutor interno que é enrolado na forma de uma helicóide (MACALPINE, 1959).

Como mostrado na *Figura 1.1*, o ressonador helicoidal consiste em uma bobina dentro de uma cavidade com a estrutura feita de um material com alta condutividade, tal como cobre ou alumínio. Uma das extremidades da bobina é conectada na cavidade, ou seja, aterrada, enquanto a outra extremidade pode tanto ser aterrada ou deixada sem conexão (circuito aberto), dependendo do comprimento da bobina helicoidal:

- Em helicóides com comprimento igual a $(1 + K) \cdot \lambda / 2$, múltiplo de meio comprimento de onda, ambas extremidades devem ser aterradas (PARK, 1997);
- Em helicóides com comprimento igual a $(1 + 2 \cdot K) \cdot \lambda / 4$, múltiplo de um quarto do comprimento de onda, uma extremidade é aterrada, enquanto a outra é deixada em aberto, abrindo exceção para a possibilidade de sintonia com a inserção de um capacitor variável (MACALPINE, 1959).

Para ambos os tipos de helicóides λ é comprimento da onda elétrica ao longo da bobina helicoidal e K é um número inteiro positivo.

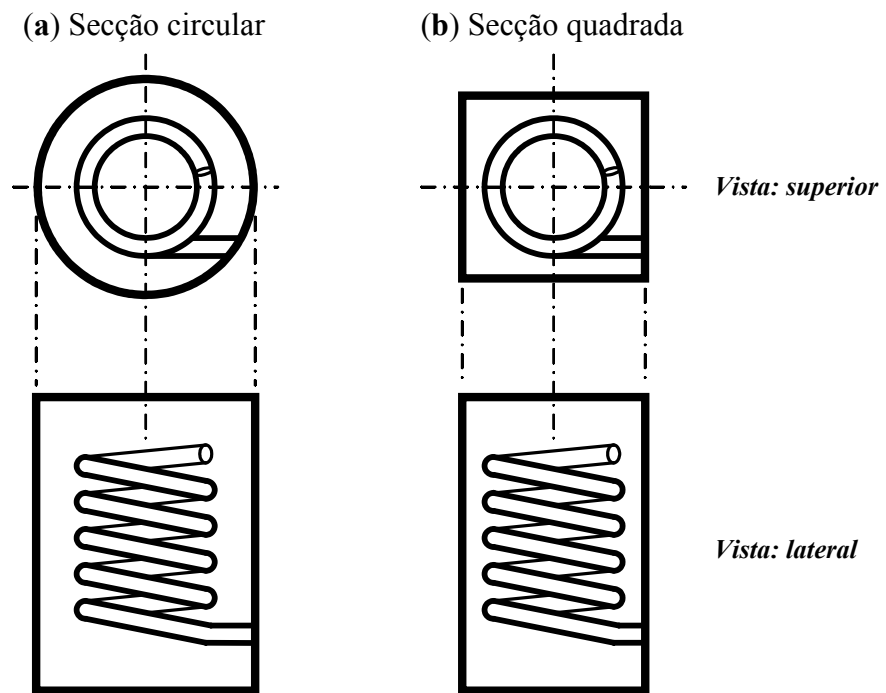


Figura 1.1 Ressonadores helicoidais de um quarto de onda, (a) com secção transversal circular e (b) com secção transversal quadrada.

O espaçamento na parte superior, entre a extremidade aberta da helicóide e a tampa da cavidade, é necessário para prevenção de arcos-voltaicos. O espaçamento na parte inferior permite a passagem do campo magnético, conseqüentemente reduzindo as perdas nos condutores (MALCAPINE, 1959).

1.2 Aplicações para o Ressonador Helicoidal

A faixa de frequência de operação do ressonador helicoidal se estende desde 10MHz a 1,5GHz, com fator de qualidade (Q) de 200 a 5000 (HAAGEN, 1967). Devido à característica de possuir alto fator de qualidade, a principal aplicação do ressonador helicoidal é na realização de filtros passa-faixa estreitos, com largura de faixa relativa de 0,5 a 15% (O'MEARA, 1962).

Outras aplicações possíveis, encontradas na bibliografia, são:

- Filtro rejeita-faixa estreito, mais conhecido como “notch” (TAYLOR, 2000);
- Filtros helicoidais impressos em placas de multicamadas, com faixa de operação de 1,8 a 2GHz (BROOMFIELD; EVERARD, 2003);
- Filtros com largura de faixa constante (MILEY; BEYER, 1969);
- Medida das propriedades dielétricas dos materiais, e, curiosamente, até mesmo da umidade do fumo nos cigarros (MEYER, 1981);
- Duplexadores (VIZMULLER, 1987).

1.3 Objetivo do Trabalho

O objetivo do trabalho foi apresentar um estudo fundamentado sobre o projeto do filtro helicoidal, estabelecendo também um circuito passivo equivalente em parâmetros concentrados.

A grande motivação do trabalho foi investigar a possibilidade de se reduzir o tradicional empirismo utilizado no projeto e desenvolvimento desse dispositivo. O procedimento usual na indústria é a obter resultados por um processo de tentativa e erro, causando desperdício de tempo e material. Assim, procurou-se pesquisar um modelo equivalente em parâmetros concentrados que permitiria simular com eficiência o comportamento do filtro em qualquer programa comercial de análise de circuitos.

O modelo teórico deveria ser capaz de vincular a distribuição do campo eletromagnético no interior da cavidade com um circuito elétrico equivalente, onde

as características dimensionais da janela de acoplamento entre ressonadores fossem representadas por elementos reativos de circuito em parâmetros concentrados. Os resultados desse trabalho preencheriam os gráficos da *Figura 1.2* e ofereceriam um grande apoio ao projeto dos filtros helicoidais.

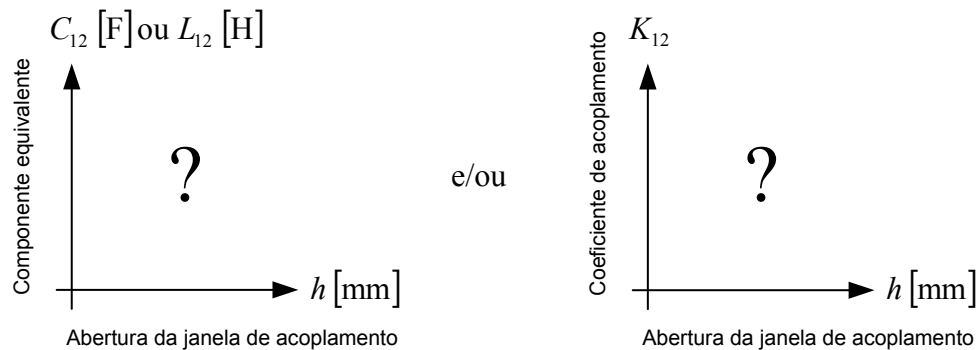


Figura 1.2 *O objetivo final da análise do acoplamento entre ressonadores helicoidais é a obtenção de curvas que relacionam os componentes equivalentes dos acoplamentos capacitivos e indutivos, ou seu respectivo coeficiente de acoplamento, em função da abertura da janela de acoplamento entre ressonadores.*

1.4 Metodologia Empregada

A escolha da metodologia foi decisiva para que os resultados obtidos fossem congruentes com os objetivos acima estabelecidos. O conjunto de técnicas e processos empregados na pesquisa sobre o tema delimitado fora baseado em uma metodologia científica. Metodologia essa, assim exaltada por Fontenelle (*apud* CERVO; BERVIAN, 2003, p.24): “*A arte de descobrir a verdade é mais preciosa que a maioria das verdades que se descobrem*”.

Para atingir o objetivo de se fazer uma adequada análise do acoplamento entre ressonadores helicoidais e elaborar um modelo equivalente com componentes reativos em parâmetros concentrados, foi realizada uma pesquisa experimental, associada a uma ampla pesquisa bibliográfica.

A metodologia científica adotada constituiu na utilização do seguinte roteiro, adaptando os passos da pesquisa experimental às fases da pesquisa bibliográfica (CERVO; BERVIAN, 2003):

1. *Escolha do tema*: sobre filtros helicoidais;
2. *Delimitação do tema*: na análise do acoplamento entre ressonadores helicoidais e elaboração de seu respectivo modelo teórico;
3. *Justificativa da escolha*: que fora motivada pelo desafio em pesquisar um assunto pouco tratado no meio científico, apesar de suas grandes aplicações práticas. Também, pelo fato de se tratar de uma pesquisa essencialmente experimental, com parte prática, programação e simulação, não ficando somente na teoria, sem nenhuma aplicação;
4. *Revisão da literatura especializada*: para um estudo preliminar e sintético que trouxe informações sobre a atual situação do problema, sobre os trabalhos já realizados a respeito e sobre opiniões existentes, o que constitui o *estado da arte* sobre a questão (CERVO; BERVIAN, 2003);
5. *Amostragem*: a partir do desenvolvimento de um protótipo que fosse representativo, a partir do qual se pudesse estabelecer generalizações;
6. *Procedimentos e Instrumentos*: que foram descritos de forma detalhada tanto para os ensaios experimentais, quanto para as simulações do circuito equivalente;
7. *Análise dos dados*: depois de coletados e tabulados, os dados experimentais foram analisados, procurando-se verificar a comprovação das hipóteses de estudo;
8. *Discussão dos resultados*: onde os resultados obtidos pela análise são confrontados com resultados teóricos esperados e comparados com afirmações e posições de outros autores;
9. *Conclusão*: apresentando um resumo dos resultados mais significativos da pesquisa, que conduziram ao objetivo estabelecido.

1.5 Revisão Bibliográfica

Nesta fase da pesquisa bibliográfica foram identificados, localizados, lidos, analisados e anotados os principais tópicos da literatura especializada sobre a questão delimitada (CERVO; BERVIAN, 2003).

A maioria dos artigos da coletânea bibliográfica pesquisada foi encontrada no site do IEEE Xplore® <<http://ieeexplore.ieee.org/Xplore/DynWel.jsp>>. Os demais artigos e livros consultados foram disponibilizados pelas bibliotecas do Instituto Nacional de Telecomunicações – Inatel e do Instituto Tecnológico de Aeronáutica – ITA.

A seguir, cada um dos documentos do material bibliográfico consultado sobre o assunto de “ressonadores e filtros helicoidais” é comentado individualmente. Com o intuito de mostrar a seqüência cronológica do desenvolvimento cognitivo sobre o tema abordado, tais comentários foram dispostos de acordo com a data de publicação pelos seus respectivos autores:

Em **1943** foi publicado o livro “*Radio Engineer’s Handbook*”, de TERMAN, tratando-se de um livro bastante abrangente, que provê uma síntese do conhecimento básico sobre RF e eletrônica. Em sua seção 2, são fornecidas as equações que possibilitam o cálculo da indutância e da capacitância equivalente do ressonador helicoidal, levando-se em consideração a influência da cavidade sobre a helicóide, e suas respectivas perdas. A seção 3, que aborda a teoria de circuitos, apresenta a análise de circuitos ressonantes, circuitos com acoplamento indutivo e capacitivo, e a aplicação de linhas de transmissão atuando como circuitos ressonadores.

O artigo “*Experimental Determination of Helical-Wave Properties*”, de CUTTER, publicado em **1948**, traz uma análise sobre as propriedades da onda eletromagnética propagada ao longo de uma helicóide. São descritas as medidas realizadas da intensidade do campo no eixo e em torno da helicóide, assim como a velocidade de propagação da onda.

Em **1948** foi publicado o artigo “*Alignment and Adjustment of Synchronously Tuned Multiple-Resonant-Circuit Filters*”, de DISHAL, no qual, de uma forma

bastante prática, são descritos os procedimentos para sintonia de filtros com múltiplos ressonadores acoplados em cascata.

De **1959**, o artigo “*Coaxial Resonator with Helical Inner Conductor*”, dos autores MALCAPINE e SCHILDKNECHT, é o grande inovador no assunto específico de ressonadores helicoidais. São dadas as equações para análise e projeto do ressonador, e também um monograma para o projeto, técnica bastante comum e prática para a época. Vários artigos posteriores a esse referenciam-no, ou até mesmo transcrevem seu conteúdo.

O artigo “*Realization of a Filter with Helical Components*”, dos autores ZVEREV e BLINCHIKOFF, publicado em **1961**, segue a mesma linha de raciocínio do artigo de MACALPINE (1959), complementando-o. Esse artigo foi a base para o capítulo 9 do livro de ZVEREV(1967), que além de ser a referência mais completa no estudo de ressonadores helicoidais, é um clássico da literatura especializada nos mais diversos tipos de filtros.

Em **1962** foi publicada no “*IRE Transactions on Component Parts*” uma correspondência entre os autores do artigo “*Realization of a Filter with Helical Components*” e o Sr. O’Meara, com intermédio do IEEE. A discussão teve como interesse o relativo mérito de se usar o ressonador helicoidal no projeto de filtros para a faixa de frequência de VHF, chegando-se à conclusão que, na época (1962), os filtros que utilizam componentes helicoidais eram superiores a qualquer outro tipo de filtro com ressonadores, sob o ponto de vista de simplicidade de construção, facilidade de sintonia e de ajuste de largura de faixa. Mesmo para os dias atuais, as conclusões dessa discussão continuam sendo, em grande parte, válidas.

Do autor COHEN, o artigo “*Design Techniques Utilizing Helical Lines Resonators*”, publicado em **1965**, fornece as equações básicas para o projeto e análise de filtros utilizando ressonadores helicoidais. Nesse trabalho foram feitos ensaios com filtros de dois e de quatro ressonadores, sendo que as dimensões da abertura retangular de acoplamento entre ressonadores foi determinada empiricamente.

De **1967**, o livro “*Handbook of Filter Synthesis*”, do autor ZVEREV, tornou-se um clássico da literatura especializada em filtro, abordando o projeto dos diversos

tipos de filtros passivos com componentes em parâmetros concentrados, filtros ativos e filtros passivos com parâmetros distribuídos. Nesse último grupo de filtros, incluem-se os filtros helicoidais, que são tratados no capítulo 9, consistindo uma referência bibliográfica rica em detalhes sobre o projeto desse tipo específico de filtros.

Também em **1967** foi publicado o artigo “*The Electrical Tuning of Helical Resonators*”, do autor HAAGEN, apresentando uma análise teórica e uma verificação experimental de ressonadores helicoidais sintonizados eletricamente. São discutidas as equações dos componentes equivalentes em parâmetros concentrados para o ressonador de uma única cavidade.

Dos autores MILEY e BEYER, o artigo “*Field Analysis of Helical Resonators with Constant-Bandwidth Filter Application*”, publicado em **1969**, traz uma variação na equação para cálculo do fator de qualidade (Q) do ressonador helicoidal, que foi posteriormente referenciada por Vizmuller em seu livro publicado em 1987. Mas o enfoque principal é dado na aplicação de 2 (dois) ressonadores helicoidais acoplados para a realização de filtros com largura de faixa constante.

De **1976**, o artigo “*Helical-Resonator Design Techniques*”, de FISK, de forma similar aos outros artigos sobre o assunto, traz as técnicas e equações básicas para o projeto de ressonadores helicoidais. Esse artigo também é transcrito no capítulo 16 da revista “*The ARRL Handbook 2004*”, contribuindo no conteúdo dessa revista de RF.

Dos autores BLINCHKOFF e ZVEREV, o livro “*Filtering in the Time and Frequency Domain*”, de **1976**, apresenta um tratamento matemático sobre a síntese de filtros, tanto no domínio do tempo quanto da frequência. São detalhadas as passagens matemáticas que ficaram ocultas no livro “*Handbook of Filter Synthesis*” (ZVEREV, 1967).

No artigo “*Helical Resonator for Measuring Dielectric Properties of Materials*”, de MEYER, publicado em **1981**, é apresentada a aplicação dos ressonadores helicoidais na medida das propriedades dielétricas dos materiais e, curiosamente, até mesmo da umidade do fumo nos cigarros.

O livro “*Filters with Helical and Folded Helical Resonators*”, de VIZMULLER, publicado em **1987**, é um dos poucos livros, que é inteiramente dedicado ao estudo dos filtros helicoidais, trazendo várias considerações práticas envolvendo o fator de qualidade desses dispositivos, métodos de estender a largura de faixa de passagem, análise da estabilidade mecânica e em relação à temperatura. No final do livro são fornecidas as listagens dos programas em linguagem HP BASIC para o projeto de filtros Butterworth e, também, para o projeto de ressonadores helicoidais com cavidade de secção circular e quadrada.

Também de VIZMULLER, o livro “*RF Design Guide: Systems, Circuits, and Equations*”, de **1995**, abrange diversos tópicos sobre projetos em RF, mas apresenta apenas um pequeno resumo das principais equações para análise e projeto de filtros helicoidais

No artigo “*Impedance Model of Helical Resonator Discharge*”, de **1997**, dos autores PARK e KANG, são dados o modelamento e as medidas resultantes da impedância de entrada dos ressonadores helicoidais.

No artigo “*Electrically Small Resonator Using Thick-Film High-Tc Superconducting*”, dos autores EXCELL e HEJAZI, publicado em **1999**, são abordados os cálculos das dimensões geométricas do ressonador helicoidal, de acordo com as equações apresentadas em VIZMULLER (1987). Também são demonstradas as fórmulas para o cálculo dos valores de R, L e C equivalentes e do fator de qualidade (Q) do ressonador helicoidal.

De autoria de TAYLOR, o artigo intitulado “*Helical Resonator Notch Filter*”, publicado em **2000** e disponível no endereço: <http://www.david-taylor.blueyonder.co.uk/wxsat/filters/ HelicalNotch.htm>, apresenta a aplicação de ressonadores helicoidais na obtenção de filtros rejeita-faixa (“*notch*”).

RHEA, Randy, fundador da Eagleware Corporation, descreve em seu artigo “*Filters and an Oscillator Using a New Solenoid Model*”, publicado em **2000**, um novo modelo para solenóides, para helicóides, com linhas de transmissão equivalentes. Nesse trabalho, também são dadas as expressões para os valores da indutância e da capacitância equivalentes para uma solenóide inserida em uma cavidade cilíndrica ou em uma cavidade de secção quadrada.

Publicado em **2001**, o artigo “*RF Coils, Helical Resonators and Voltage Magnification by Coherent Spatial Modes*”, parece ser um dos mais completos no estabelecimento das propriedades dos ressonadores helicoidais, fazendo uso das equações de Maxwell. São analisados a distribuição de campo, os modos de propagação, a velocidade de propagação da onda, a impedância característica, e seu modelamento. As Análises são feitas somente para um único ressonador, não abordando o acoplamento entre ressonadores.

No artigo “Desenvolvimento, Simulação e Medidas em um Filtro Helicoidal na Faixa de VHF”, publicado em **2002**, são descritos o projeto, a montagem e as medidas realizadas em um filtro helicoidal de duas cavidades cilíndricas, ressonantes em 150MHz. A partir dessa estrutura foram feitas modificações, principalmente nas helicóides, para o uso como protótipo dos ensaios experimentais desse trabalho de mestrado.

Publicado em **2003**, o artigo “*High Q Printed Helical Resonators and Filters*”, dos autores BROOMFIELD e EVERARD, descreve a aplicação de filtros helicoidais impressos em placas de multicamadas, com faixa de operação de 1,8 a 2GHz, com fatores de qualidade (Q) sem carga da ordem de 235 e 195, para placas com constante dielétrica de 2,2 e 10,5, respectivamente.

A clássica revista de rádio amadores, “*The ARRL Handbook 2004*”, edição de **2004**, sendo uma valiosa fonte de informações práticas sobre componentes, equipamentos e sistemas de rádio frequência, traz, no capítulo 16 sobre filtros e projetos, a transcrição do artigo de James R. Fisk (FISK, 1976).

1.6 Estrutura da Dissertação

A dissertação está estruturada em 8 (oito) capítulos, além dos elementos pré e pós-textuais. Esta estrutura de apresentação da dissertação foi conciliada com as fases do projeto de pesquisa, definidas pela metodologia científica empregada, esta mencionada na seção 1.4.

Primeiramente, no *Capítulo 1 – Introdução* é apresentado o tema da dissertação: filtros com ressonadores helicoidais e suas respectivas aplicações. Em

seguida o tema é delimitado, focalizando o objetivo da pesquisa na análise do acoplamento entre ressonadores helicoidais e na elaboração de seu respectivo modelo teórico. Completando o primeiro capítulo estão a metodologia, a revisão bibliográfica e a estrutura da dissertação.

No *Capítulo 2 – Projeto do Filtro Helicoidal* são definidos os procedimentos e fundamentações teóricas envolvidas no desenvolvimento de um filtro helicoidal, a partir da curva de resposta em frequência especificada.

No *Capítulo 3 – Circuito Elétrico Equivalente do Filtro Helicoidal* é feita uma introdução sobre o conceito de acoplamento, para posteriormente aplicá-lo no cálculo dos componentes equivalentes em parâmetros concentrados, para os tipos de acoplamento: capacitivo, indutivo e magnético mútuo. Também são levadas em conta as perdas no ressonador helicoidal e suas representações. Para que a condição de casamento de impedância nos acoplamentos de entrada e de saída seja atendida, é desenvolvido o processo do cálculo exato do transformador de impedâncias indutivo que melhor representa a situação real que ocorre no filtro helicoidal.

No *Capítulo 4 – Software de Desenvolvimento de Filtros Helicoidais* descreve-se o programa de computador desenvolvido no MATLAB[®] para o projeto do filtro helicoidal.

No *Capítulo 5 – Implementação e Ensaio Experimentais* são apresentados o processo de implementação de um protótipo do filtro helicoidal em função dos materiais disponíveis no mercado nacional e a concepção de alguns mecanismos de sintonia, de fixação dos ressonadores e de ajuste da abertura de acoplamento entre cavidades. Em seguida são descritos, de forma detalhada, os procedimentos e instrumentos utilizados no ensaio experimental do protótipo, por meio do qual os dados medidos foram coletados e tabulados. Por fim, as medidas obtidas são confrontadas com os resultados teóricos esperados.

No *Capítulo 6 – Simulação* são apresentadas as simulações dos circuitos elétricos equivalentes do protótipo do filtro helicoidal, tanto para o acoplamento indutivo quanto para o capacitivo. Da mesma forma que foi feito no capítulo anterior, os resultados obtidos através das simulações são também confrontados com os previstos no estudo teórico.

No *Capítulo 7 – Análise do Acoplamento entre Ressonadores Helicoidais* são feitas análises comparativas entre os resultados obtidos pelas simulações e pelos ensaios experimentais, tanto para o caso com acoplamento indutivo entre ressonadores helicoidais quanto para o acoplamento capacitivo. De forma a atingir os objetivos propostos para o tema delimitado desse trabalho, são apresentadas as curvas que relacionam um componente em parâmetros concentrados, indutivo ou capacitivo, com a abertura da janela de acoplamento (h).

Finalmente, o *Capítulo 8 – Conclusão* apresenta um resumo dos resultados mais significativos da pesquisa, que conduziram aos objetivos estabelecidos e, também, traz as propostas para novos trabalhos.

Capítulo 2

Projeto do Filtro Helicoidal

Neste capítulo são apresentados os procedimentos para a realização de filtros passa-faixa estreitos, implementados com ressonadores helicoidais. No desenvolvimento de um filtro devemos primeiramente considerar suas especificações de frequência, atenuação, largura de faixa relativa e máxima perda por inserção admissível, e suas relações com o mínimo fator de qualidade dos ressonadores, necessário para a realização do projeto.

Inicialmente é feita uma abordagem conceitual das especificações da curva de resposta em frequência de um filtro, seguida do cálculo do número de ressonadores necessário para uma determinada seletividade. Depois é apresentada uma análise quantitativa entre a perda por inserção na faixa de passagem *versus* o fator de qualidade dos ressonadores do filtro, verificando-se a necessidade do uso da técnica de pré-distorção para obtenção da curva de atenuação desejada.

Baseando-se na teoria de linhas de transmissão e nas relações fornecidas em MALCAPINE (1959), ZVEREV (1967) e BLINCHIKOFF (1976), a partir do valor do fator de qualidade requerido para uma dada perda por inserção admissível, são desenvolvidas as equações para o dimensionamento físico do ressonador helicoidal, tanto para a secção transversal circular quanto para a quadrada.

2.1 Especificações do Filtro

O projeto de um filtro tem início com a especificação das características de transmissão exigidas para o mesmo. As principais características utilizadas para descrever as especificações de um filtro passa-faixa (PF) são obtidas a partir da curva de resposta em frequência desejada. A *Figura 2.1* ilustra uma resposta em frequência (magnitude apenas) típica de um filtro PF.

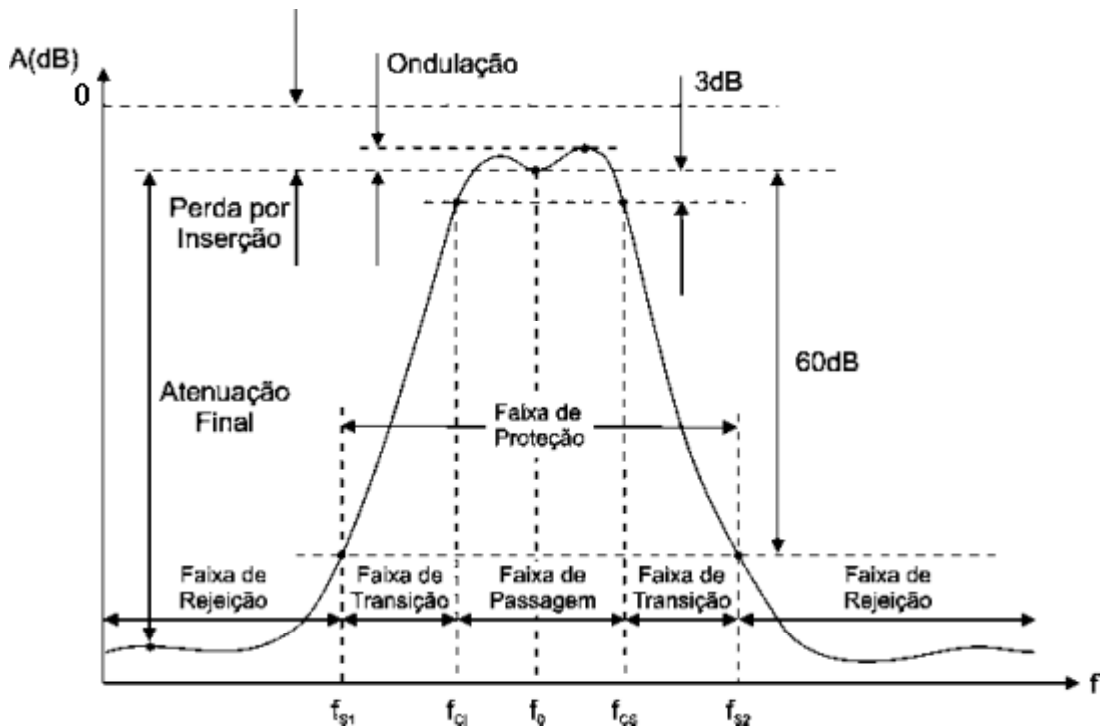


Figura 2.1 Magnitude da resposta em frequência de um filtro passa-faixa (FPF), onde estão destacadas algumas de suas principais características (NASCIMENTO, 1992).

As definições destas características do filtro passa-faixa e das relações entre elas são apresentadas abaixo (NASCIMENTO, 1992):

- *Frequência Central* (f_0): nos filtros passa-faixa ou rejeita-faixa é a média geométrica das frequências de corte. $f_0 = \sqrt{f_{c1} \cdot f_{c2}}$

Nos filtros passa-faixa estreitos pode-se utilizar a média aritmética das frequências de corte para o cálculo aproximado da frequência central.

- *Frequência de Corte* (f_c): é a frequência na qual a amplitude do sinal na saída do filtro cai para 0,707 (ou 70,7%) de seu valor correspondente na frequência central (ou do valor máximo nos filtros passa-baixas ou passa-altas). Este valor de amplitude implica uma redução da potência do sinal para 50% da potência máxima, ou ainda uma variação de potência de -3 dB.
- *Frequência de Rejeição* (f_s): do inglês “*suppressed*”, é a frequência na qual a amplitude do sinal cai para um milésimo (ou 0,1%) de seu valor máximo. Essa relação de amplitudes implica uma redução para um milionésimo (ou

0,0001%) da potência máxima, o que corresponde a uma atenuação de 60dB na potência do sinal.

- *Faixa de Passagem* (BW_{-3dB}): ou banda passante, do inglês “*Bandwidth*”, é a diferença entre as frequências de corte superior e inferior de um filtro passa-faixa. Indica a faixa de frequência em que os sinais aplicados atingirão a saída do filtro com um mínimo de atenuação.
- *Faixa de Proteção* (BW_{-60dB}): é a largura de faixa entre os pontos de –60dB.
- *Faixa de Rejeição* (BS): do inglês “*Band Suppressed*”, corresponde à faixa de frequências onde a atenuação é elevada.
- *Faixa de Transição* (BT): é a faixa de frequências compreendida entre a frequência de corte e a frequência de rejeição.
- *Fator de Ondulação* (r): do inglês “*ripple*”, é definido como a relação entre o ganho correspondente à frequência central e o ganho no pico da curva de resposta. Pode também ser expresso em dB como: $r_{(dB)} = A_{m\acute{a}x(dB)} - A_{pico(dB)}$.
- *Fator de Forma* (SF): do inglês “*Shape Factor*”, ou também chamado de fator de seletividade num filtro passa-faixa, é a relação entre a faixa de proteção e a faixa de passagem.

$$SF = \frac{BW_{-60dB}}{BW_{-3dB}}$$

O fator de forma reflete a inclinação do flanco da curva de resposta em frequência e a largura da faixa de transição. Quanto menor o fator de forma, maior a seletividade de um filtro.

- *Perda por Inserção* (I_L): do inglês “*Insertion Loss*”, é a perda de potência na carga (P_L) causada pela inserção de um filtro entre ela e o gerador com uma frequência igual à que produz a menor atenuação, ou seja em $f = f_0$, e com gerador e carga de impedância adequada para o filtro inserido.

$$I_L = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{L(\text{com filtro})}}{P_{L(\text{sem filtro})}} \right) \Bigg|_{p/f=f_0} \quad [\text{dB}]$$

- *Atenuação Final* (A_{min}): é o menor valor de atenuação que um filtro pode fornecer dentro da faixa de rejeição (o ponto de rejeição não está incluído). Este valor, num filtro que apresente ondulações em sua faixa de rejeição, corresponde ao pico de maior amplitude pertencente à curva na faixa de rejeição.

2.2 Número de Ressonadores

O número de ressonadores de um filtro passa-faixa determina sua seletividade, ou seja, quanto maior o número de elementos ressonadores, maior será a atenuação para uma dada frequência (f_s) pertencente à faixa de rejeição.

Tanto a resposta em frequência da função característica Butterworth quanto a resposta Chebyshev pode ser utilizada na aproximação com a curva de atenuação especificada para o projeto do filtro helicoidal (ZVEREV, 1967), sendo que a primeira faz uso do método de aproximação mais simples. E também, como os filtros helicoidais têm como uma das principais aplicações a implementação de filtros passa-faixa estreitos com faixa de passagem plana, ou seja, com fator de ondulação $r = 0$, justifica-se a escolha da aproximação Butterworth como resposta em frequência para o projeto deste tipo de filtro.

A função de atenuação de um filtro passa-faixa Butterworth é expressa por:

$$A = 10 \cdot \log \left[1 + \left(\frac{BW}{BW_{-3\text{dB}}} \right)^{2 \cdot n} \right] \text{ [dB]} \quad (2.1)$$

onde BW é a largura de faixa para um requerido valor de atenuação (A), e n é a ordem do filtro, correspondente ao número de elementos ressonantes.

Por meio da equação (2.1) foi gerado um gráfico com as curvas características de atenuação para filtros passa-faixa Butterworth com n variando de 1 a 10, como mostrado na *Figura 2.2*.

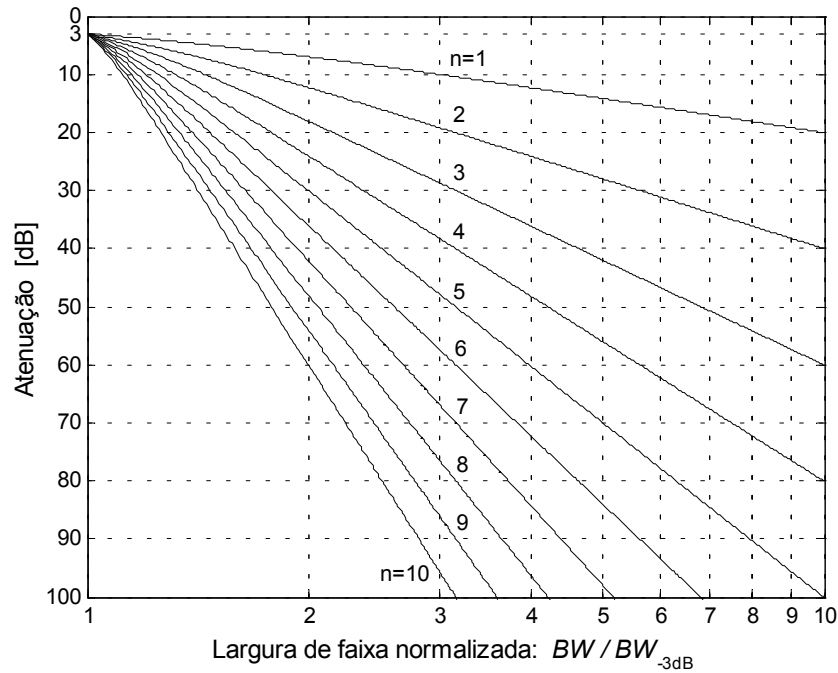


Figura 2.2 Curvas características de atenuação do filtro passa-faixa Butterworth, para n variando de 1 a 10.

Isolando n na equação (2.1) pode-se encontrar o número de ressonadores necessários de forma analítica, em vez de graficamente:

$$n = \left\lceil \frac{\log \left[10^{\left(\frac{A}{10}\right)} - 1 \right]}{2 \cdot \log \left[\frac{BW}{BW_{-3\text{dB}}} \right]} \right\rceil \quad (2.2)$$

2.3 Perda por Inserção (I_L) versus Fator de Qualidade (Q) do Ressonador

A perda por inserção de um filtro (I_L) está relacionada com a perda por descasamento de impedância (I_{Lm}) entre gerador e filtro e/ou entre filtro e carga, somada com as perdas por dissipação nos elementos do filtro (I_{Ld}). Assim, a perda por inserção pode ser expressa por:

$$I_L = I_{Lm} + I_{Ld} \text{ [dB]} \quad (2.3)$$

Considerando que a condição de casamento de impedância será cumprida, fazendo uso de transformações de impedância caso sejam necessários, tem-se que a perda por inserção do filtro será dependente somente das dissipações ocorridas nos elementos do filtro. Assim, segue-se que $I_L = I_{Ld}$ para $I_{Lm} = 0$.

Em um filtro helicoidal, as possíveis causas de dissipação nos ressonadores são perdas no condutor, na estrutura da cavidade e no dielétrico (ZVEREV, 1967), que, em suas representações equivalentes em circuito com componentes em parâmetros concentrados, correspondem a um resistor em série com cada indutor e a um resistor em paralelo com cada capacitor. Comumente, o elemento com perdas é caracterizado pelo seu fator de qualidade (Q), também chamado de fator de mérito, que relaciona quantas vezes a reatância do elemento, por exemplo um indutor, é maior que a resistência representando suas perdas em série. Assim, para elementos sem perdas o fator de qualidade é infinito, resultando em uma perda por inserção nula na frequência de ressonância (f_0). À medida que Q torna-se finito, o filtro passa a apresentar um determinado valor de perda por inserção. Tipicamente, a faixa de valores para I_L vai de 0,05 a 3dB, dependendo da aplicação do filtro (SEDRA, 2000).

O próximo passo no projeto do filtro é a determinação do fator de qualidade (Q) requerido para os ressonadores, para que o valor da perda por inserção (I_L) seja menor ou igual ao valor fornecido nas especificações do projeto.

2.3.1 Considerações sobre o Fator de Qualidade (Q)

O fator de qualidade de um elemento, seja ele um indutor, um capacitor, ou até mesmo um ressonador helicoidal, é definido como:

$$Q = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \frac{\text{energia armazenada}}{\text{potência média dissipada}} \quad (2.4)$$

Como citado anteriormente, no caso de componentes em parâmetros concentrados, tais como indutores e capacitores, o fator Q desses elementos pode ser determinado pela relação entre os valores de sua reatância e da resistência em série, que representa suas perdas:

$$Q = \frac{X}{R_{série}} \quad (2.5)$$

Para os ressonadores helicoidais, a energia armazenada por ciclo é função da reatância da indutância (L) equivalente do ressonador. As perdas por dissipação incluem a perda no condutor da helicóide, influenciada pelos efeitos de proximidade e superficial (*skin effect*), representada como a resistência da bobina (R_{bobina}), somada à perda devido às correntes na estrutura de blindagem da cavidade ($R_{blindagem}$). Portanto, assumindo R_{bobina} e $R_{blindagem}$ em série, o fator de qualidade (Q) do ressonador helicoidal na frequência de ressonância é expresso como sendo (ZVEREV, 1967):

$$Q = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L}{R_{bobina} + R_{blindagem}} \quad (2.6)$$

Deve-se ressaltar que o fator Q é o fator de qualidade sem carga do ressonador, diferentemente do fator de qualidade do filtro com carga (Q_{Loaded}), que relaciona a frequência central (f_0) e largura de faixa de passagem (BW_{-3dB}) do filtro, na forma mostrada pela eq. (2.7):

$$Q_{Loaded} = \frac{f_0}{BW_{-3dB}} \quad (2.7)$$

Conhecendo-se a largura de faixa de passagem BW_{-3dB} , a frequência central f_0 e o fator de qualidade Q do ressonador, o fator de qualidade normalizado do ressonador, q , pode ser determinado pela seguinte equação:

$$q = Q \cdot \frac{BW_{-3\text{dB}}}{f_0} \quad (2.8)$$

O valor mínimo de q que o filtro pode ter, para que possa ser realizável, é designado por q_{\min} , sendo que esse valor está relacionado com a parte real do pólo (α_c) localizado mais próximo ao eixo $j\omega$ do plano- s .

$$q_{\min} = \frac{1}{|\alpha_c|} \quad (2.9)$$

A *Figura 2.3* mostra a construção gráfica para determinação dos pólos conjugados complexos de um filtro Butterworth de ordem n . Observa-se que a distância radial dos pólos, a partir da origem, é igual a ω_0 , que é chamada de freqüência do pólo ou também, como já mencionado, de freqüência de ressonância ou, ainda, de freqüência central do filtro.

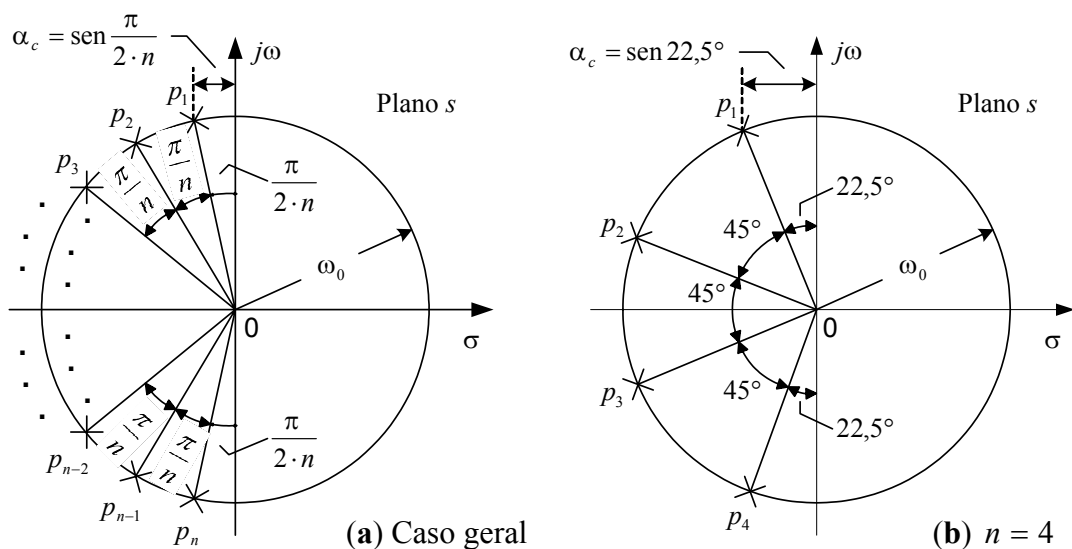


Figura 2.3 Gráficos normalizados para determinação dos pólos de um filtro Butterworth de ordem n . Todos os pólos localizam-se na metade esquerda do plano s , sobre um círculo de raio ω_0 . A parte real do pólo mais próximo ao eixo $j\omega$ é chamada de α_c : (a) caso geral, (b) $n = 4$.

Assim, para a resposta Butterworth (BLINCHIKOFF, 1976) tem-se $\alpha_c = \text{sen}[\pi/(2 \cdot n)]$. Substituindo este parâmetro na expressão de q_{\min} para o filtro de ordem n , equação (2.9), tem-se:

$$q_{\min} = \frac{1}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{2 \cdot n}\right)} \quad (2.10)$$

A Tabela 2.1 lista os valores de q_{\min} obtidos pela equação (2.10).

Tabela 2.1 Valores de q_{\min} para a resposta Butterworth, para n entre 2 e 8.

n	2	3	4	5	6	7	8
q_{\min}	1,4142	2,0000	2,6131	3,2361	3,8637	4,4940	5,7588

O valor de Q_{\min} é obtido à partir do valor de q_{\min} normalizado pela seguinte equação:

$$Q_{\min} = q_{\min} \cdot \frac{f_0}{BW_{-3\text{dB}}} \quad (2.11)$$

2.3.2 Necessidade de Pré-distorção em Filtros com Perdas

Para filtros implementados com elementos com Q finito, a resposta de frequência torna-se diferente da resposta esperada na situação ideal, com elementos sem perdas. Os efeitos devidos a esse valor finito de Q são, qualitativamente, a diminuição das ondulações na faixa de passagem, caso estejam presentes; a alteração na largura de faixa de passagem ($BW_{-3\text{dB}}$) causada pelo arredondamento da resposta de atenuação perto das frequências de corte; e a redução dos picos de atenuação na faixa de rejeição.

A função de transferência do filtro com perdas $H_q(s)$ é obtida substituindo-se a variável s por $s+1/q$ na função de transferência normalizada do filtro sem perdas, $H(s)$, ou seja (BLINCHIKOFF, 1976):

$$H_q(s) = H(s) \Big|_{s=s+1/q} = H\left(s + \frac{1}{q}\right) \quad (2.12)$$

onde q é o valor normalizado do fator Q dos elementos do filtro. Em filtros com elementos com q 's iguais e finitos, os pólos e zeros do plano s aparecem deslocados para a esquerda por $1/q$, em relação às localizações originais para q infinito, tal como mostrado na *Figura 2.4*.

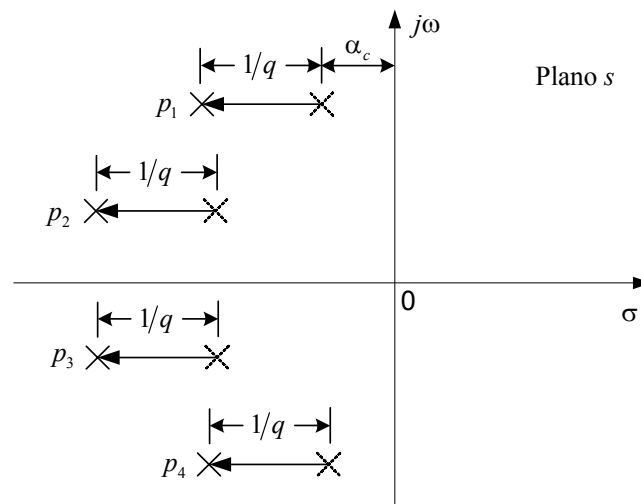


Figura 2.4 Plano s com os pólos deslocados para a esquerda, para filtro com elementos com fatores de qualidade q iguais. A distância do pólo mais próximo ao eixo $j\omega$ é α_c .

Para que a resposta de frequência resultante tenha ainda uma boa aproximação da resposta sem perdas, a determinação do mínimo valor que q pode assumir estabelece um critério de diferenciação entre os filtros com pequenas perdas e q elevado, e os filtros com perdas maiores, que têm pequenos valores de q . Desde que todos os pólos desloquem pela mesma quantia de $1/q$, observa-se pela *Figura 2.4* que o pólo mais próximo ao eixo $j\omega$ tem o maior deslocamento relativo à sua distância do eixo $j\omega$. O valor limiar de q pode ser estimado estipulando-se que esse

deslocamento do pólo para esquerda seja no máximo 10% da distância do pólo mais próximo ao eixo $j\omega$ (BLINCHIKOFF, 1976), como:

$$\frac{1}{q} < \frac{|\alpha_c|}{10} \quad (2.13)$$

Substituindo a distância $|\alpha_c|$ pela relação dada na equação (2.9), e isolando q , tem-se:

$$q \geq 10 \cdot q_{\min} \quad (2.14)$$

Assim, para filtros com elementos possuindo valores de q maiores que dez vezes q_{\min} , tem-se uma variação insignificante da resposta de frequência do filtro, ou seja, perdas menores que 1 [dB]. Porém, se essa regra não for cumprida, o filtro resultante terá uma variação relevante no valor da perda por inserção e a largura de faixa de passagem ($BW_{-3\text{dB}}$) será diferente da projetada.

Quando $q < 10 \cdot q_{\min}$ e uma exata resposta de atenuação for desejada, pode-se utilizar a técnica de pré-distorção para atingir tal objetivo. Nessa técnica, o filtro é projetado com uma função de transferência com os pólos inicialmente deslocados para a direita pela quantia de $1/q$. Assim, quando as perdas forem adicionadas a estes pólos, devido ao fato de se utilizar elementos com q pequeno, ocorrerá um deslocamento para esquerda igual ao deslocamento para direita previamente inserido, situando-se os pólos em suas posições desejadas.

Uma comparação entre as características dos filtros em relação ao valor de q de seus elementos é apresentada na *Tabela 2.2*.

Tabela 2.2 *Resumo das características do filtro, a partir da análise do fator de qualidade (q) versus a perda por inserção (I_L).*

Fator de Qualidade Normalizado dos Elementos	Perdas no Filtro	Características
$q = \text{infinito}$	Sem perdas: $I_L = 0$ [dB]	Resposta de atenuação ideal
$q \geq 10 \cdot q_{\min}$	Com pequenas perdas: $I_L \leq 1$ [dB]	Varição insignificante da resposta de atenuação do filtro. Não há necessidade de pré-distorção.
$q < 10 \cdot q_{\min}$	Com perdas: $I_L > 1$ [dB]	Há necessidade de pré-distorção para obter a exata resposta de atenuação desejada.

2.4 Método Exato para Cálculo da Perda por Inserção

Considerando que a condição de casamento de impedância na entrada e na saída do filtro fora satisfeita, pode-se prever a perda por inserção esperada para uma dada resposta e um especificado valor q , assim como pode-se calcular o valor necessário do fator q para atingir uma dada perda por inserção. Ambos procedimentos de cálculo são utilizados, respectivamente, na análise e no projeto de um filtro.

O valor da perda por inserção é obtido calculando-se a função de transferência normalizada do filtro com perdas, $H(s+1/q)$, na frequência de ressonância, ou seja, em $s = 0$:

$$I_L = -20 \cdot \log H\left(\frac{1}{q}\right) \text{ [dB]} \quad (2.15)$$

Sabendo-se que a função de transferência normalizada é da forma:

$$H(s) = \frac{1}{a_0 \cdot s^n + a_1 \cdot s^{n-1} + \dots + a_{n-1} \cdot s + 1} \quad (2.16)$$

a perda por inserção, a partir da equação (2.15), é calculada por:

$$I_L = 20 \cdot \log \left[a_0 \cdot \left(\frac{1}{q} \right)^n + a_1 \cdot \left(\frac{1}{q} \right)^{n-1} + \dots + a_{n-1} \cdot \left(\frac{1}{q} \right) + 1 \right] \text{ [dB]} \quad (2.17)$$

onde os coeficientes a_0 até a_n da função característica Butterworth de ordem n são fornecidos na *Tabela 2.3*.

Tabela 2.3 Coeficientes do polinômio Butterworth de ordem n , para n entre 1 e 8.

Coeficientes									
n	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8
1	1	1							
2	1	1,4142	1						
3	1	2,0000	2,0000	1					
4	1	2,6131	3,4142	2,6131	1				
5	1	3,2361	5,2361	5,2361	3,2361	1			
6	1	3,8637	7,4641	9,1416	7,4641	3,8637	1		
7	1	4,4940	10,0978	14,5918	14,5918	10,0978	4,4940	1	
8	1	5,1258	13,1371	21,8462	25,6884	21,8462	13,1371	5,1258	1

Os coeficientes do polinômio Butterworth podem ser obtidos através da função `BUTTER()` no MATLAB[®], tal como mostrado abaixo, para o caso com $n = 10$:

```

>> [B,A] = BUTTER(10,1,'s')
B =
Columns 1 through 6
    0         0         0         0         0         0
Columns 7 through 11
    0         0         0         0     1.0000
A =
Columns 1 through 6
    1.0000     6.3925    20.4317    42.8021    64.8824    74.2334
Columns 7 through 11
    64.8824    42.8021    20.4317     6.3925     1.0000

```

Onde: B é o vetor com coeficientes do numerador e A é o vetor com os coeficientes do denominador da função de transferência normalizada.

A seguir é mostrado o procedimento para análise gráfica do efeito causado à curva de resposta em frequência do filtro, devido ao fato se utilizar elementos com fator de qualidade (Q) finito. Pela seqüência de comandos do MATLAB[®] mostrada no *Anexo B.2*, encontram-se as funções de transferência normalizadas para o filtro Butterworth de ordem 4 com q infinito (sem perdas), e para o filtro com q finito (com perdas), que nesse caso utilizou-se $q = 10 \cdot q_{\min}$.

Assim, a função de transferência normalizada do filtro Butterworth de 4^a ordem sem perdas, com q infinito, é da forma:

$$H(s) = \frac{1}{s^4 + 2,6131 \cdot s^3 + 3,4142 \cdot s^2 + 2,6131 \cdot s + 1} \quad (2.18)$$

No entanto, para o filtro Butterworth de 4^a ordem com perdas, com $q = 10 \cdot q_{\min}$, ou seja $q = 26,131$, tem-se:

$$H_q(s) = \frac{1}{s^4 + 2,766 \cdot s^3 + 3,723 \cdot s^2 + 2,886 \cdot s + 1,105} \quad (2.19)$$

Gerando um único mapa de pólos e zeros para as funções de transferência dadas pelas equações (2.18) e (2.19), observa-se que os pólos do filtro com dissipação estão deslocados à esquerda por $1/q = 0,0383$, em relação aos pólos da função sem perdas, com q infinito, tal como mostrado na *Figura 2.5*.

Na *Figura 2.6* são mostradas as curvas de magnitude da resposta em frequência traçadas a partir das funções de transferência dadas pelas equações (2.18) e (2.19).

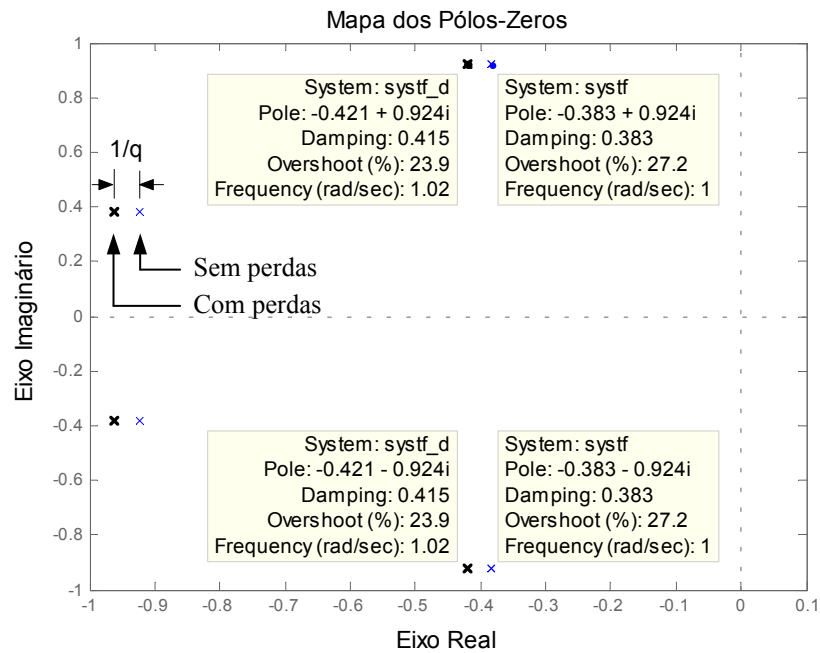


Figura 2.5 Localizações dos pólos no plano s da função de transferência normalizada Butterworth, para $n = 4$. Os pólos (em negrito) do filtro com dissipação, ou seja, com perdas, estão deslocados à esquerda por $1/q$, em relação aos pólos da função sem perdas, com q infinito.

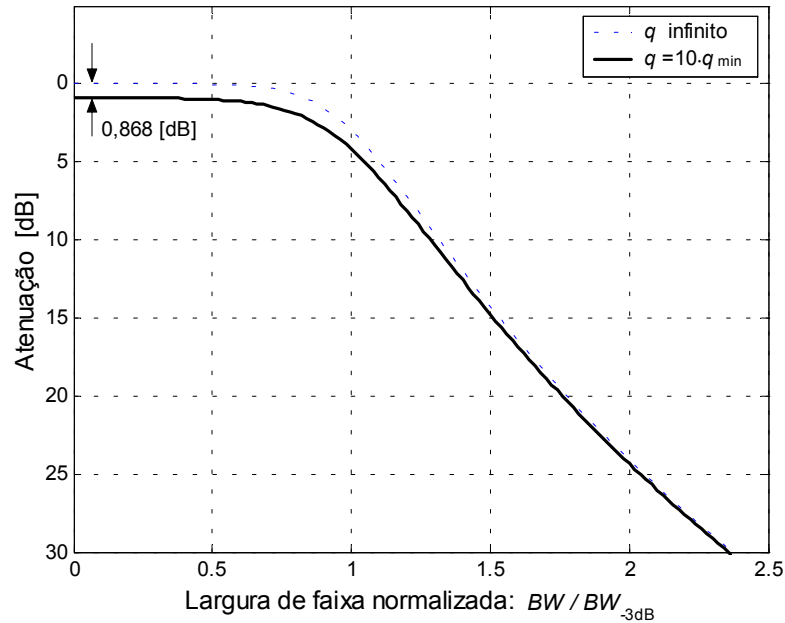


Figura 2.6 Curvas de magnitude da resposta em frequência normalizada para o filtro Butterworth de ordem 4, para q infinito (curva tracejada) e para $q = 10 \cdot q_{\min}$ (curva cheia). Para a função de transferência com q finito, a perda por inserção (I_L) encontrada foi de 0,868 dB.

A perda por inserção encontrada pelo processo gráfico anterior é de 0,868 [dB], enquanto que, de forma analítica, a perda por inserção esperada é dada pela equação (2.17), com $q = 10 \cdot q_{\min}$, onde $q_{\min} = 2,6131$, pela Tabela 2.1 com $n = 4$.

$$I_L = 20 \cdot \log \left[1 \cdot \left(\frac{1}{26,131} \right)^4 + 2,6131 \cdot \left(\frac{1}{26,131} \right)^3 + 3,4142 \cdot \left(\frac{1}{26,131} \right)^2 + 2,6131 \cdot \left(\frac{1}{26,131} \right) + 1 \right]$$

$$I_L = 0,8684 \text{ [dB]} \quad (2.20)$$

2.5 Método Aproximado para Cálculo da Perda por Inserção para Filtros Pré-distorcidos com Q Pequeno ($Q < 10 \cdot Q_{\min}$)

Com precisão aproximada, a perda por inserção para filtros passa-faixa estreita Butterworth e Chebyshev pré-distorcidos e com impedâncias de gerador e de carga iguais pode ser calculada através da fórmula apresentada por FUBINI e GUILLERMIN *apud* BLICHKOFF (1976), mostrada a seguir:

$$I_{Lp} = 20 \cdot c \cdot \log\left(\frac{u}{u-1}\right) \text{ [dB]} \quad (2.21)$$

onde $u = q/q_{\min} = Q/Q_{\min}$ e c é um fator de correção experimental que depende número de ressonadores (n) do filtro. Os valores de c para $2 \leq n \leq 8$ são fornecidos na *Tabela 2.4*.

Tabela 2.4 Fator de correção c para a perda por inserção do filtro Butterworth pré-distorcido (BLINCHIKOFF, 1976).

	n						
	2	3	4	5	6	7	8
c	1,00	1,08	1,14	1,19	1,23	1,27	1,32

Analisando a equação (2.21) percebe-se que, à medida que o valor de q aproxima do valor de q_{\min} , o valor da perda por inserção na faixa de passagem aproxima-se de infinito. Se q for somente um pouco maior que q_{\min} , a perda por inserção ainda possuirá um alto valor. A *Figura 2.7* mostra a curva traçada a partir da eq. (2.21), para $n = 2$.

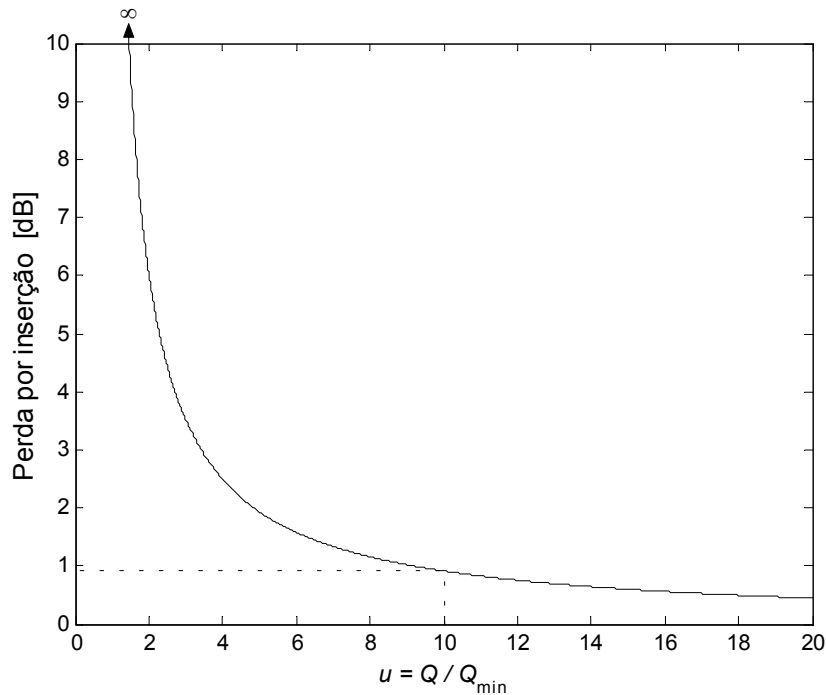


Figura 2.7 Curva da perda por inserção versus a relação Q/Q_{\min} , para $n = 2$.

Concluindo, para o projeto de um filtro com pequenas perdas, ou seja, $I_L \leq 1$ [dB], deve-se garantir que o fator de qualidade normalizado q deve ser maior ou igual a dez vezes o valor de q_{\min} .

2.6 Cálculo do Fator de Qualidade Requerido

Tendo como especificações do filtro a ser projetado: o número de ressonadores helicoidais (n) e o valor da perda por inserção (I_L) admissível, calcula-se o fator de qualidade requerido para tais ressonadores. Como visto anteriormente, se o valor da perda por inserção for maior que 1 [dB] será necessário fazer o uso da técnica de pré-distorção para obter-se a exata curva de resposta desejada.

Assim, dado o valor de $I_L \leq 1$ [dB], o valor do fator de qualidade normalizado q é calculado resolvendo-se a equação (2.17), transcrita a seguir, para q em função de I_L .

$$I_L = 20 \cdot \log \left[a_0 \cdot \left(\frac{1}{q} \right)^n + a_1 \cdot \left(\frac{1}{q} \right)^{n-1} + \dots + a_{n-1} \cdot \left(\frac{1}{q} \right) + 1 \right] \text{ [dB]} \Bigg|_{\text{Para } I_L \leq 1 \text{ [dB]}}$$

onde n é o número de ressonadores e os coeficientes a_0 até a_n da função característica Butterworth de ordem n são fornecidos na *Tabela 2.3*.

Para o caso de $I_L > 1$ [dB], fazendo-se uso da pré-distorção, o valor de q necessário é calculado isolando-se a variável q da equação (2.21), obtendo-se:

$$q = q_{\min} \cdot \frac{1}{1 - 10^{\left(\frac{-I_L}{20 \cdot c} \right)}} \quad (2.22)$$

onde c é o fator de correção que depende número de ressonadores (n) do filtro, conforme *Tabela 2.4*.

Por conseguinte, basta calcular o valor do fator de qualidade Q requerido para os ressonadores, a partir do seu valor normalizado q , por meio da relação:

$$Q = q \cdot \frac{f_0}{BW_{-3\text{dB}}} \quad (2.23)$$

2.7 Dimensionamento dos Ressonadores Helicoidais

A *Figura 2.8* é o croqui com as principais dimensões do ressonador helicoidal de secção transversal circular.

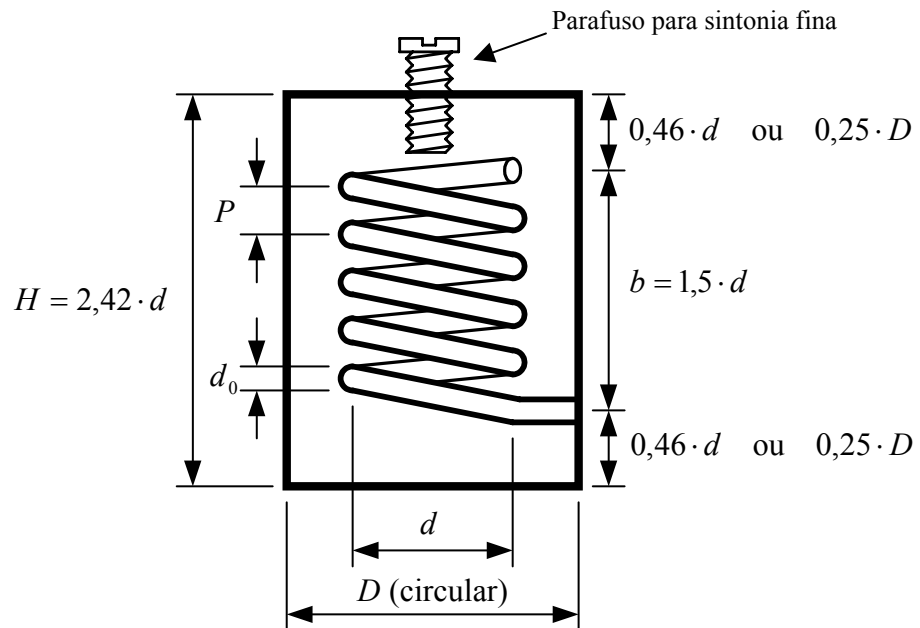


Figura 2.8 Principais dimensões do ressonador helicoidal com seção transversal circular.

A seguir são apresentadas as relações ótimas entre as dimensões do ressonador helicoidal (MACALPINE, 1959), condições que garantem máximo fator de qualidade para o mesmo.

$$\frac{b}{d} = 1,5$$

$$\frac{d}{D} = 0,55$$

$$0,4 < \frac{d_0}{P} < 0,6 \quad \therefore \text{ para o projeto, adotou-se } \frac{d_0}{P} = 0,5 \quad (2.24)$$

$$P < \frac{d}{2}$$

$$d_0 > 5 \cdot \delta$$

onde: δ é a profundidade de penetração ("skin depth") no condutor da helicóide, e todas as dimensões de comprimento são dadas em metros (m).

A indutância equivalente do ressonador por comprimento axial da bobina é calculada por (TERMAN *apud* MALCAPINE, 1959):

$$\frac{L}{b} = \frac{d^2}{P^2} \cdot [1 - (d/D)^2] \quad [\mu\text{H}/\text{m}] \quad (2.25)$$

Da teoria de linhas de transmissão (KRAUS, 1999), a capacitância por unidade de comprimento de dois cilindros concêntricos é dada por:

$$\frac{C}{l} = \frac{2 \cdot \pi \cdot \epsilon}{\ln(D_{\text{condutor externo}} / D_{\text{condutor interno}})} \quad [\text{F}/\text{m}] \quad (2.26)$$

A partir desta teoria, sabendo-se que em vez de um cilindro interno na cavidade tem-se uma helicóide, que é representada por um cilindro conduzindo somente na direção dada pelo ângulo do passo do enrolamento da helicóide (VIZMULLER, 1987 e MILEY, 1969 *apud* EXCELL, 1999), tem-se que o valor empírico da capacitância equivalente do ressonador por comprimento axial da bobina, para o ar ou o vácuo como dielétrico interno da cavidade, é dado por (MACALPINE, 1959):

$$\frac{C}{b} = \frac{29}{\log(D/d)} \quad [\text{pF}/\text{m}] \quad (2.27)$$

Para uma sintonia fina da frequência de ressonância pode-se utilizar um parafuso inserido dentro da cavidade do filtro helicoidal, sendo que a capacitância entre o parafuso de sintonia e a helicóide pode ser estimada por (VIZMULLER, 1987):

$$C_{\text{sintonia}} = \frac{56 \cdot l_p}{\log(d/d_{\text{parafuso}})} \quad [\text{pF}] \quad (2.28)$$

onde, l_p [m] é a distância que o parafuso de sintonia penetra dentro da helicóide, d é o diâmetro médio da helicóide e d_{parafuso} é o diâmetro médio do parafuso.

Devido à capacitância inerente da bobina e ao campo elétrico na sua borda superior, o comprimento elétrico da bobina é aproximadamente 6% menor que um

quarto do comprimento de onda (MACALPINE, 1959). Assim, baseado em considerações teóricas (MALCAPINE, 1959), a velocidade da onda (v) e o comprimento axial da helicóide (b) são, respectivamente:

$$v = f_0 \cdot \lambda = \frac{1000}{\sqrt{\frac{L}{b} \cdot \frac{C}{b}}} \quad [\text{m}/\mu\text{s}] \quad (2.29)$$

$$b = 94\% \cdot \frac{\lambda}{4} = 0,235 \cdot \frac{v}{f_0} = \frac{235}{f_0 \cdot \sqrt{\frac{L}{b} \cdot \frac{C}{b}}} \quad [\text{m}] \quad (2.30)$$

onde f_0 é a frequência central, em MHz. Substituindo as equações (2.25) e (2.27) na equação (2.30) obtém-se o passo da bobina (τ).

$$\tau = \frac{f_0 \cdot b \cdot d}{43,6} \cdot \sqrt{\frac{1 - (d/D)^2}{\log(D/d)}} \quad [\text{m}] \quad (2.31)$$

O número total de voltas (N) do enrolamento da helicóide é obtido por (MACALPINE, 1959):

$$N = \frac{b}{P} = \frac{43,6}{f_0 \cdot D \cdot (d/D)} \cdot \sqrt{\frac{\log(D/d)}{1 - (d/D)^2}} \quad [\text{voltas}] \quad (2.32)$$

A impedância característica do ressonador é expressa por (MACALPINE, 1959):

$$Z_0 = 1000 \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} = 183 \cdot \frac{d}{P} \cdot \sqrt{[1 - (d/D)^2] \cdot \log(D/d)} \quad [\Omega] \quad (2.33)$$

Como mostrado na seção 2.3.1, as perdas no ressonador helicoidal incluem a perda no condutor da helicóide, influenciada pelos efeitos de proximidade e superficial (*skin effect*), representada como a resistência da bobina (R_{bobina}), mais a perda devido às correntes na estrutura de blindagem da cavidade ($R_{blindagem}$). Assim, para a bobina de cobre e para a estrutura de blindagem da cavidade feita de material

não-ferromagnético, a resistência da bobina pode ser expressa por (MACALPINE, 1959):

$$\frac{R_{bobina}}{b} = \frac{\pi \cdot d}{P^2 \cdot 12 \cdot 10^3} \cdot \frac{\phi \cdot P}{d_0} \cdot \sqrt{f_0} \quad [\Omega/m] \quad (2.34)$$

A resistência equivalente devido à estrutura de blindagem da cavidade é dada por (MACALPINE, 1959):

$$\frac{R_{blindagem}}{b} = \frac{9,37 \cdot b \cdot d^4 \cdot \sqrt{1,724 \cdot f_0}}{P^2 \cdot [D^2 \cdot (b + d)]^{4/3}} \cdot \sqrt{\frac{\rho_{blindagem}}{\rho_{cu}}} \cdot 10^{-4} \quad [\Omega/m] \quad (2.35)$$

onde $\rho_{blindagem}$ $[\Omega \cdot m]$ é a resistividade do material utilizado na estrutura de blindagem da cavidade, sendo que, para o cobre $\rho_{cu} = 17,24 \cdot 10^{-9}$ $[\Omega \cdot m]$ e para o alumínio *alloy* é aproximadamente $\rho_{al} = 28 \cdot 10^{-9}$ $[\Omega \cdot m]$.

Substituindo as equações (2.34) e (2.35) na equação (2.6), transcrita abaixo, obtém-se o valor estimado do fator de qualidade (Q) do ressonador helicoidal de acordo com suas dimensões físicas.

$$Q = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L}{R_{bobina} + R_{blindagem}}$$

$$Q = 24000 \cdot \frac{(d/D) - (d/D)^3}{\left(\frac{\phi \cdot P}{d_0}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_{blindagem}}{R_{bobina}}\right)} \cdot D \cdot \sqrt{f_0} \quad (2.36)$$

Em vez de determinar-se o valor do fator de proximidade ϕ para cada caso, quando a relação d_0/P situar-se dentro da faixa apresentada no conjunto de condições (2.24), pode-se escrever (MALCAPINE, 1959):

$$\left(\frac{\phi \cdot P}{d_0}\right) = 3,7 \quad (2.37)$$

Assim, a expressão final para Q fica da forma:

$$Q = 9464 \cdot \frac{(d/D) - (d/D)^3}{1,5 + \sqrt{\frac{\rho_{blindagem}}{\rho_{cu}} \cdot (d/D)^3}} \cdot D \cdot \sqrt{f_0}$$

A equação anterior, que calcula o valor estimado de Q , foi arbitrariamente arredondada para baixo em até 10% em relação ao seu valor teórico, para comportar as imperfeições na superfície do condutor da bobina e da estrutura da cavidade (MACALPINE, 1959), resultando em:

$$Q = 8518 \cdot \frac{(d/D) - (d/D)^3}{1,5 + \sqrt{\frac{\rho_{blindagem}}{\rho_{cu}} \cdot (d/D)^3}} \cdot D \cdot \sqrt{f_0} \quad (2.38)$$

Substituindo a relação d/D por seu valor ótimo de 0,55 (MALCAPINE, 1959) e, considerando que o ressonador com o fio da helicóide e a estrutura de blindagem da cavidade sejam feitos de cobre, o valor estimado do fator de qualidade se resume a:

$$Q = 1961 \cdot D \cdot \sqrt{f_0} \quad (2.39)$$

O volume interno da cavidade do ressonador helicoidal é dado por:

$$\text{Vol} = \pi \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2 \cdot H = \pi \cdot \left(\frac{D^2}{4}\right) \cdot (1,325 \cdot D)$$

$$\text{Vol} = 1,0407 \cdot D^3 \quad [\text{m}^3] \quad (2.40)$$

Pelas equações (2.39) e (2.40), uma importante e útil relação entre o fator de qualidade e o volume da cavidade do ressonador helicoidal é obtida:

$$Q = 1935 \cdot \sqrt[3]{\text{Vol}} \cdot \sqrt{f_0} \quad (2.41)$$

Assim, essas equações possuem uma precisão de $\pm 10\%$ e são obtidas com três limitações práticas:

$$0,45 < (d/D) < 0,6 \quad , \quad 1 < (b/d) < 3 \quad \text{e} \quad d_0 > 5 \cdot \delta$$

onde δ é a profundidade de penetração ("*skin depth*") no condutor da helicóide. Para o condutor de cobre com permeabilidade magnética $\mu_{cu} = 1,26 \cdot 10^{-6}$ [H/m] e com condutividade $\sigma_{cu} = 58 \cdot 10^6$ [S/m], tem-se:

$$\delta_{cu} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{f_0 \cdot \pi \cdot \mu_{cu} \cdot \sigma_{cu}}} = \frac{66 \cdot 10^{-6}}{\sqrt{f_0}} \quad [\text{m}] \quad (2.42)$$

onde, tal como em todas equações anteriores: f_0 é dada em MHz.

Se a condição $d_0 > 5 \cdot \delta$ não for satisfeita, o fator de qualidade (Q) do ressonador será menor que o estimado pela equação (2.38). Assim, para as condições (2.24), o diâmetro do fio da helicóide é dado por:

$$d_0 = P \cdot 0,5 \quad [\text{m}] \quad (2.43)$$

Se a secção transversal da cavidade for quadrada, o volume da cavidade deverá ser mantido para que se tenha um mesmo fator de qualidade em relação à cavidade cilíndrica equivalente (KRAUS, 1999; ZVEREV, 1961). Para essa condição, a relação que deve haver entre o comprimento de um lado do quadrado (S), da cavidade de secção quadrada, e o diâmetro (D) da cavidade cilíndrica equivalente é:

$$S = \frac{D}{1,1542} \quad \therefore \quad S \cong \frac{D}{1,2} \quad (2.44)$$

A Figura 2.9 mostra os ressonadores helicoidais de secção transversal circular e de secção transversal quadrada, com suas principais dimensões. Observa-se a relação de aspecto entre estes dois tipos de ressonadores, devido ao lado S ser 1,2 vezes menor que o diâmetro D , garantido um mesmo volume interno das cavidades e,

conseqüentemente, que os fatores de qualidade Q sejam iguais para ressonadores equivalentes, de ambos formatos.

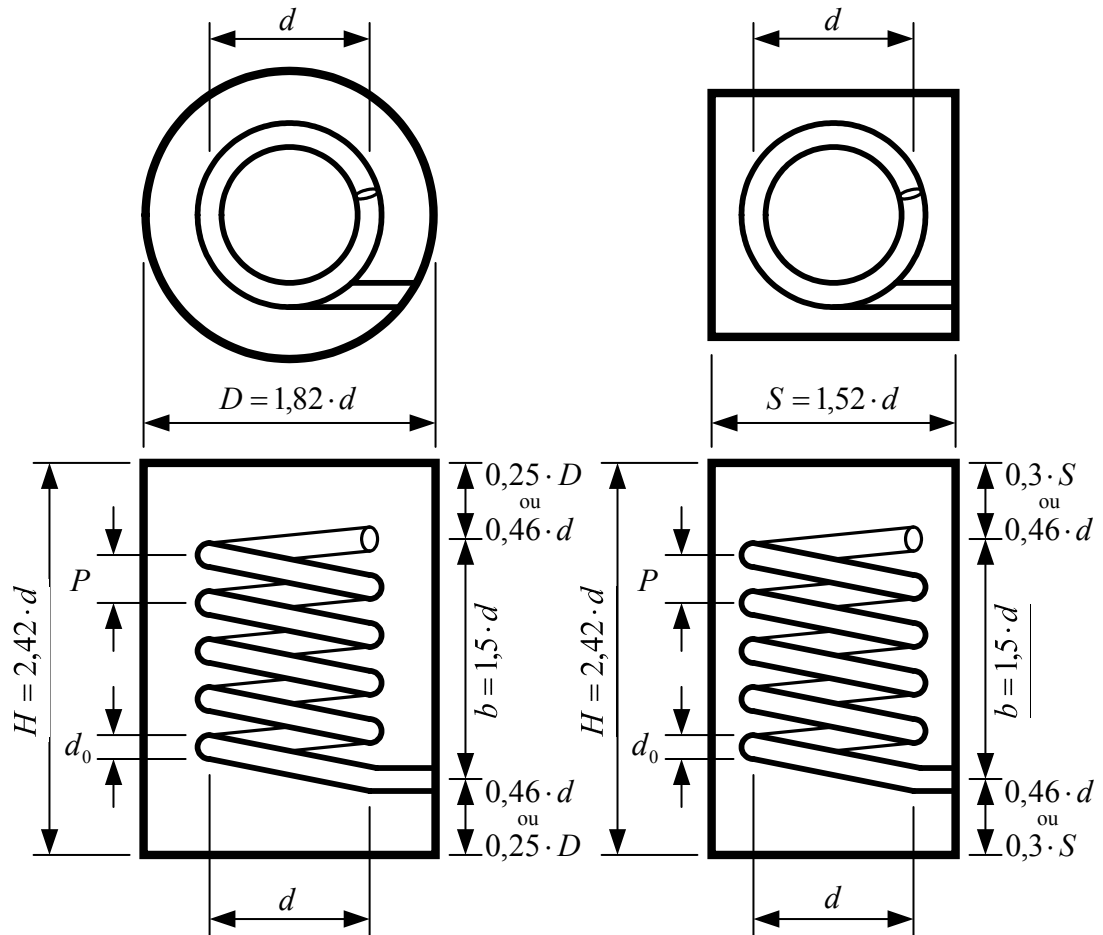


Figura 2.9 Ressonadores helicoidais de secção transversal circular e de secção transversal quadrada, com suas principais dimensões.

A Tabela 2.5 traz todas as equações para o dimensionamento do ressonador helicoidal de secção transversal circular, e também para quadrada. Essas equações foram simplificadas de acordo com o conjunto de condições (2.24), que visam um fator de qualidade ótimo, e são válidas para o ressonador com o fio da helicóide e a estrutura de blindagem da cavidade feitos de cobre.

Tabela 2.5 *Equações simplificadas para o dimensionamento do ressonador helicoidal de secção transversal circular e secção transversal quadrada, a partir dos valores de D e de S , respectivamente, válidas para ressonadores com helicóide e estrutura de blindagem da cavidade feitos de cobre.*

	Secção transversal da cavidade	
	Circular	Quadrada
Fator de qualidade	$Q = 1961 \cdot D \cdot \sqrt{f_0}$	$Q = 2353 \cdot S \cdot \sqrt{f_0}$
Comprimento interno da cavidade	$H = 1,325 \cdot D$ [m]	$H = 1,59 \cdot S$ [m]
Comprimento axial da helicóide	$b = 0,825 \cdot D$ [m]	$b = 0,99 \cdot S$ [m]
Diâmetro médio da helicóide	$d = 0,55 \cdot D$ [m]	$d = 0,66 \cdot S$ [m]
Número de voltas do enrolamento da helicóide	$N = \frac{48,4}{f_0 \cdot D}$ [voltas]	$N = \frac{40,33}{f_0 \cdot S}$ [voltas]
Passo do enrolamento	$P = \frac{D^2 \cdot f_0}{58,666}$ [m]	$P = \frac{S^2 \cdot f_0}{40,74}$ [m]
Diâmetro do fio da helicóide	$d_0 = \frac{D^2 \cdot f_0}{117,33}$ [m]	$d_0 = \frac{S^2 \cdot f_0}{81,48}$ [m]
Impedância característica do ressonador helicoidal	$Z_0 = \frac{2505}{D \cdot f_0}$ [Ω]	$Z_0 = \frac{2088}{S \cdot f_0}$ [Ω]

2.8 Acoplamento de Entrada e de Saída do Filtro

Os sinais podem ser acoplados para dentro ou para fora do filtro através de três formas diferentes: laço ("loop") indutivo na parte inferior da helicóide, sonda capacitiva na parte superior de helicóide, acoplamento por conexão direta ("tap") em

um ponto da helicóide, ou qualquer combinação destes métodos. Contudo, o ponto de conexão direta na helicóide pode ser calculado facilmente, enquanto os acoplamentos por laços indutivos ou por sondas capacitivas devem ser determinados experimentalmente. Outro aspecto relevante é que, tanto o acoplamento por conexão direta quanto o por laços indutivos caracterizam um curto para CC , enquanto o acoplamento por sonda capacitiva não provê caminho para CC . Assim, para os dois primeiros tipos faz-se necessário o uso de capacitores discretos para o bloqueio de CC na entrada e na saída. A *Figura 2.10* mostra como acoplamento por conexão direta é feito.

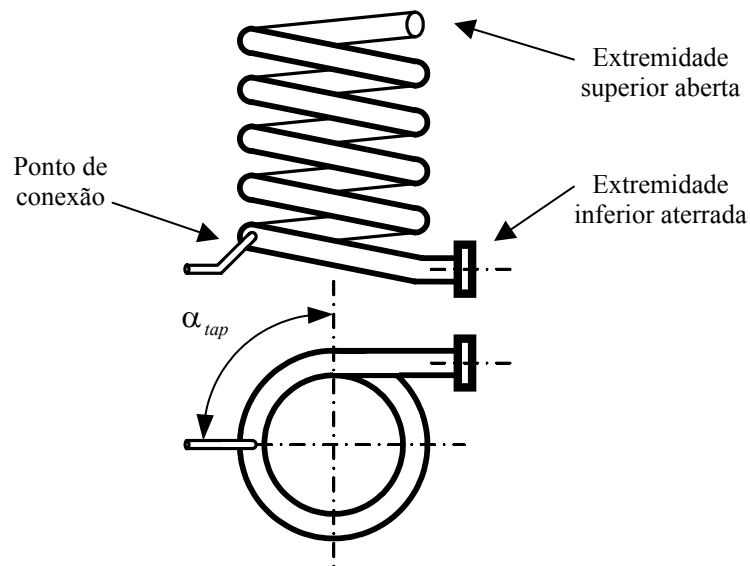


Figura 2.10 Acoplamento por conexão direta ("tap") na helicóide.

Como o fator de qualidade de trabalho do ressonador, ou também chamado de fator de qualidade duplamente carregado (Q_d), depende das resistências externas de gerador e de carga, deve-se considerá-lo na seleção do ponto de conexão para os acoplamentos de entrada e de saída. Assim, os fatores de qualidade duplamente carregados do primeiro ressonador (Q_{d1}) e do último (Q_{dn}) são dados respectivamente por:

$$Q_{d1} = \frac{1}{2} \cdot q_1 \cdot \frac{f_0}{BW_{-3\text{dB}}} \quad (2.45)$$

$$Q_{dn} = \frac{1}{2} \cdot q_n \cdot \frac{f_0}{BW_{-3\text{dB}}} \quad (2.46)$$

onde: q_1 e q_n são os fatores de qualidade normalizados do primeiro e do enésimo ressonador, fornecidos na *Tabela C.1* do *Anexo C*. Para o caso de alto fator de qualidade sem carga, ou seja $Q > 10 \cdot Q_{\text{min}}$, ocorre simetria entre o primeiro e o último ressonador, pois têm-se valores iguais para q_1 e q_n .

Aplicando a teoria de linhas de transmissão, a razão entre a carga externa (R_b) e impedância característica (Z_0) de um ressonador de $\frac{1}{4}$ de onda é calculada por (ZVEREV, 1967):

$$\frac{R_b}{Z_0} = \frac{\pi}{4} \cdot \left(\frac{1}{Q_d} - \frac{1}{Q} \right) \quad (2.47)$$

Esta razão é dividida igualmente entre o gerador e o segundo ressonador, quando trata-se do acoplamento de entrada. Para o acoplamento de saída, R_b/Z_0 é dividida igualmente entre a carga e o penúltimo ($n-1$) ressonador.

Também da teoria de linha de transmissão,

$$\text{sen}\theta = \sqrt{\frac{R_b}{2 \cdot Z_0} \cdot \frac{R_{\text{tap}}}{Z_0}} \quad (2.48)$$

onde θ é o ângulo elétrico a partir do ponto de mínima tensão da onda estacionária, neste caso, a extremidade inferior aterrada da helicóide. Assim, o ponto de acoplamento por conexão direta (*tap*) na helicóide situa-se em:

$$\text{tap} = \frac{N \cdot \theta}{90^\circ} \quad [\text{voltas a partir da extremidade aterrada da helicóide}] \quad (2.49)$$

O ângulo geométrico (α_{tap}) medido entre a extremidade aterrada e o ponto de acoplamento (tap) é calculado pela equação:

$$\alpha_{tap} = tap \cdot 360^\circ \text{ [graus]} \quad (2.50)$$

Capítulo 3

Circuito Elétrico Equivalente do Filtro Helicoidal

Neste capítulo são apresentados os processos para obtenção dos circuitos elétricos equivalentes para o filtro helicoidal.

É feita uma introdução sobre o conceito de acoplamento, para posteriormente aplicá-lo no cálculo dos componentes equivalentes, em parâmetros concentrados, para os tipos de acoplamento: capacitivo, indutivo e por acoplamento magnético mútuo.

São também levadas em conta as perdas no ressonador helicoidal e suas representações. Para que a condição de casamento de impedância nos acoplamentos de entrada e de saída sejam cumpridas, é desenvolvido um processo do cálculo exato do transformador de impedâncias indutivo, que melhor representa a situação real que ocorre no filtro helicoidal.

3.1 Transformação do Circuito Protótipo Passa-baixas Normalizado para Passa-faixa

Uma das possibilidades de obter-se o filtro passa-faixa (FPF) é através de seu protótipo passa-baixas (FPB), o qual resultará em uma largura de faixa geometricamente simétrica em relação à frequência central (f_0). Para desenvolver um filtro passa-faixa utilizando esta técnica deve-se primeiramente determinar o protótipo do filtro passa-baixas, onde os valores da frequência de corte de -3dB (f_c) e do nível de impedância do protótipo passa-baixas são os mesmos da largura de faixa de -3dB ($BW_{-3\text{dB}}$) e da impedância característica do filtro passa-faixa desejado.

O próximo passo é substituir cada indutor normalizado (L_N) do FPB por uma combinação LC em série, ressonante em f_0 , e cada capacitor normalizado (C_N) do FPB é substituído por uma combinação LC em paralelo ressonante em $f_0 = 1/(2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C})$, como mostrado na *Figura 3.1*.

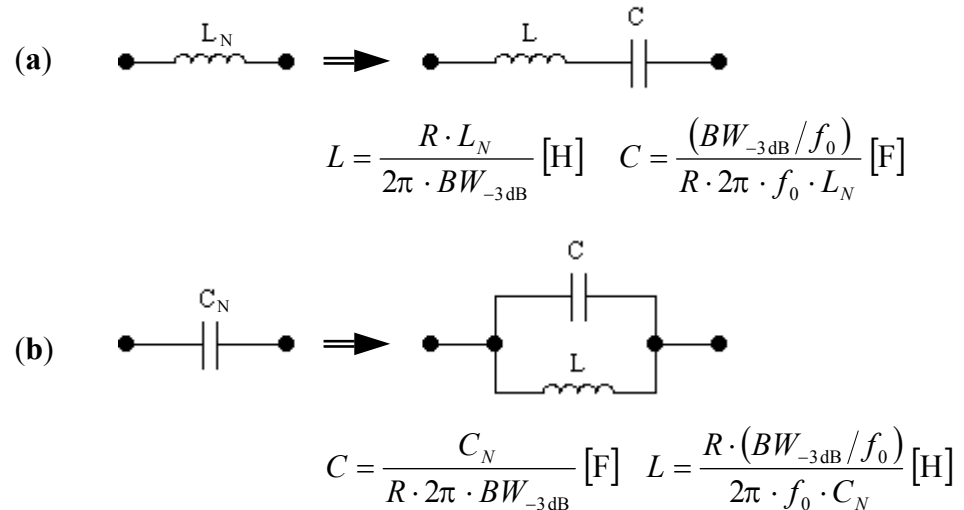


Figura 3.1 Processo de obtenção dos elementos de um filtro passa-faixa através de um protótipo passa-baixas normalizado correspondente. (a) Cada indutor normalizado é substituído por um circuito LC ressonante série e (b) cada capacitor normalizado é substituído por um circuito LC ressonante paralelo, onde ambos circuitos LC, série e paralelo, são ressonantes na frequência central (f_0) do FPF.

Os valores dos elementos normalizados do protótipo passa-baixas, para as resistências de gerador e de carga iguais a $R_S = R_L = 1 [\Omega]$, são:

$$x_i = 2 \cdot \text{sen} \left[(2 \cdot k - 1) \cdot \frac{\pi}{2 \cdot n} \right] \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (3.1)$$

e iguais ao dobro do valor negativo da parte real de cada pólo da função normalizada Butterworth, mencionada no *Capítulo 2*.

Um exemplo do processo de obtenção do filtro passa-faixa de 3ª ordem ($n = 3$) com as resistências de gerador e de carga iguais a $R_S = R_L = R$, a partir da transformação convencional do protótipo passa-baixas normalizado correspondente, é mostrado na *Figura 3.2*.

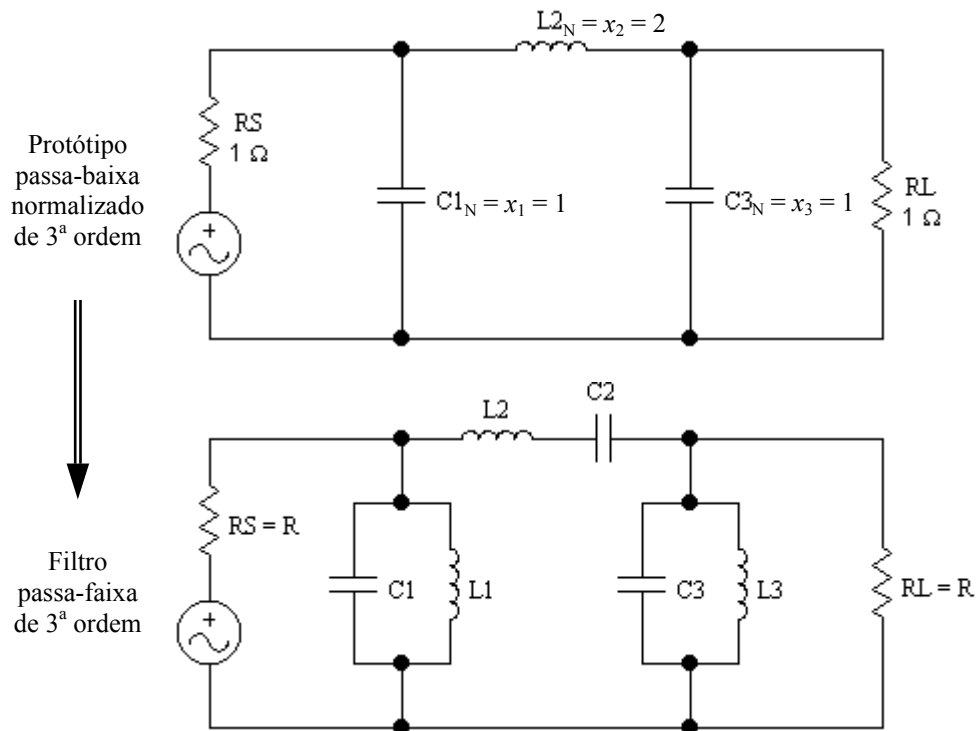


Figura 3.2 Exemplo de transformação convencional de um filtro passa-baixas para filtro passa-faixa de terceira ordem.

Em várias aplicações em baixas frequências esse processo para obtenção do filtro passa-faixa torna-se interessante, visto que se faz uso de um número mínimo de componentes reativos, por exemplo, três pólos de transmissão no protótipo passa-baixas requerem três pares de reatâncias para o FPF desejado. Porém, quando a largura de faixa é relativamente estreita, os valores dos elementos do FPF obtidos através da transformação convencional podem ser extremamente pequenos ou extremamente grandes. Portanto, apesar de serem teoricamente corretos, são impraticáveis.

3.2 Aproximações para o Filtro Passa-faixa Estreito

Quando o filtro passa-faixa desejado possuir uma pequena largura de faixa relativa, $(BW_{-3\text{dB}}/f_0) < 10\%$, tornando a transformação convencional impraticável, deve-se utilizar outra configuração de rede LC para prover elementos com valores praticáveis.

Nesses casos, os filtros de faixa estreita são obtidos com ressonadores de um mesmo tipo acoplados em cascata. O ressonador pode ser um circuito ressonante série, para uma rede em malha, ou um circuito ressonante paralelo, para uma configuração nodal. O mecanismo de acoplamento pode ser capacitivo, indutivo ou magnético mútuo.

Filtros com ressonadores acoplados são os circuitos equivalentes, com elementos com parâmetros concentrados, para filtros helicoidais, filtros de cavidade, filtros de guias de onda e filtros com "stripline" (ZVEREV, 1967). Além do mais, os parâmetros de projeto para estes filtros de elementos distribuídos são os mesmos para os filtros com elementos concentrados. Ou seja, as impedâncias de entrada (Z_{IN}) e de saída (Z_{OUT}), o fator de qualidade (Q) dos ressonadores, os coeficientes de acoplamento (K_{ij}) entre ressonadores têm como respectivos correspondentes, para os filtros com parâmetros distribuídos, como por exemplo para o filtro helicoidal, as seguintes grandezas: os pontos de acoplamento de entrada (tap_{IN}) e de saída (tap_{OUT}), o volume interno dos ressonadores helicoidais e as dimensões das janelas de acoplamento (h_{ij}), ou íris, entre cavidades.

Na *Figura 3.3* tem-se o esquema básico de um filtro passa-faixa estreito na configuração nodal, com circuitos LC ressonantes em paralelo e com acoplamentos entre cavidades dos tipos capacitivo, indutivo e magnético mútuo.

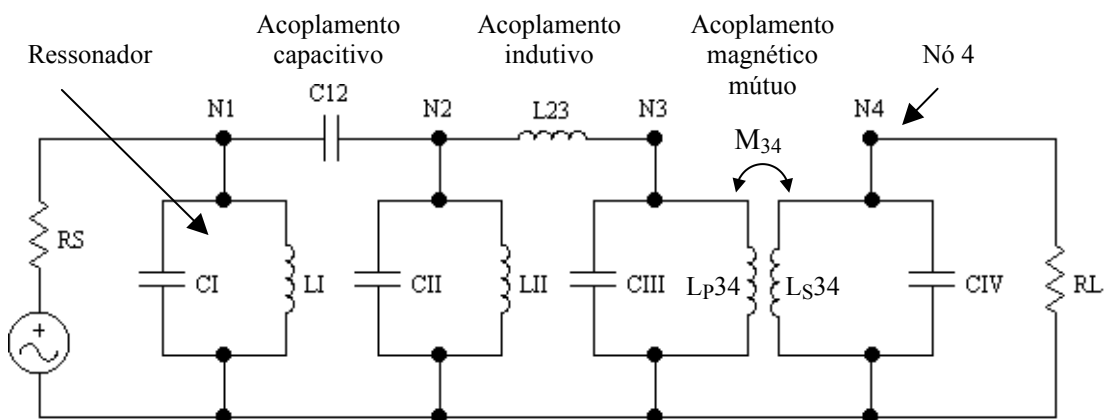


Figura 3.3 Esquema básico de um filtro passa-faixa estreito, na configuração nodal, com os tipos de acoplamento capacitivo, indutivo e magnético mútuo.

Considerando o circuito da *Figura 3.3*, as seguintes relações podem ser empregadas:

1. A frequência de ressonância de cada nó (N_i), para os demais nós em curto-circuito com o terra, é dada por:

$$f_{0(N_i)} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_i \cdot C_i}} \quad [\text{Hz}] \quad (3.2)$$

2. A indutância total (L_i) [H] e a capacitância total (C_i) [F], de cada nó (N_i), são determinadas considerando-se os nós adjacentes, (N_{i-1}) e (N_{i+1}), curto-circuitados para o terra. Por exemplo, para o nó N_1 da *Figura 3.3* têm-se os seguintes valores de L_1 e C_1 :

$$L_1 = L_1 \quad (3.3)$$

$$C_1 = C_1 + C_{12} \quad (3.4)$$

Para o nó N_2 :

$$L_2 = L_{II} // L_{23} = \frac{L_{II} \cdot L_{23}}{L_{II} + L_{23}} \quad (3.5)$$

$$C_2 = C_{II} + C_{12} \quad (3.6)$$

3.3 Conceito de Acoplamento

O significado de “acoplamento” é a conexão de dois ou mais circuitos através da qual a energia é transferida de um sistema qualquer a outro. O termo não deve ser empregado no sentido de “interligação” (Glossário Anatel, 2001). Em um filtro helicoidal o acoplamento é efetuado por uma abertura na superfície de uma cavidade ressonante, que transfere energia para ou de um circuito externo, ou outra cavidade ressonante. É também chamada de janela de acoplamento.

O coeficiente de acoplamento normalizado (k_{ij}) é definido, para o protótipo PB normalizado, como sendo a razão entre a frequência de ressonância dos elementos reativos adjacentes, x_i e x_j ($j = i + 1$), e a largura de faixa de -3dB normalizada do filtro:

$$k_{ij} = \frac{\Omega_{ij}}{\Omega_{-3\text{dB}}} \quad (3.7)$$

onde a frequência de ressonância normalizada entre os elementos reativos adjacentes é $\Omega_{ij} = 1/\sqrt{x_i \cdot x_j}$ [rad/s], e a largura de faixa de -3dB normalizada é $\Omega_{-3\text{dB}} = 1$ [rad/s]. Assim, o coeficiente de acoplamento normalizado fica:

$$k_{ij} = \frac{1}{\sqrt{x_i \cdot x_j}} \quad (3.8)$$

E seu valor não-normalizado, para o filtro passa-faixa correspondente, é obtido por:

$$K_{ij} = k_{ij} \cdot \frac{BW_{-3\text{dB}}}{f_0} \quad (3.9)$$

Da forma mostrada acima, pelas equações (3.8) e (3.9), é obtido o valor ótimo para o coeficiente de acoplamento, também chamado de coeficiente de acoplamento crítico (K_C), válido para os filtros sem perdas. Os valores dos coeficientes de acoplamento crítico para os filtros de 1ª a 8ª ordem, com ou sem perdas, com ou sem pré-distorção, são fornecidos na *Tabela C.1* do *Anexo C*.

Além dessa definição para o coeficiente de acoplamento, tem-se uma outra, derivada dessa primeira, que o define como sendo a relação entre a impedância mútua entre dois circuitos elétricos e a raiz quadrada do produto das impedâncias totais dos dois circuitos, considerando-se apenas impedâncias de mesma natureza, ou seja, cujas componentes sejam ambas indutivas ou capacitivas (Glossário Anatel, 2001). Essa relação é muito importante, pois a partir dela pode-se determinar o valor do componente responsável pelo acoplamento entre os ressonadores adjacentes.

Na condição na qual o acoplamento fora determinado para seu valor ótimo, ou seja, de *acoplamento crítico* ($K = K_C$), é garantida uma curva de resposta em frequência com o topo ligeiramente plano e uma menor perda por inserção na frequência central (f_0) (SERRA, 1983).

À medida que aumenta-se a impedância do componente responsável pelo acoplamento, uma menor quantidade de energia é transferida de um ressonador para o adjacente, provocando um aumento na perda por inserção e uma conseqüente diminuição da largura de faixa de passagem. Nesta condição, com o coeficiente de acoplamento menor que o crítico ($K < K_C$), diz-se que há um *sub-acoplamento* entre os ressonadores.

Para valores do coeficiente de acoplamento maiores que o crítico ($K > K_C$) ocorrerá um *super-acoplamento*, sendo que para isto deve-se ter uma pequena impedância equivalente acoplando os ressonadores adjacentes, possibilitando uma maior transferência de energia. Como resultado, haverá as seguintes alterações na curva de resposta em frequência (SERRA, 1983):

- Um gradativo alargamento na faixa de passagem do filtro;
- Um considerável deslocamento da frequência central (f_0), pois a capacitância total (C_i) ou a indutância total (L_i) de cada ressonador ou nó (N_i) será aumentada ou diminuída, dependendo se o acoplamento for capacitivo ou indutivo, respectivamente;
- Se o acoplamento exceder em mais de 50% o valor calculado para a condição de acoplamento crítico, começa a aparecer uma ondulação na faixa de passagem, que se pronuncia com o aumento do acoplamento. Isso provoca uma depressão central, em f_0 , que ocorre em filtros com número par de ressonadores.

3.3.1 Acoplamento Capacitivo

O acoplamento capacitivo entre um ressonador e outro adjacente é realizado por meio de uma capacitância que é comum a ambos, tal como mostrado na *Figura 3.4*, onde o capacitor C_{12} é responsável pela transferência de energia entre os nós 1 e 2. De uma forma geral, na determinação valor do elemento de acoplamento entre os nós adjacentes N_i e N_j (onde, $j = i + 1$), a capacitância de acoplamento é dada por

$$C_{ij} = K_{ij} \cdot \sqrt{C_i \cdot C_j} \quad (3.10)$$

onde: o coeficiente de acoplamento K_{ij} é dado pela equação (3.8) e seus valores normalizados são fornecidos na *Tabela C.1* do *Anexo C*, e C_i é capacitância total do nó N_i , que é determinada considerando-se os nós adjacentes, (N_{i-1}) e (N_{i+1}), curto-circuitados para o terra. Este procedimento também é adotado para a determinação da capacitância total C_j do nó seguinte (N_j).

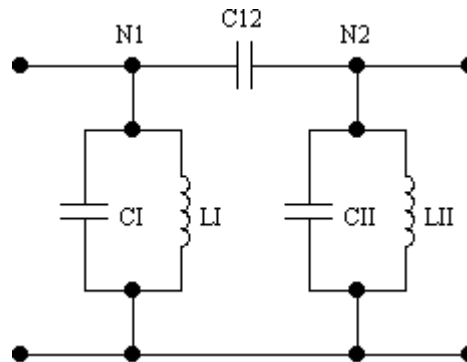


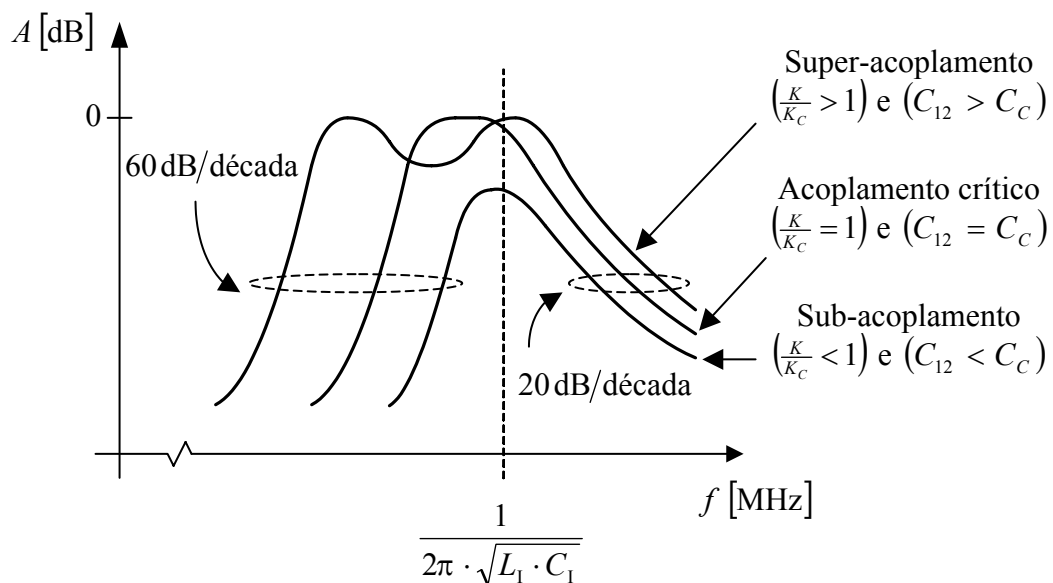
Figura 3.4 Filtro de 2ª ordem com acoplamento capacitivo.

As equações para análise do filtro de 2ª ordem com acoplamento capacitivo entre dois ressonadores idênticos são mostradas na *Tabela 3.1*.

Tabela 3.1 Equações para análise do filtro de 2ª ordem com acoplamento capacitivo.

Capacitância total do nó 1 (nó 2 curto-circuitado)	$C_1 = C_I + C_{12} \cong C_I$
Capacitância total do nó 2 (nó 1 curto-circuitado)	$C_2 = C_{II} + C_{12} \cong C_{II}$
Indutância total do nó 1 (nó 2 curto-circuitado)	$L_1 = L_I$
Indutância total do nó 2 (nó 1 curto-circuitado)	$L_2 = L_{II}$
Frequência de ressonância do nó 1 (nó 2 curto-circuitado)	$f_{0(N_1)} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad [\text{MHz}]$
Frequência de ressonância do nó 2 (nó 1 curto-circuitado)	$f_{0(N_2)} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_2}} \quad [\text{MHz}]$
Coefficiente de acoplamento	$K_{12} = \frac{C_{12}}{\sqrt{C_1 \cdot C_2}} = \frac{C_{12}}{\sqrt{(C_I + C_{12}) \cdot (C_{II} + C_{12})}}$

Na *Figura 3.5* são mostradas as influências da capacitância de acoplamento na curva de magnitude da resposta em frequência.

**Figura 3.5** Efeitos dos valores da capacitância de acoplamento na curva de resposta em frequência do filtro passa-faixa de 2ª ordem.

Através das curvas da *Figura 3.5* pode-se observar que, à medida que aumenta-se o acoplamento capacitivo, a frequência central do filtro é deslocada para valores cada vez menores em relação à frequência de ressonância de um ressonador separadamente. Ficam também evidentes os efeitos do acoplamento capacitivo na faixa de passagem e perda por inserção. Se o capacitor C_{12} for muito grande, ocorrerá um super-acoplamento entre os dois ressonadores e a haverá um aumento da $BW_{-3\text{dB}}$, seguido do aparecimento de uma ondulação na faixa de passagem, com dois picos adjacentes e uma depressão central em f_0 . Se o capacitor C_{12} for bem menor que o do caso de um acoplamento crítico, ocorrerá um sub-acoplamento, pois uma escassa quantidade de energia será transferida de um ressonador para outro, diminuindo a largura de faixa de passagem e, em contrapartida, aumentando consideravelmente a perda por inserção.

Outra importante característica observada na *Figura 3.5* é que, mesmo com acoplamento capacitivo crítico, a curva de resposta em frequência não é simétrica em relação à frequência central. Abaixo da frequência central a curva tem um inclinação de 60 dB/década (ou 18 dB/oitava), enquanto para frequências superiores à frequência central, a inclinação é de 20 dB/década (ou 6 dB/oitava). Este fato pode ser explicado através dos circuitos equivalentes para frequências acima e abaixo da ressonância, mostrados na *Figura 3.6*.

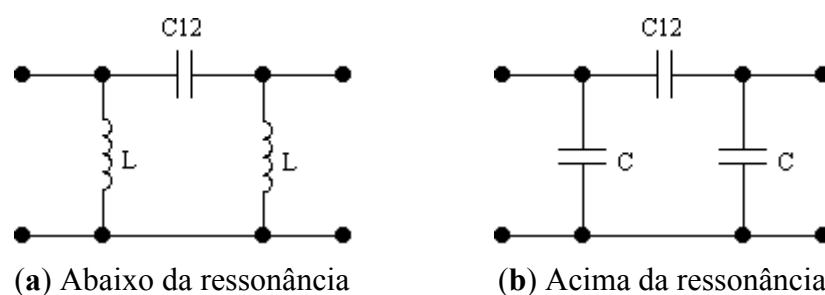


Figura 3.6 Circuitos equivalentes para os ressonadores capacitivamente acoplados, para frequências: (a) abaixo da ressonância e (b) acima da ressonância.

Abaixo da ressonância as reatâncias capacitivas dos ressonadores aumentam, enquanto as reatâncias indutivas diminuem ao ponto que somente os indutores prevalecem como os elementos transversais (ver *Figura 3.6(a)*). Esta situação resulta em três elementos reativos, onde cada um contribui com 20 dB/década, totalizando

uma inclinação de 60dB/década para a curva nas frequências inferiores à de ressonância.

Para frequências acima da ressonância o circuito equivalente se aproxima da configuração da *Figura 3.6(b)*, onde as reatâncias capacitivas dos ressonadores prevalecem sobre as indutivas, resultando em um arranjo capacitivo em π , que efetivamente tem como equivalente um capacitor transversal e produz uma inclinação de apenas 20 dB/década (ou 6 dB/oitava).

3.3.2 Acoplamento Indutivo

No acoplamento indutivo, um indutor em série é responsável pela transferência de energia entre ressonadores adjacentes, como mostrado na *Figura 3.7*. O valor da indutância de acoplamento, L_{ij} , entre os nós adjacentes N_i e N_j (onde, $j = i + 1$) é determinado por:

$$L_{ij} = \frac{\sqrt{L_i \cdot L_j}}{K_{ij}} \quad (3.11)$$

onde: o coeficiente de acoplamento K_{ij} é dado pela equação (3.8) e seus valores normalizados são fornecidos na *Tabela C.1* do *Anexo C*, e L_i é indutância total do nó N_i , que é determinada considerando-se os demais nós curto-circuitados para o terra. Esse procedimento também é adotado para a determinação da indutância total L_j do próximo nó (N_j).

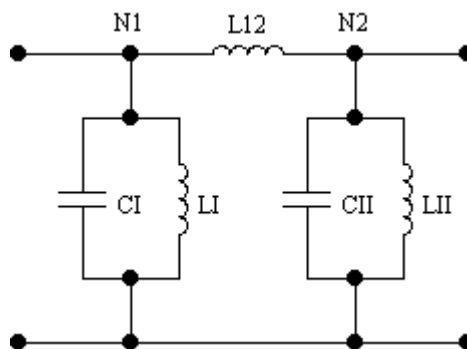


Figura 3.7 Filtro de 2ª ordem com acoplamento indutivo.

Na *Tabela 3.2* são apresentadas as equações para análise desse filtro de 2ª ordem com acoplamento indutivo entre dois ressonadores iguais.

Tabela 3.2 *Equações para análise do filtro de 2ª ordem com acoplamento indutivo.*

Capacitância total do nó 1 (nó 2 curto-circuitado)	$C_1 = C_1$
Capacitância total do nó 2 (nó 1 curto-circuitado)	$C_2 = C_{II}$
Indutância total do nó 1 (nó 2 curto-circuitado)	$L_1 = L_1 // L_{12} = \frac{L_1 \cdot L_{12}}{L_1 + L_{12}}$
Indutância total do nó 2 (nó 1 curto-circuitado)	$L_2 = L_{II} // L_{12} = \frac{L_{II} \cdot L_{12}}{L_{II} + L_{12}}$
Frequência de ressonância do nó 1 (nó 2 curto-circuitado)	$f_{0(N_1)} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad [\text{MHz}]$
Frequência de ressonância do nó 2 (nó 1 curto-circuitado)	$f_{0(N_2)} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_2}} \quad [\text{MHz}]$
Coefficiente de acoplamento	$K_{12} = \frac{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}{L_{12}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{L_1 \cdot L_{12}}{L_1 + L_{12}}\right) \cdot \left(\frac{L_{II} \cdot L_{12}}{L_{II} + L_{12}}\right)}}{L_{12}}$

No caso de acoplamento indutivo, o coeficiente de acoplamento é inversamente proporcional à indutância de acoplamento (L_{12}). Para valores de L_{12} menores que o crítico ($L_{12} < L_C$) haverá uma grande transferência de energia entre os ressonadores, caracterizando um super-acoplamento. Porém, desta vez, a frequência central do filtro é deslocada para valores cada vez maiores em relação à frequência de ressonância de um ressonador separadamente, pois a indutância total de cada nó, N_1 e N_2 , fica cada vez menor com o aumento do acoplamento indutivo.

Pela *Figura 3.8* também ficam evidentes que os efeitos do acoplamento indutivo na faixa de passagem e na perda por inserção são similares aos efeitos do acoplamento capacitivo. Para a condição de super-acoplamento, $L_{12} < L_C$, há um

aumento da largura de faixa de passagem e o aparecimento de ondulações na mesma. Para um sub-acoplamento, $L_{12} > L_C$, também tem-se uma considerável perda por inserção, já que há uma escassa transferência de energia devido ao elevado valor da reatância indutiva de acoplamento.

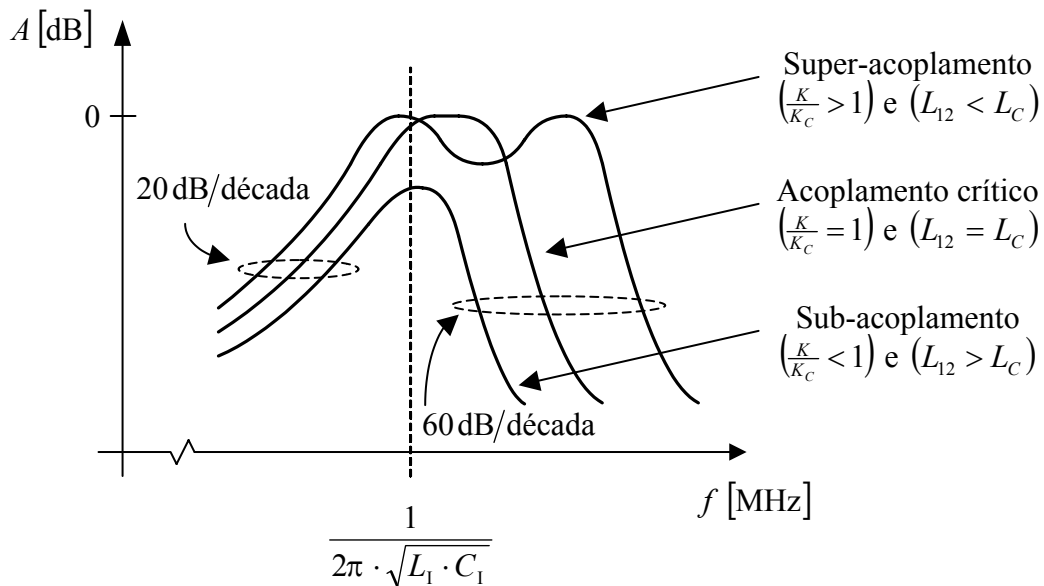


Figura 3.8 Efeitos dos vários valores da indutância de acoplamento na curva de resposta em frequência do filtro passa-faixa de 2ª ordem.

Como visto nas curvas de magnitude da resposta em frequência da *Figura 3.8*, para o acoplamento indutivo também há uma assimetria na inclinação da curva nas faixas de transição inferior e superior, porém de forma espelhada em relação às do acoplamento capacitivo.

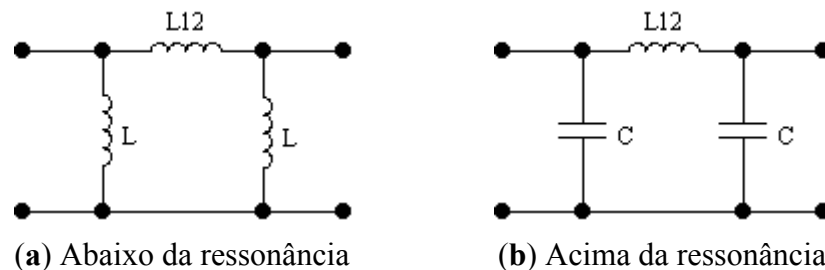


Figura 3.9 Circuitos equivalentes para os ressonadores indutivamente acoplados, para frequências: (a) abaixo da ressonância e (b) acima da ressonância.

Examinando o circuito equivalente para frequências abaixo da ressonância, mostrado na *Figura 3.9(a)*, percebe-se que as reatâncias indutivas prevalecem sobre

as reatâncias capacitivas dos ressonadores, resultando em um arranjo em π de indutores, os quais têm como equivalente somente um indutor transversal, que irá efetivamente contribuir com 6dB/década na inclinação da curva para as baixas frequências.

Para frequências acima da ressonância o circuito equivalente se aproxima da configuração da *Figura 3.9(b)*, onde as reatâncias capacitivas dos ressonadores prevalecem sobre as indutivas. Esta situação resulta em três elementos reativos, na qual cada um contribui com 20 dB/década, totalizando uma inclinação de 60dB/década para a curva nas frequências superiores à de ressonância.

3.3.3 Acoplamento Magnético Mútuo

Para a análise acoplamento magnético mútuo faz-se o uso de transformação para um circuito equivalente com acoplamento indutivo, enquanto que para o projeto faz-se a transformação inversa. Ambos procedimentos são mostrados na *Figura 3.10*.

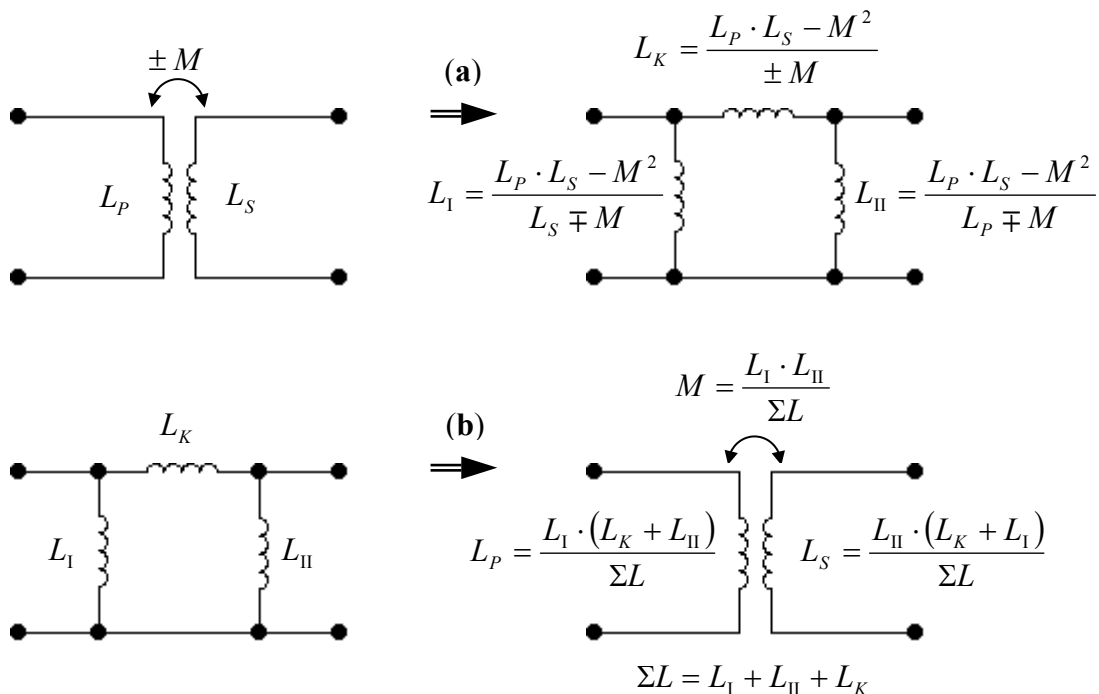


Figura 3.10 Transformações do acoplamento magnético mútuo para seu circuito equivalente π e vice-versa.

Todos os passos para obtenção do filtro passa-faixa estreito com acoplamento magnético mútuo entre os ressonadores são ilustrados na *Figura 3.11*, na qual o circuito inicial de 3ª ordem com acoplamento indutivo, mostrado na *Figura 3.11(a)*, é derivado do protótipo passa-baixas apresentado no início deste capítulo.

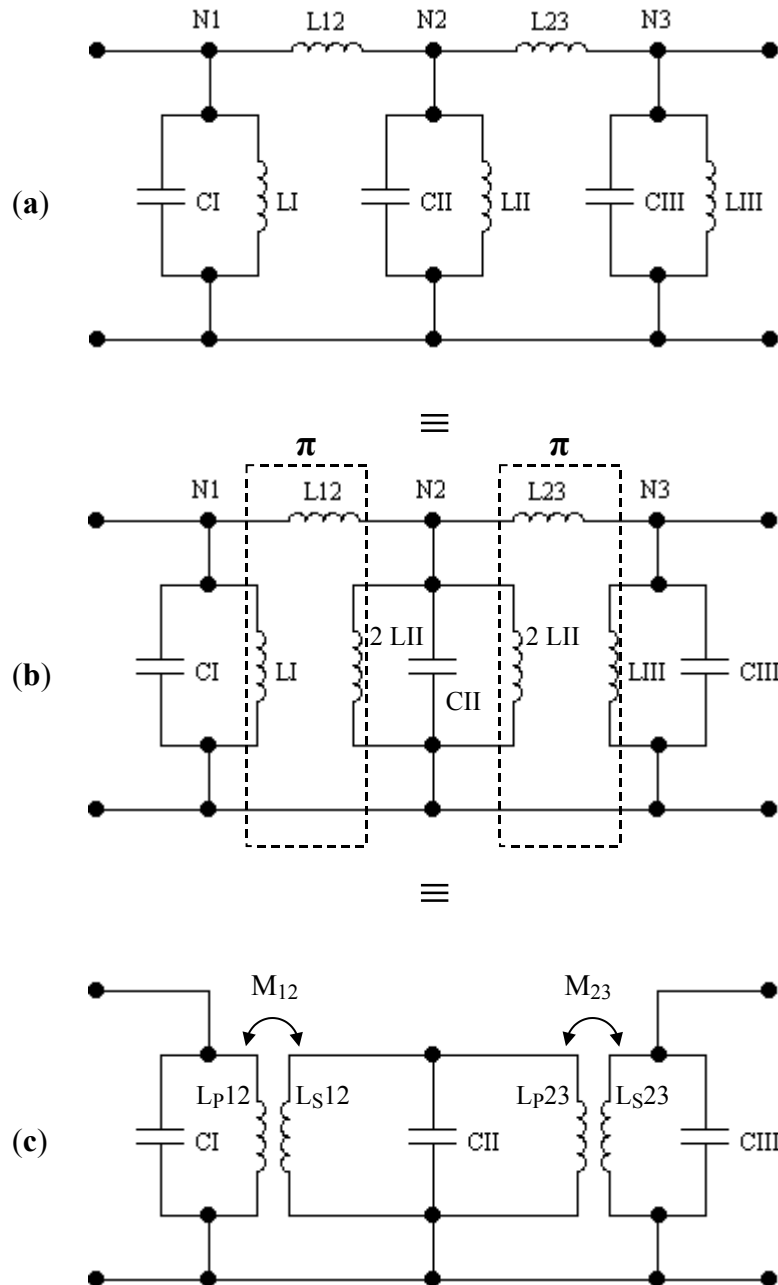


Figura 3.11 Seqüência de obtenção do FPF estreita de 3ª ordem com acoplamento magnético mútuo (c), a partir de seu equivalente com acoplamento indutivo (a) e seu equivalente modificado (b).

A partir do conhecimento da teoria de transformadores e da relação entre o filtro com acoplamento indutivo e o filtro com acoplamento magnético mútuo, o valor do coeficiente de acoplamento magnético entre os nós adjacentes N_i e N_j (onde $j = i + 1$) pode ser obtido por:

$$M_{ij} = K_{ij} \cdot \sqrt{L_{P(ij)} \cdot L_{S(ij)}} \quad (3.12)$$

onde: o coeficiente de acoplamento K_{ij} é dado pela equação (3.8) e seus valores normalizados são fornecidos na *Tabela C.1* do *Anexo C*; $L_{P(ij)}$ e $L_{S(ij)}$ são, respectivamente, indutâncias do primário e do secundário do transformador que acopla os nós N_i e N_j . Neste caso, vale lembrar que são vários os fatores que influenciam no grau de acoplamento, como: a geometria das bobinas, o espaçamento entre elas, o material do núcleo (ar, ferrite, etc) e se há uma blindagem externa ou não.

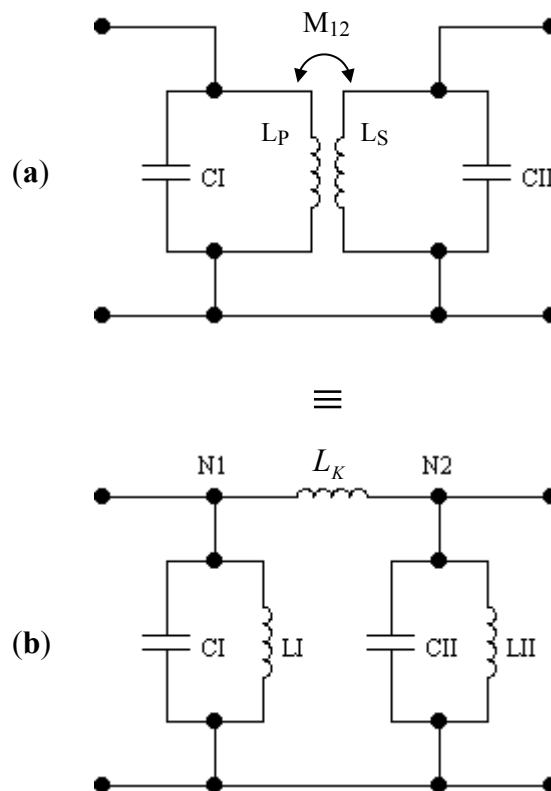


Figura 3.12 Filtro de 2ª ordem com acoplamento magnético mútuo (a) e seu respectivo circuito equivalente com acoplamento indutivo (b).

Na *Tabela 3.3* são fornecidas as equações para análise do filtro de 2ª ordem com acoplamento magnético mútuo mostrado na *Figura 3.12(a)*.

Tabela 3.3 Equações para análise do filtro de 2ª ordem com acoplamento magnético mútuo.

Capacitância total do nó 1	$C_1 = C_1$
Capacitância total do nó 2	$C_2 = C_{II}$
Indutância de acoplamento (para o circuito equivalente com acoplamento indutivo)	$L_K = \frac{L_P \cdot L_S - M_{12}^2}{\pm M_{12}}$
Indutância do 1º ressonador (para o circuito equivalente com acoplamento indutivo)	$L_I = \frac{L_P \cdot L_S - M_{12}^2}{L_S \mp M_{12}}$
Indutância do 2º ressonador (para o circuito equivalente com acoplamento indutivo)	$L_{II} = \frac{L_P \cdot L_S - M_{12}^2}{L_P \mp M_{12}}$
Indutância total do nó 1	$L_1 = L_I // L_K = \frac{L_P \cdot L_S - M_{12}^2}{L_S} \cong L_P$
Indutância total do nó 2	$L_2 = L_{II} // L_K = \frac{L_P \cdot L_S - M_{12}^2}{L_P} \cong L_S$
Frequência de ressonância do nó 1	$f_{0(N_1)} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad [\text{MHz}]$
Frequência de ressonância do nó 2	$f_{0(N_2)} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_2}} \quad [\text{MHz}]$
Coefficiente de acoplamento	$K_{12} = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_P \cdot L_S}}$

O coeficiente de acoplamento entre os ressonadores é diretamente proporcional ao coeficiente de acoplamento magnético entre os indutores de cada ressonador, sendo que, dependendo da proximidade e das dimensões físicas dos indutores poderá haver acoplamento crítico, sub-acoplamento ou super-acoplamento. Para essas três condições de acoplamento tem-se que a frequência central do filtro

com acoplamento magnético permanece constante, como mostrado nas curvas da *Figura 3.13*.

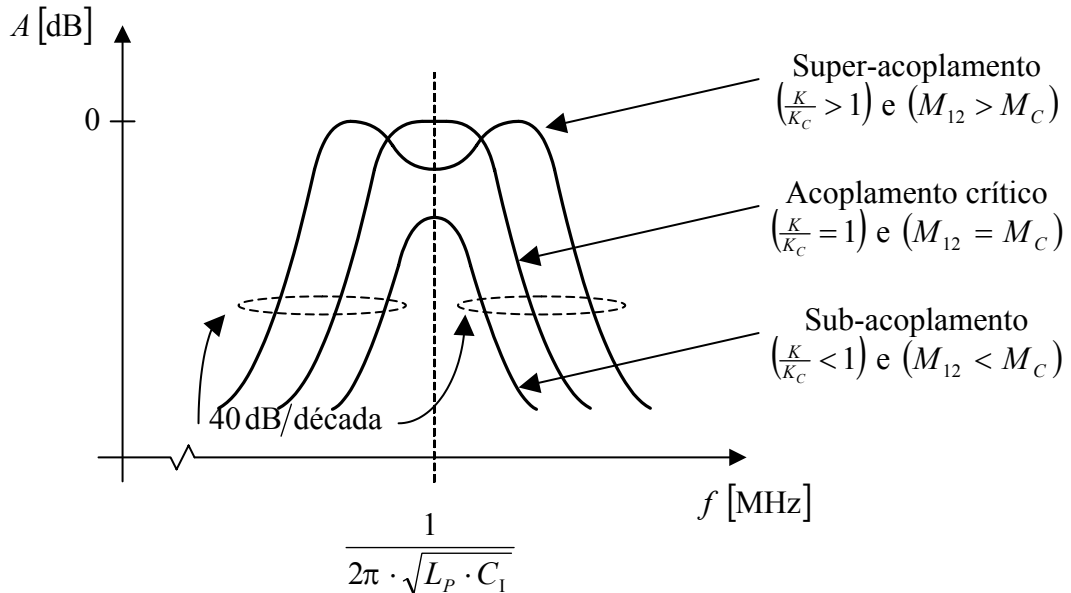


Figura 3.13 Efeitos dos vários valores de coeficiente de acoplamento magnético mútuo na curva de resposta em frequência do filtro passa-faixa de 2ª ordem.

Outra característica importante observada nas curvas de magnitude da resposta em frequência do filtro com acoplamento magnético mútuo é a simetria que ocorre na resposta para frequências abaixo e acima da ressonância. Isso se deve ao fato de que, mesmo variando o coeficiente de acoplamento, a indutância total de cada nó é praticamente igual ao próprio valor da indutância de cada ressonador independentemente, ou seja, para o primeiro ressonador a indutância total (L_1) é praticamente igual à indutância de primário (L_p); e para o segundo ressonador a indutância total (L_2) é praticamente a própria indutância de secundário (L_s). Assim, com os ressonadores iguais e praticamente independentes, cada um irá contribuir para uma inclinação de 20 dB/década, resultando, para o filtro de 2ª ordem acoplado magneticamente, em uma curva de magnitude da resposta em frequência simétrica, com uma inclinação de 40 dB/década, para as frequências abaixo e acima da ressonância.

3.4 Representação das Perdas no Ressonador Helicoidal

Ao longo deste capítulo, admitiu-se que os componentes utilizados nos circuitos equivalentes do filtro com ressonadores acoplados, que é uma aproximação para os filtros passa-faixa estreitos, não possuem perdas, ou seja, não produzem degradação na faixa de passagem, o que não corresponde à realidade prática. Para o caso do ressonador helicoidal, as perdas podem ser representadas por uma resistência em série ($R_{perdas(série)}$) com o indutor equivalente do ressonador, conforme eq. (2.25), como mostrado na *Figura 3.14*.

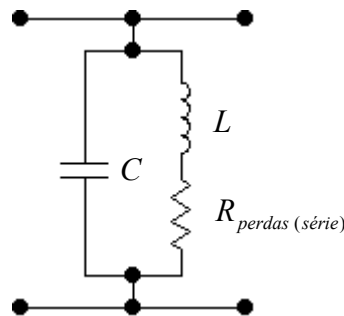


Figura 3.14 Circuito equivalente do ressonador helicoidal, com as perdas representadas através de uma resistência em série com o indutor equivalente.

Essa resistência equivalente é resultante da soma das perdas no condutor da helicóide, influenciada pelos efeitos de proximidade e superficial (*skin effect*), representada como a resistência da bobina (R_{bobina}), mais a perda devido às correntes na estrutura de blindagem da cavidade ($R_{blindagem}$).

$$R_{perdas(série)} = R_{bobina} + R_{blindagem} \quad (3.13)$$

A resistência de perdas equivalente em paralelo, $R_{(paralelo)}$, e sua reatância associada, $X_{(paralelo)}$, podem ser obtidas a partir das seguintes equações de transformação, ilustrada na *Figura 3.15*:

$$R_{(paralelo)} = (Q^2 + 1) \cdot R_{(série)} \quad (3.14)$$

$$X_{(paralelo)} = X_{(série)} \cdot \left(\frac{Q^2 + 1}{Q^2} \right) \quad (3.15)$$

onde $R_{(série)}$ é a resistência em série com o componente, $R_{(paralelo)}$ é a resistência equivalente em paralelo, $X_{(paralelo)}$ é a reatância equivalente em paralelo e $Q = Q_{(série)} = Q_{(paralelo)}$ é o fator de qualidade.

Se o fator de qualidade (Q) for maior que 10, as equações (3.14) e (3.15) podem ser reduzidas para as seguintes aproximações:

$$R_{(paralelo)} \cong Q^2 \cdot R_{(série)} \quad (3.16)$$

$$X_{(paralelo)} \cong X_{(série)} \quad (3.17)$$

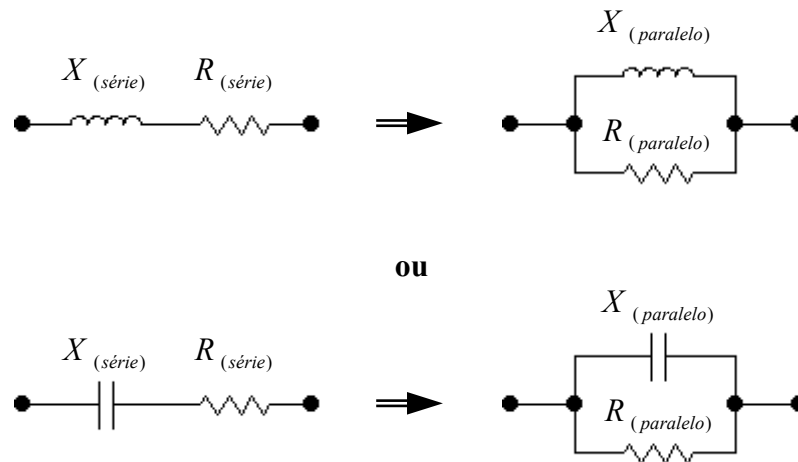


Figura 3.15 Transformação de circuitos série para paralelo.

Assim, considerando o modelo com a resistência de perdas em paralelo, o circuito equivalente do ressonador helicoidal pode ser representado da forma mostrada na *Figura 3.16*.

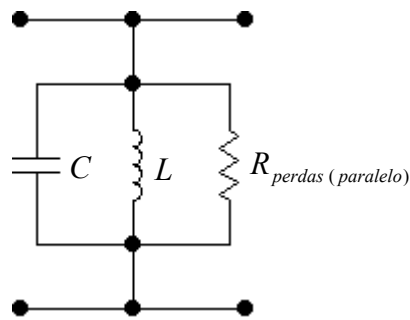


Figura 3.16 Circuito equivalente do ressonador helicoidal com as perdas representadas através de uma resistência em paralelo.

3.5 Transformação de Impedância nos Acoplamentos de Entrada e de Saída

Como as impedâncias de gerador e de fonte possuem valores bem inferiores ao da impedância característica do ressonador helicoidal, deve-se fazer o uso da transformação de impedância para que haja o devido casamento de impedância nos acoplamentos entre gerador e filtro e entre filtro e carga. Cumprindo esta condição, mencionada na seção 2.3, fará com que a perda por inserção dependa somente das dissipações ocorridas nos elementos do filtro.

Assim, fazendo o uso das transformações de Norton mostradas na *Figura 3.17*, os circuitos de entrada e de saída serão modificados a fim de propiciar uma condição de operação adequada, do ponto de vista do fator de qualidade com carga, do primeiro e do último ressonador. Portanto, uma transformação apropriada das impedâncias do gerador e da carga irá produzir os requeridos valores de Q_1 e Q_n .

Já que o procedimento de cálculo do transformador de impedâncias é o mesmo, tanto para a entrada quanto para a saída, generalizadamente será chamado de Q_{OUT} o fator de qualidade com carga do ressonador da extremidade filtro, que corresponderá a Q_1 para o primeiro ressonador ou a Q_n para o último ressonador. O valor requerido para Q_{OUT} , a partir de seu valor normalizado (q_{OUT}), igual a q_1 ou q_n , dependendo do caso, é calculado por meio de:

$$Q_{OUT} = q_{OUT} \cdot \frac{f_0}{BW_{-3dB}} \quad (3.18)$$

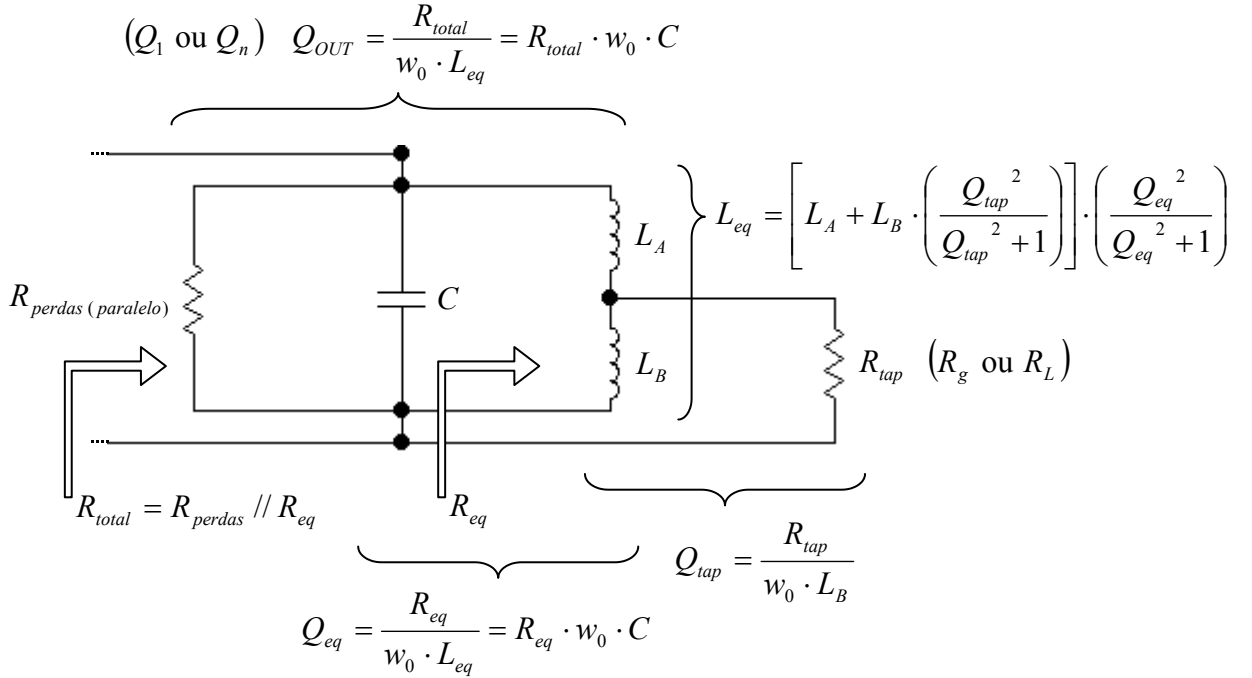


Figura 3.17 Transformação de impedância no acoplamento de entrada ou de saída.

Com o valor de Q_{OUT} , pode-se então determinar qual é o valor da resistência total (R_{total}) em paralelo do ressonador, representativa para esta situação:

$$R_{total} = Q_{OUT} \cdot w_0 \cdot L_{eq} = \frac{Q_{OUT}}{w_0 \cdot C} \quad [\Omega] \quad (3.19)$$

Mas, a resistência total (R_{total}) representativa para o ressonador é o paralelo da resistência de perdas inerente do ressonador (R_{perdas}), calculada por meio da equação (3.20), com a resistência equivalente à carga/gerador (R_{tap}), vista após a transformação de impedância (R_{eq}), que, por sua vez, pode ser determinada pela equação (3.22).

$$R_{perdas} = Q \cdot \omega_0 \cdot L_{eq} = \frac{Q}{\omega_0 \cdot C} \quad [\Omega] \quad (3.20)$$

onde Q é o fator de qualidade sem carga do ressonador e ω_0 é a frequência angular de ressonância, dada em [rad/s].

$$R_{total} = R_{perdas} // R_{eq} \quad [\Omega] \quad (3.21)$$

$$R_{eq} = \left((R_{total})^{-1} - (R_{perdas})^{-1} \right)^{-1} \quad [\Omega] \quad (3.22)$$

O fator de qualidade equivalente (Q_{eq}) do transformador de impedância, devido somente à R_{eq} , é calculado como sendo:

$$Q_{eq} = \frac{R_{eq}}{\omega_0 \cdot L_{eq}} = R_{eq} \cdot \omega_0 \cdot C \quad (3.23)$$

Assim, a partir dos valores de R_{eq} e Q_{eq} e com o valor da impedância de carga/gerador (R_{tap}) acoplada pode-se calcular o valor do indutor da parte inferior do transformador de impedâncias indutivo, que está em paralelo com R_{tap} :

$$L_B = \frac{R_{tap}}{\omega_0 \cdot \sqrt{\frac{R_{tap}}{R_{eq}} \cdot (Q_{eq}^2 + 1) - 1}} \quad [H] \quad (3.24)$$

O fator de qualidade com carga resultante do acoplamento de R_{tap} em paralelo com L_B é calculado por:

$$Q_{tap} = \frac{R_{tap}}{\omega_0 \cdot L_B} \quad (3.25)$$

Finalmente, o valor do indutor da parte superior do transformador de impedâncias indutivo é determinado por meio da equação (3.26).

$$L_A = L_B \cdot \frac{(Q_{eq} \cdot Q_{tap} - Q_{tap}^2)}{(Q_{tap}^2 + 1)} \quad [\text{H}] \quad (3.26)$$

3.6 Circuito Equivalente Final para o Filtro Helicoidal

Na *Figura 3.18* é mostrado o circuito elétrico equivalente para o filtro helicoidal de 2ª ordem, com transformação de impedâncias na entrada e na saída e com o acoplamento entre ressonadores representado por um bloco que será um capacitor (C_{12}), para o caso capacitivo, ou um indutor (L_{12}), para acoplamento indutivo.

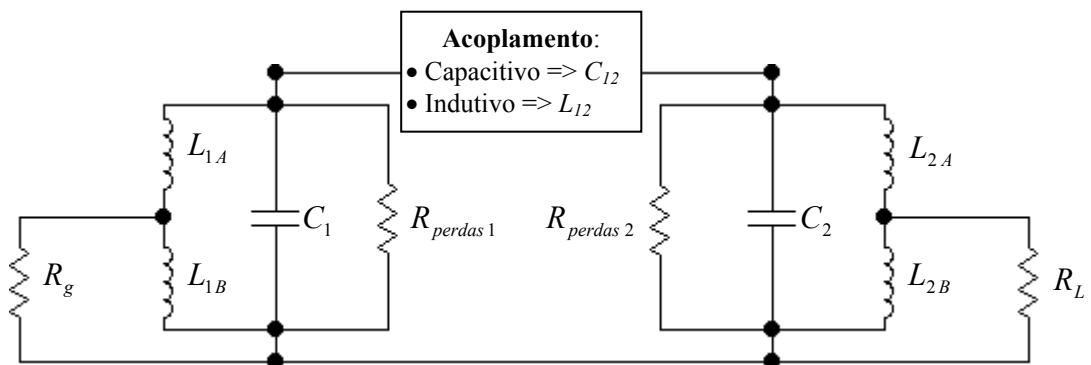


Figura 3.18 Circuito equivalente final do filtro helicoidal de 2ª ordem, com componentes equivalentes em parâmetros concentrados. Este circuito possui transformação de impedâncias na entrada e na saída, e o acoplamento entre ressonadores é representado por um bloco.

Capítulo 4

Software de Desenvolvimento de Filtros Helicoidais

Neste capítulo descreve-se o programa de computador desenvolvido no MATLAB[®] para o projeto do filtro helicoidal. A escolha do MATLAB[®] para o desenvolvimento do programa em vez de outra plataforma de programação e simulação deve-se ao fato do mesmo conter ferramentas ("*toolboxes*") apropriadas para o projeto de filtros com respostas em frequência dadas pela aproximação de Butterworth. Outras características do MATLAB[®] apreciadas foram: a facilidade na geração e manipulação de gráficos; a utilização da linguagem de programação de alto nível, bem similar à linguagem C; e os recursos para criação de uma interface gráfica (GUI – *Graphical User Interface*) amigável para o usuário final do programa de projeto do filtro helicoidal.

4.1 Programa para o Projeto do Filtro Helicoidal

A partir das especificações da resposta em frequência e fazendo-se uso da aproximação de Butterworth, primeiramente é feita uma análise da quantos ressonadores serão necessários para atender à seletividade desejada e de qual deve ser o valor do fator de qualidade sem carga (Q) dos ressonadores helicoidais para que a perda por inserção na faixa de passagem (I_L) seja menor que o máximo valor admissível para o projeto.

Após escolher se o formato da secção transversal da cavidade será circular ou quadrado, o próximo passo é calcular as dimensões ótimas do ressonador helicoidal para se obter o requerido valor do fator de qualidade sem carga (Q).

Todas as etapas do projeto do filtro helicoidal estão reunidas no fluxograma da *Figura 4.1*, a partir do qual foi implementada rotina principal do programa de projeto.

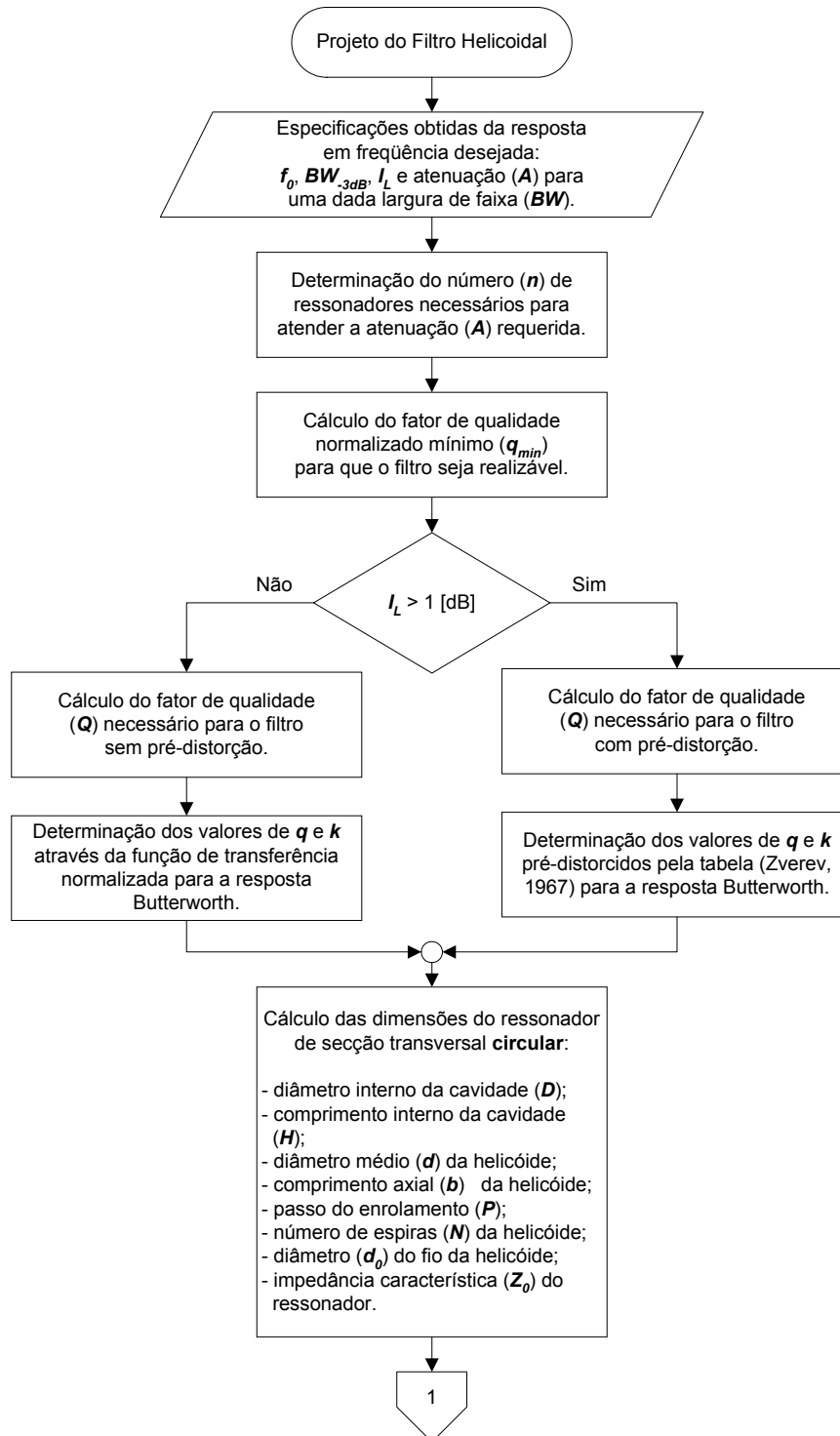


Figura 4.1 Fluxograma para o software de projeto do filtro helicoidal.

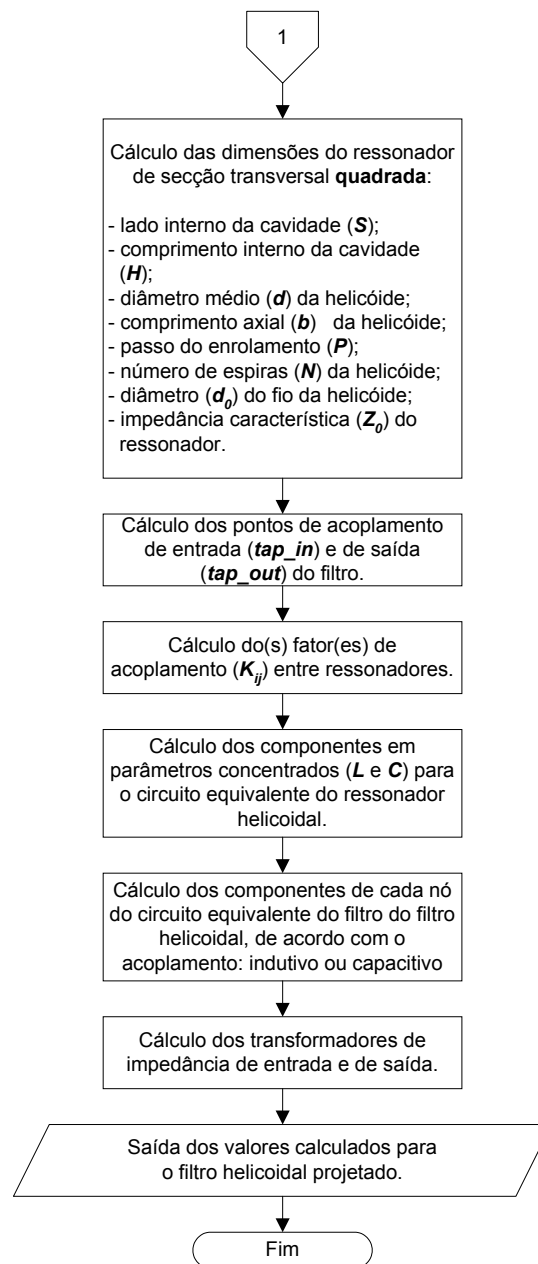


Figura 4.1 Fluxograma para o software de projeto do filtro helicoidal.

A listagem desse programa é fornecida no *Anexo A.1*, com comentários visando facilitar o entendimento dos procedimentos e a compreensão do significado e da ordem de grandeza dos valores contidos nas variáveis utilizadas.

4.2 Protótipo da Versão Gráfica do Programa de Projeto de Filtros Helicoidais

Além da função para o MATLAB® desenvolvida para o projeto de filtros helicoidais, também foi feito um protótipo da tela para a versão gráfica desse software, como mostrado na *Figura 4.2*.

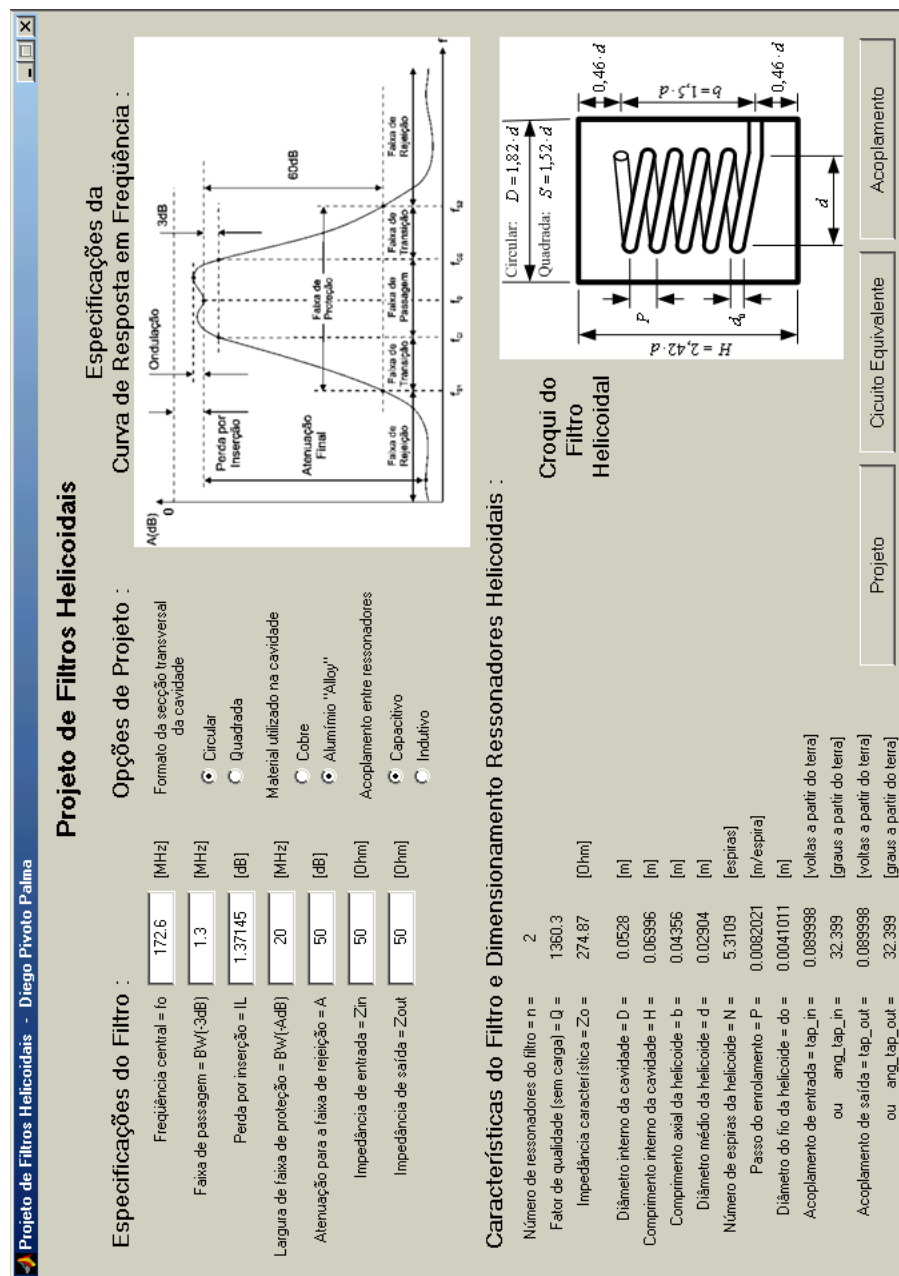
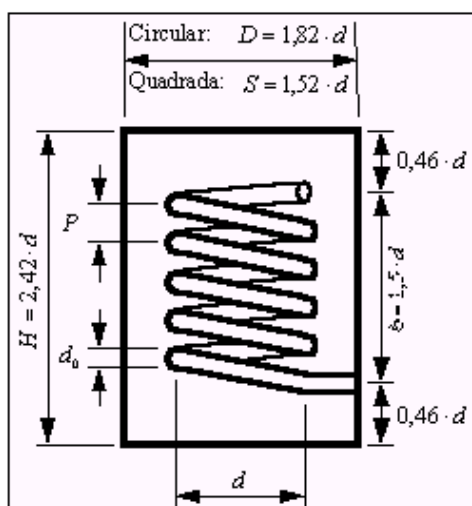


Figura 4.2 Tela do protótipo do programa “Projeto de Filtros Helicoidais”, feito com a plataforma de desenvolvimento de interface gráfica do MATLAB® (GUI – Graphical User Interface).

4.3 Planilha de Análise de Ressonadores Helicoidais Convencionais

Com o intuito de analisar e comparar os resultados obtidos com o software de projeto de filtros helicoidais foi feita uma planilha eletrônica no Excel[®], contendo as equações fornecidas pelas seguintes referências bibliográficas: MACALPINE (1959), VIZMULLER (1995), EXCELL (1999) e RHEA (2000). Essa planilha é mostrada na *Figura 4.3*.

RESSONADOR HELICOIDAL CONVENCIONAL - PLANILHA DE ANÁLISE



Autor: DIEGO PIVOTO PALMA

Células em NEGRITO são disponíveis para entrada do usuário.

Células em VERMELHO são os valores calculados.

Células em ITÁLICO são cálculos intermediários.

Células em azul são comentários.

VIZMULLER - 1995	
Mean helix diameter	d 2,904 cm
Resonant frequency	f 172,6 MHz
Circular shield diameter	D 5,28528 cm
Square shield side	S 4,41408 cm
Axial length of helix	b 4,356 cm
Height of shield	H 7,02768 cm
Unloaded Q in copper	Q 1369,6558
Number of turns in helix	N 5,3348719
Helix pitch	P 0,8275003 cm/turn
	n 1,2084587 turns/cm
Char. impedance	Z₀ 271,71137 ohm
Wire diameter	g 0,4137502 cm

Figura 4.3 Planilha eletrônica, feita no Microsoft Excel[®], para análise de ressonadores helicoidais convencionais, segundo as equações fornecidas por diversos autores: MACALPINE (1959), VIZMULLER (1995), EXCELL (1999) e RHEA (2000) (continua na página seguinte).

MACALPINE - 1959			
Circular shield diameter	D	5,28 cm	2,07874 in
Resonant frequency	f	172,6 MHz	
Mean helix diameter	d	2,904 cm	1,143307 in
Square shield side	S	4,4 cm	1,732283 in
Axial length of helix	b	4,356 cm	1,714861 in
Height of shield	H	6,996 cm	2,754331 in
Unloaded Q in copper	Q	1365,4965	
Number of turns in helix	N	5,2955687	
Helix pitch	P	0,8236583 cm/turn	0,324275 in/turn
	n	1,2140957 turns/cm	3,083803 turns/in
Char. impedance	Zo	273,13986 ohm	corrigido = 275,9269988 (FISK, 1976)
Wire diameter	do	0,4118292 cm	
Total Inductance	L	0,3717384 uH	
Total Capacitance	C	4,9539123 pF	
Resonant Frequency	fo	117,28089 MHz	ou $235/\sqrt{L \cdot 10^{-3} \cdot C}$ = 173,17
Total Coil Resistance	Rc	0,2363417 ohms	
Total Shield Resistance	Rs	0,0270556 ohms	
Total Resistance	R	0,2633973 ohms	
Unloaded Q	Qo	1530,5472	Eq. 17 do artigo. 10 % maior que o calculado acima.
Unloaded Q	Qo	1383,176	Eq. 20 do artigo.
Char. impedance	Zo	273,93313 ohm	$1000 \cdot \sqrt{L/C}$
EXCELL - 1999			
Circular shield diameter	D	5,28 cm	2,07874 in
Resonant frequency	f	172,6 MHz	
Unloaded Q in copper	Q	1364,2244	
Number of turns in helix	N	5,3513115	
Helix pitch	P	0,8095809 cm/turn	
	n	1,2352069 turns/cm	
Wire diameter	do	0,4047905 cm	
Axial length of helix	b	4,3323198 cm	1,705608 in
Height of shield	H	7,0047648 cm	2,757781 in
Mean helix diameter	d	2,904 cm	1,143307 in
Char. impedance	Zo	272,58243 ohm	
Inductance of coupling loop	L1	0,3123431 nH	Não há, o acoplamento é por "tap".
Inductance of shielded helix	L2	481,54443 nH	
Total Inductance	L	481,54443 nH	Alterado, sem L1.
Distributed Capacitance	C1	4,0259201 pF	ou 1,214377831
Capacitance between plates and helix	C2	1,8583968 pF	ou 0,855954427
Internal Capacitance	Cint	1,924297 pF	
Total Capacitance	C	7,8086139 pF	ou 3,994629215
Resistance of Helix	Rh	0,1626025 ohms	
Resistance of Shield	Rs	0,0744956 ohms	Alterado, $2,61 \cdot 10^{-7}$ é o correto.
Unloaded Q in copper	Q	2202,5661	
Resonant Frequency	fo	114,75291 MHz	ou $235/\sqrt{L \cdot 10^{-3} \cdot C}$ = 169,44

Figura 4.3 Planilha eletrônica, feita no Microsoft Excel[®], para análise de ressonadores helicoidais convencionais, segundo as equações fornecidas por diversos autores: MACALPINE (1959), VIZMULLER (1995), EXCELL (1999) e RHEA (2000) (continuação)

RHEA - 2000			
Circular shield diameter	D	5,28 cm	2,07874 in
Mean helix diameter	d	2,904 cm	1,143307 in
Axial length of helix	b	4,356 cm	1,714861 in
Number of turns in helix	N	5,31	
Total Inductance	L	0,3254182 uH	
Total Capacitance	C	4,0539725 pF	
Resonant Frequency	f ₀	138,56668 MHz	ou 204,6004347

Figura 4.3 Planilha eletrônica, feita no Microsoft Excel[®], para análise de ressonadores helicoidais convencionais, segundo as equações fornecidas por diversos autores: MACALPINE (1959), VIZMULLER (1995), EXCELL (1999) e RHEA (2000).

Os valores de diâmetro da cavidade (D), diâmetro médio da helicóide (d) e frequência de ressonância (f_0) colocados como dados de entrada para análise são os mesmos valores utilizados na implementação do protótipo experimental, descrito no próximo capítulo.

Capítulo 5

Implementação e Ensaios

Experimentais

Neste capítulo são apresentados o processo de implementação de um protótipo do filtro helicoidal em função dos materiais disponíveis no mercado nacional e a concepção de alguns mecanismos de sintonia, de fixação dos ressonadores e de ajuste da abertura de acoplamento entre cavidades.

São também descritos de forma detalhada os procedimentos e instrumentos utilizados no ensaio experimental do protótipo, para o qual os dados medidos foram coletados e tabulados. Estas medidas são confrontadas com os resultados teóricos esperados.

5.1 Especificações e Dimensionamento do Protótipo

As especificações para a curva de magnitude da resposta em frequência desejada para o filtro foram as seguintes:

- Frequência central ----- $f_0 = 172,6$ [MHz]
- Faixa de passagem ----- $BW_{-3dB} = 1,3$ [MHz]
- Perda por inserção ----- $I_L = 1,37$ [dB]
- Largura de faixa de proteção ----- $BW = 20$ [MHz]
- Atenuação para a faixa de rejeição ----- $A = 50$ [dB]

Inserindo essas especificações no programa de “Projeto de Filtros Helicoidais” apresentado no *Capítulo 4* foram obtidas os seguintes parâmetros:

- Número de ressonadores ----- $n = 2$
- Fator de qualidade sem carga ----- $Q = 1360,3$

- Impedância característica ----- $Z_0 = 274,87$ [ohms]

Também, foram fornecidas as seguintes dimensões para o ressonador helicoidal de seção circular:

- Diâmetro interno da cavidade cilíndrica ----- $D = 52,8 \times 10^{-3}$ [m]
- Comprimento interno da cavidade ----- $H = 69,96 \times 10^{-3}$ [m]
- Comprimento axial da helicóide ----- $b = 43,56 \times 10^{-3}$ [m]
- Diâmetro médio da helicóide ----- $d = 29,04 \times 10^{-3}$ [m]
- Número de espiras da helicóide ----- $N = 5,3109$
- Passo do enrolamento ----- $P = 8,2021 \times 10^{-3}$ [m / volta]
- Diâmetro do fio da helicóide ----- $d_0 = 4,1011 \times 10^{-3}$ [m]

O croqui do protótipo experimental é mostrado na *Figura 5.1*. Observar que, com o intuito de que o protótipo experimental fosse representativo e que se pudesse estabelecer generalizações na análise do coeficiente de acoplamento, que, além de depender das dimensões da abertura de acoplamento, depende da distância entre os ressonadores, foi determinado que a distância de centro a centro entre as helicóides (D_{H-H}) tivesse o mesmo valor que o comprimento axial da helicóide (b), tal como foi adotado em ZVEREV (1969). Assim, tem-se que $D_{H-H} = b = 43,56 \times 10^{-3}$ [m].

Diferentemente dos ressonadores helicoidais mostrados nas figuras anteriores, em que a helicóide tinha uma de suas extremidades fixada na parede lateral da cavidade, no protótipo essa fixação foi realizada na tampa inferior da cavidade, assegurando que essa extremidade estivesse aterrada e com rigidez mecânica.

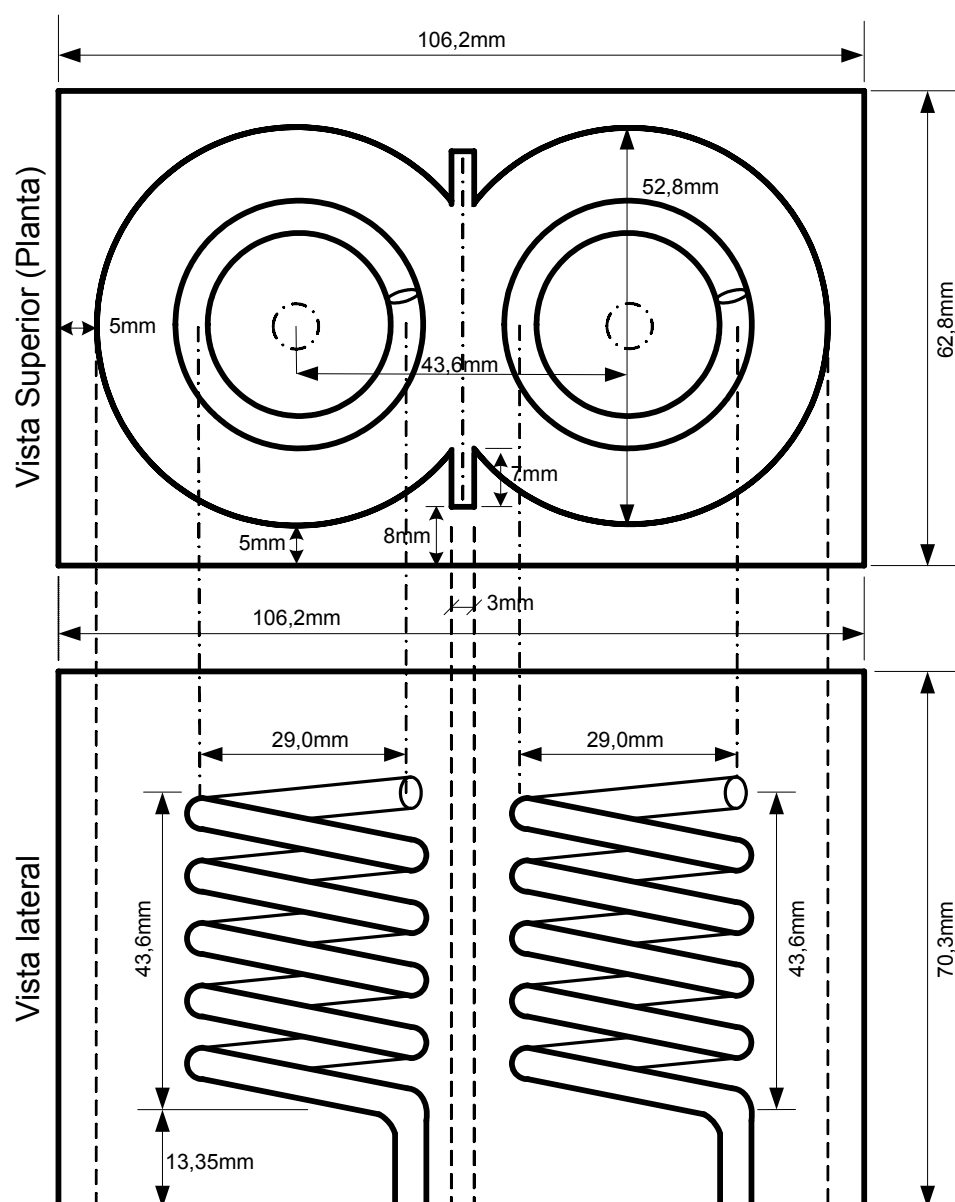


Figura 5.1 Croqui do protótipo experimental do filtro helicoidal com duas cavidades e sistema de abertura da janela de acoplamento variável.

5.2 Processo de Montagem do Protótipo

De posse das dimensões obtidas para o ressonador helicoidal de seção circular e do respectivo croqui, a empresa PRODMEC, situada em Santa Rita do Sapucaí, confeccionou, a partir de um bloco de alumínio, a estrutura da cavidade do ressonador e o sistema ajustável de abertura da janela de acoplamento entre

ressonadores, como mostrado nas fotos da *Figura 5.2*. Para tal procedimento, foi utilizada uma fresa CNC.

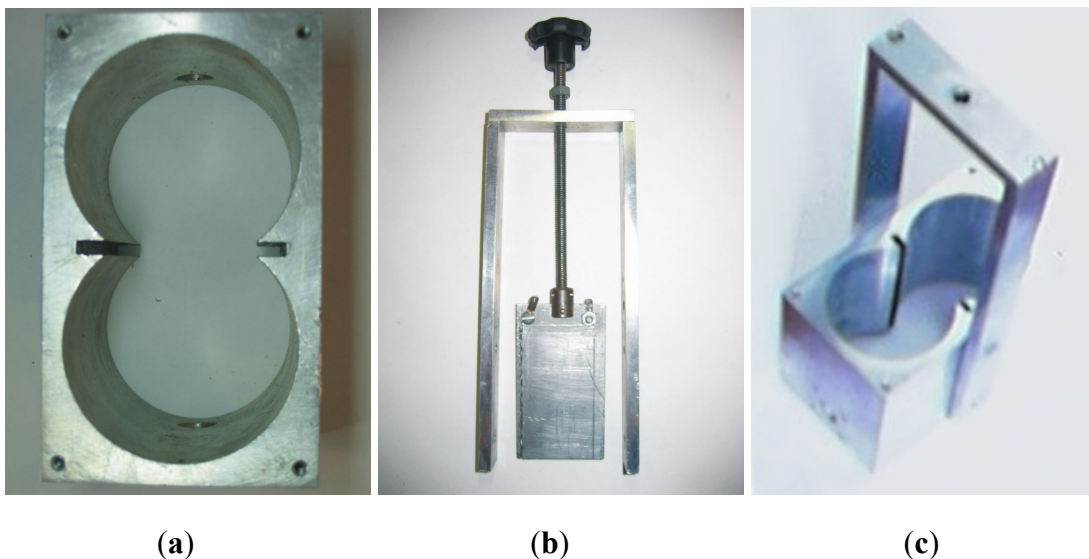


Figura 5.2 Fotos: (a) do bloco de alumínio com as duas cavidades, (b) da haste para ajuste da abertura da janela de acoplamento e (c) desse conjunto parcialmente montado.

As helicóides foram implementadas através de um processo bem simples. Bastou enrolar o fio de cobre sobre um tubo de PVC com uma polegada de diâmetro externo, de modo que o diâmetro médio da helicóide foi exatamente o determinado. Os sentidos de giro dos enrolamentos das helicóides devem ser todos iguais, não importando se a escolha for para o sentido horário ou anti-horário (VIZMULLER, 1987). Em seguida, as espiras foram espaçadas passando-se entre elas diversas chaves de fendas com diâmetros cada vez maiores, até que o espaçamento fosse igual ao próprio diâmetro do fio, de acordo com as especificações do projeto, que conferem com as condições fundamentais do dimensionamento dos ressonadores helicoidais, dadas na eq. (2.24).

Para evitar maiores perdas resistivas na helicóide, devido ao fato do fio ser revestido de uma fina camada de verniz ou até mesmo possuir alguma oxidação na superfície externa, foi feita uma limpeza química, realizada na empresa GALMICRON, também situada em Santa Rita do Sapucaí. Na *Figura 5.3* é mostrada a diferença entre as helicóides antes de passar pela limpeza química e após esse processo, destacando a cor rosada do cobre quando limpo.

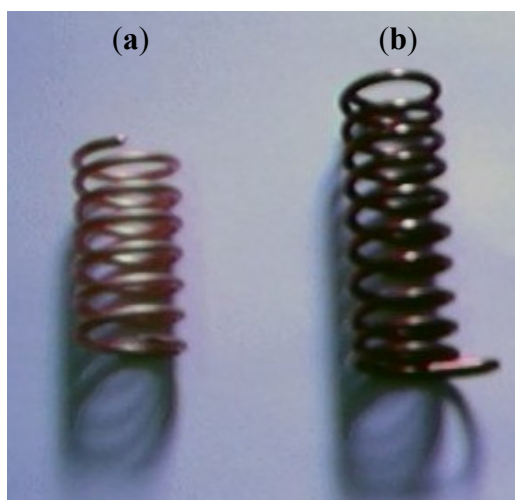


Figura 5.3 *Diferença entre as helicóides (a) após e (b) antes da limpeza química.*

Como dito anteriormente, a extremidade aterrada da helicóide foi fixada na tampa inferior da cavidade, sendo que, como mostrado na *Figura 5.4*, um fino disco de cobre com um furo central serviu como base de sustentação para que a helicóide fosse soldada e o conjunto parafusado na tampa, garantindo o devido contato elétrico com a estrutura aterrada da cavidade.



Figura 5.4 *Helicóide soldada em um disco de cobre, para fixação na tampa inferior da cavidade do ressonador helicoidal.*

Todas as partes integrantes do protótipo do filtro helicoidal estão reunidas na foto da *Figura 5.5*: helicóides, haste para variação da altura da janela de acoplamento, tampas inferior e superior da cavidade, bloco de alumínio com duas cavidades e um pequeno suporte plástico que força lateralmente o sistema de

abertura da janela de acoplamento, minimizando as possíveis vibrações indesejadas, durante o movimento de abrir ou fechar.

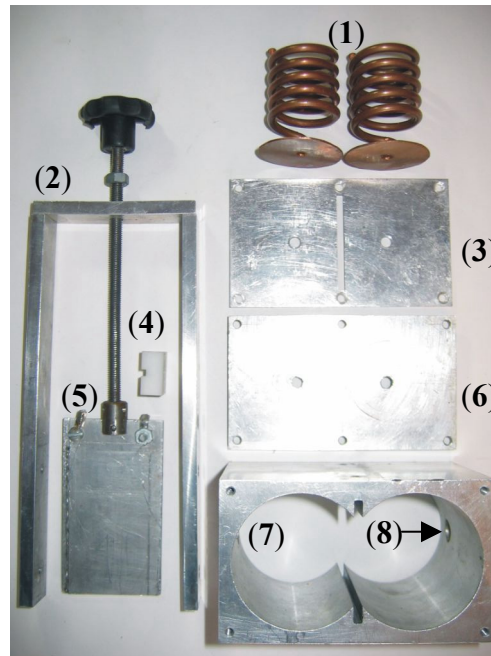


Figura 5.5 Todas as partes do filtro helicoidal desmontado: (1) helicóides, (2) haste para variação da janela de acoplamento, (3) tampa superior da cavidade, (4) suporte plástico para minimizar as vibrações na janela de acoplamento, (5) ponto de conexão de um cabo de aterramento conectado à carcaça do filtro, (6) tampa inferior da cavidade, (7) bloco de alumínio com duas cavidades e (8) orifício para inserção do conector tipo N.

Na *Figura 5.6(a)* é mostrado o protótipo parcialmente montado, com as helicóides inseridas dentro das cavidades e, na parte frontal e traseira do filtro, os conectores tipo N utilizados para o acoplamento do sinal de entrada e de saída. Os acoplamentos de entrada e de saída são realizados por conexão direta (“tap”), em que o fio rígido que sai do conector tipo N é soldado diretamente na helicóide, no ponto calculado pelas equações desenvolvidas na seção 2.8. Finalizado o processo de montagem, tem-se completo o protótipo experimental do filtro helicoidal com duas cavidades e sistema variável de abertura da janela de acoplamento, com possibilidade de sintonia fina da frequência de ressonância através de parafusos inseridos na tampa superior da cavidade, como pode ser observado na *Figura 5.6(b)*.

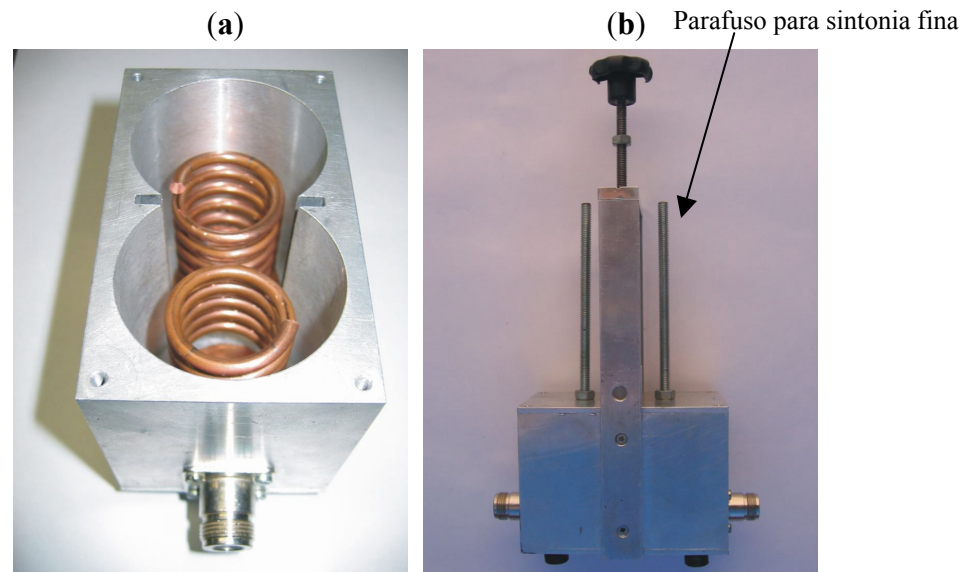


Figura 5.6 (a) Montagem parcial, com as helicóides inseridas dentro das cavidades e com os conectores tipo N, para acoplamento de entrada e saída de sinal. (b) Montagem completa do protótipo experimental do filtro helicoidal com duas cavidades e sistema de abertura da janela de acoplamento variável.

5.3 Ensaios Experimentais com o Filtro Helicoidal Implementado

Os ensaios experimentais com o protótipo foram realizados com o apoio da empresa JBM Instrumentação, situada em Santa Rita do Sapucaí, que disponibilizou um analisador de redes (“*network analyzer*”), equipamento indispensável para as medições de resposta em frequência, perda por retorno e variação da impedância de entrada em função da frequência, representada graficamente na “Carta de Smith”.

Os instrumentos utilizados foram:

- Analisador de redes (“*network analyzer*”), com faixa de medição de 40MHz a 3,8GHz;
- Paquímetro.

A configuração do ensaio experimental, com as portas de teste 1 e 2 do analisador de redes conectadas no filtro helicoidal, é mostrada na *Figura 5.7*.

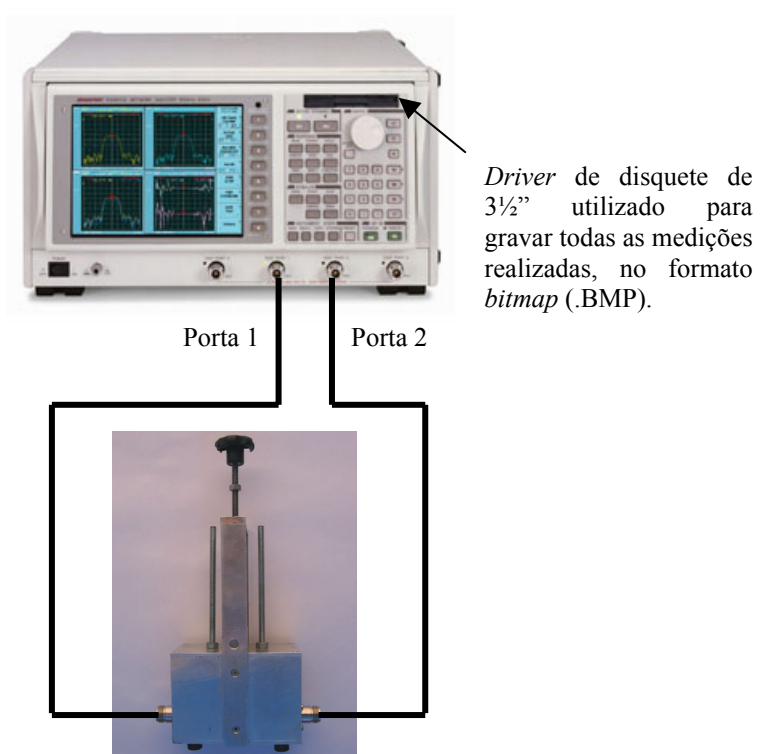


Figura 5.7 Configuração do ensaio experimental com o protótipo do filtro helicoidal e o analisador de redes (“network analyzer”), da Advantest.

5.3.1 Medidas Realizadas com Acoplamento Indutivo entre os Ressonadores Helicoidais

Para que o acoplamento entre os ressonadores helicoidais seja predominantemente indutivo, a abertura da janela de acoplamento deve situar-se na parte inferior do ressonador (VIZMULLER, 1987), pois nesta parte, onde está a extremidade aterrada da helicóide, há a maior concentração do campo magnético.

A altura total da janela de acoplamento medida a partir da tampa inferior, ou base da cavidade, é chamada de h_{total} , enquanto que a altura efetiva medida a partir da base inferior da helicóide, ou seja, que efetivamente fica exposta entre as helicóides, é chamada de h .

Essa configuração de acoplamento pode ser vista na *Figura 5.8*, onde são mostradas as medidas da abertura de acoplamento supramencionadas.

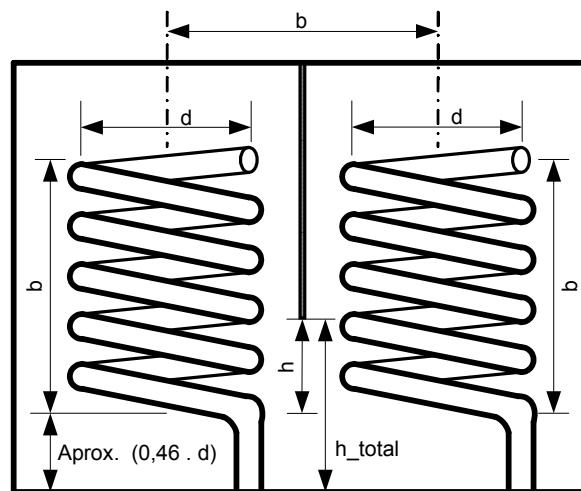


Figura 5.8 Configuração para acoplamento indutivo entre os ressonadores helicoidais, que é realizado através de uma abertura de acoplamento situada entre as extremidades inferiores aterradas das helicóides adjacentes.

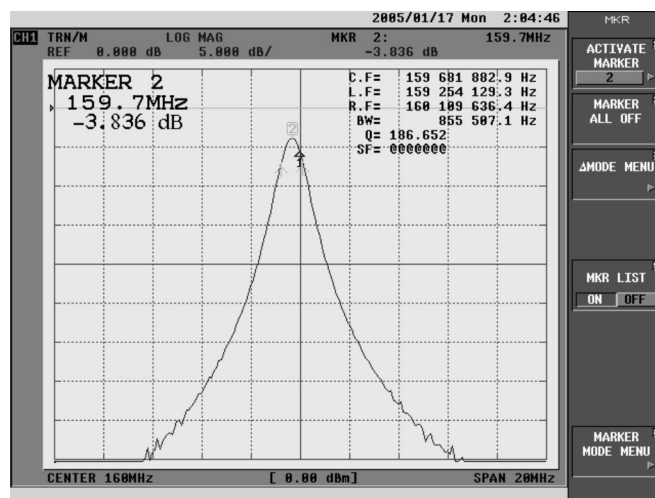
A altura total da janela de acoplamento foi ajustada de 5 em 5 milímetros, sendo que próximo ao acoplamento crítico, ou ótimo, o passo de variação foi de 2,5 milímetros.

Para cada altura da abertura de acoplamento ajustada foram realizadas medições de três curvas características do filtro:

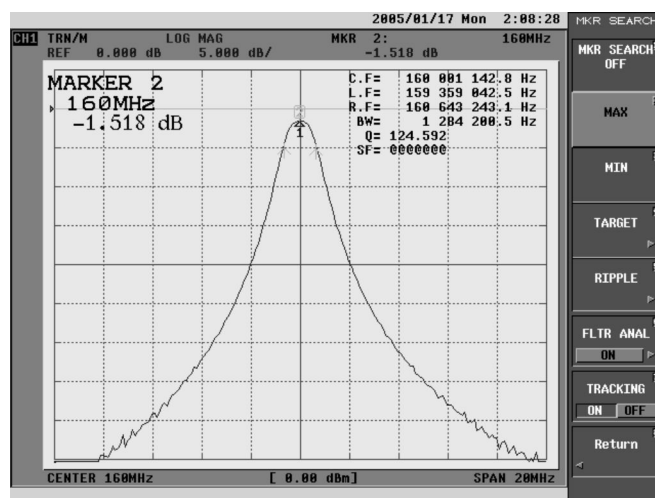
- Curva de magnitude da resposta em frequência, representando o parâmetro S21 do filtro;
- Curva de perda por retorno, representando o parâmetro S11 do filtro;
- Curva da impedância de entrada em função da frequência, que é o parâmetro S11 representado graficamente na “Carta de Smith”.

Cada curva medida fora armazenada em mídia em arquivo do tipo *bitmap* (.BMP), totalizando 54 arquivos para o acoplamento indutivo.

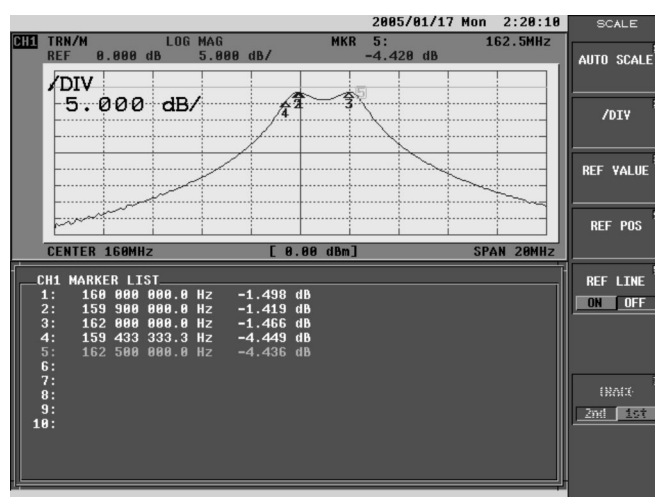
Na *Figura 5.9* são mostrados os efeitos causados na curva de magnitude da resposta em frequência para três casos diferentes de acoplamento: sub-acoplamento, acoplamento crítico e super-acoplamento, para as seguintes alturas efetivas da janela de acoplamento (h), respectivamente: 6mm, 8,5mm e 13,5mm.



(a) Sub-acoplamento
 $h = 6\text{mm}$



(b) Acoplamento crítico
 $h = 8,5\text{mm}$



(c) Super-acoplamento
 $h = 13,5\text{mm}$

Figura 5.9 Curvas de magnitude da resposta em frequência, medidas no analisador de redes, para o filtro helicoidal com acoplamento indutivo entre ressonadores: (a) sub-acoplamento ($h=6\text{mm}$), (b) acoplamento crítico ($h=8,5\text{mm}$) e (c) super-acoplamento ($h=13,5\text{mm}$).

Por meio das curvas da *Figura 5.9* pode-se observar que, à medida que aumenta-se a altura da janela de acoplamento, a frequência central do filtro é deslocada para a direita, ou seja, para valores cada vez maiores. Também fica evidente a influência do acoplamento na faixa de passagem e na perda por inserção. Se a abertura de acoplamento for muito grande, *Figura 5.9(c)*, há um super-acoplamento entre os dois ressonadores, havendo um aumento da $BW_{-3\text{dB}}$, seguido do aparecimento de uma ondulação na faixa de passagem, com dois picos adjacentes e uma depressão central em f_0 . Se a abertura de acoplamento for menor que a do caso de um acoplamento crítico, *Figura 5.9(a)*, há um sub-acoplamento, já que uma escassa quantidade de energia é transferida de um ressonador para outro, diminuindo a largura de faixa de passagem e aumentando consideravelmente a perda por inserção.

Na *Figura 5.10* são dadas as curvas de perdas por retorno medidas no analisador de redes, para os casos: (a) sub-acoplamento, (b) acoplamento crítico e (c) super-acoplamento. Em seguida, na *Figura 5.11*, para os mesmos casos são fornecidas as curvas de impedância de entrada representadas na Carta de Smith.

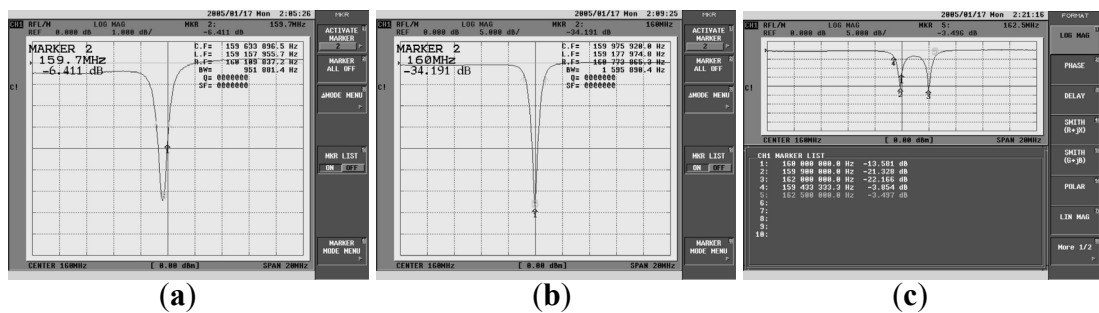


Figura 5.10 Curvas de perda por retorno, medidas no analisador de redes, para o filtro helicoidal com acoplamento indutivo entre ressonadores: (a) sub-acoplamento ($h=6\text{mm}$), (b) acoplamento crítico ($h=8,5\text{mm}$) e (c) super-acoplamento ($h=13,5\text{mm}$).

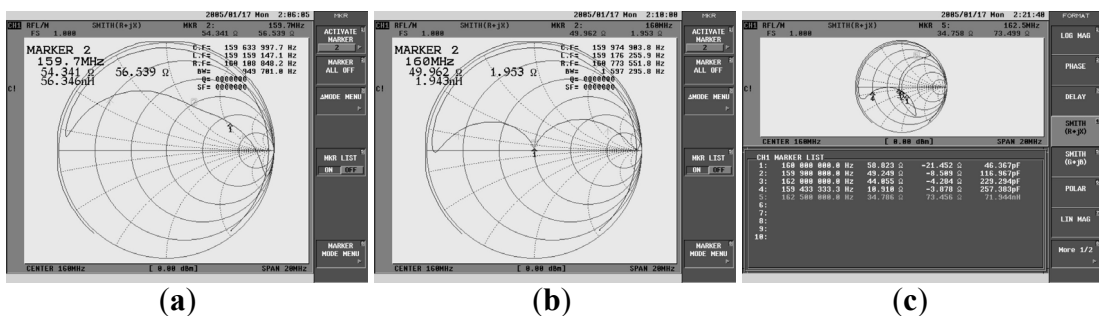


Figura 5.11 Curvas de impedância na Carta de Smith, medidas no analisador de redes, para o filtro helicoidal com acoplamento indutivo entre ressonadores: (a) sub-acoplamento ($h=6\text{mm}$), (b) acoplamento crítico ($h=8,5\text{mm}$) e (c) super-acoplamento ($h=13,5\text{mm}$).

Tabela 5.1 Resultados das medidas realizadas no ensaio experimental com acoplamento indutivo entre os ressonadores helicoidais, para diversos valores da altura da janela de acoplamento (h_{total}).

Janela de acoplamento		Medidas realizadas com acoplamento indutivo entre os ressonadores helicoidais													Acoplamento Calculado
h_T [mm]	h [mm]	h/d	f_0 [MHz]	f_{cr} [MHz]	f_{cs} [MHz]	BW_{-3dB} [MHz]	f_{FI} [MHz]	f_{FS} [MHz]	Δf_P [MHz]	γ [dB]	I_L [dB]	R_L [dB]	Z_{IN} [ohms]	Q_{LOAD}	$K=k*(BW_{-3dB}/f_0)$
0	-14	-0,4828	159,231	158,850	159,612	0,760	159,231	159,231	0,000	0,000	19,445	2,164	25,76-j86,15	209,3270	0,0033749
5	-9	-0,3103	159,278	158,910	159,645	0,735	159,278	159,278	0,000	0,000	33,093	2,032	28,85-j96,6	216,5360	0,0032630
10	-4	-0,1379	159,267	158,902	159,632	0,729	159,267	159,267	0,000	0,000	27,482	2,038	31,6-j100,9	218,3390	0,0032366
15	1	0,0345	159,357	158,994	159,721	0,727	159,357	159,357	0,000	0,000	15,829	2,146	77,72+j154,12	219,2310	0,0032258
20	6	0,2069	159,682	159,254	160,110	0,856	159,682	159,682	0,000	0,000	3,836	6,411	54,34+j56,54	186,6520	0,0037905
21,8	7,8	0,2690	160,014	159,362	160,666	1,304	160,014	160,014	0,000	0,000	1,562	38,307	49,74+j1,34	122,7070	0,0057624
22,5	8,5	0,2931	160,001	159,359	160,643	1,284	160,001	160,001	0,000	0,000	1,518	34,191	49,96+j1,95	124,45920	0,0056744
25	11	0,3793	160,540	159,800	161,300	1,500	159,900	161,200	1,300	0,100	1,560	6,000	55,07-j22,8	107,0270	0,0066068
27,5	13,5	0,4655	160,943	159,200	162,704	3,504	159,900	162,000	2,100	2,042	3,540	3,497	58,82-j21,45	45,9310	0,0153948
30	16	0,5517	161,353	158,977	163,765	4,788	159,883	162,800	2,917	4,019	5,447	2,990	45,25-j6,03	33,6995	0,0209825
35	21	0,7241	162,192	158,139	166,348	8,209	159,516	164,800	5,284	7,939	9,500	0,442	43,4-j76,26	19,7578	0,0357883
40	26	0,8966	162,740	155,900	169,88	13,980	158,500	166,217	7,717	11,600	13,000	0,400	6,0-j62,7	11,6409	0,0607426
45	31	1,0690	161,977	154,416	169,909	15,493	156,850	167,025	10,175	13,868	15,303	0,112	1,65-j107,7	10,4549	0,0676337
50	36	1,2414	161,262	152,027	171,057	19,030	154,850	167,225	12,375	16,000	17,400	0,094	0,94-j73	8,4741	0,0834426
55	41	1,4138	160,464	149,402	172,346	22,944	152,650	167,275	14,625	17,760	19,150	0,100	0,6-j48,6	6,9937	0,1011049
60	46	1,5862	159,508	147,105	172,956	25,851	150,675	167,200	16,525	19,232	20,560	0,098	0,58-j35,96	6,1703	0,1145977
65	51	1,7586	159,244	146,144	173,518	27,374	149,775	167,200	17,425	19,834	21,132	0,131	0,548-j29,79	5,8173	0,1215503

Onde: $d = 29\text{mm}$; $k = 0,7071$; Espaçamento entre helicóide e tampa inferior = 14mm

A *Tabela 5.1* traz uma compilação de todas as medidas direta e indiretamente realizadas com acoplamento indutivo entre os ressonadores helicoidais do protótipo ensaiado. A linha com os valores em **negrito** correspondem à situação de acoplamento crítico. A interpretação desses resultados é feita no *Capítulo 7 – Análise do Acoplamento entre Ressonadores Helicoidais*.

5.3.2 Medidas Realizadas com Acoplamento Capacitivo entre os Ressonadores Helicoidais

Para o caso em que o acoplamento entre os ressonadores helicoidais seja predominantemente capacitivo a abertura da janela de acoplamento deve situar-se na parte superior do ressonador (VIZMULLER, 1987), pois nesta parte há a maior intensidade do campo elétrico.

Essa configuração de acoplamento pode ser vista na *Figura 5.12*, onde são mostradas as medidas da abertura de acoplamento.

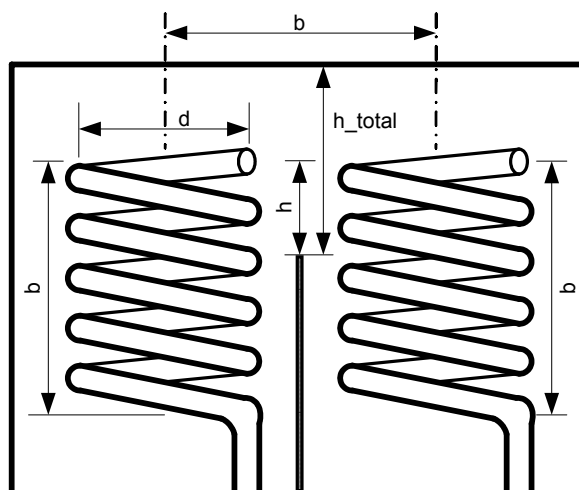
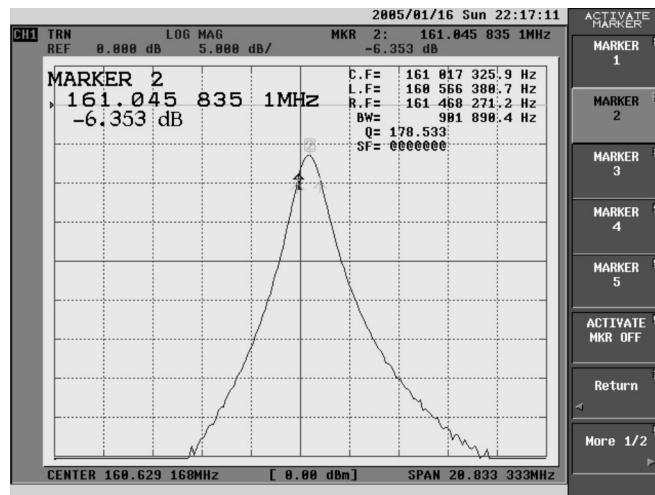
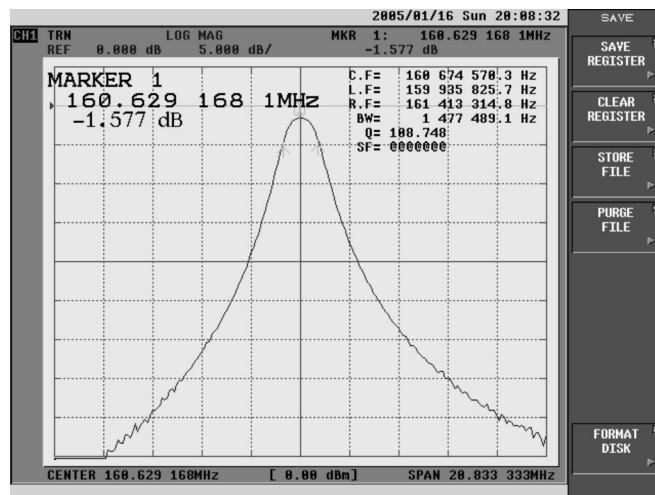


Figura 5.12 Configuração para acoplamento capacitivo entre os ressonadores helicoidais, que é realizado através de uma abertura de acoplamento situada entre as extremidades superiores abertas das helicóides adjacentes.

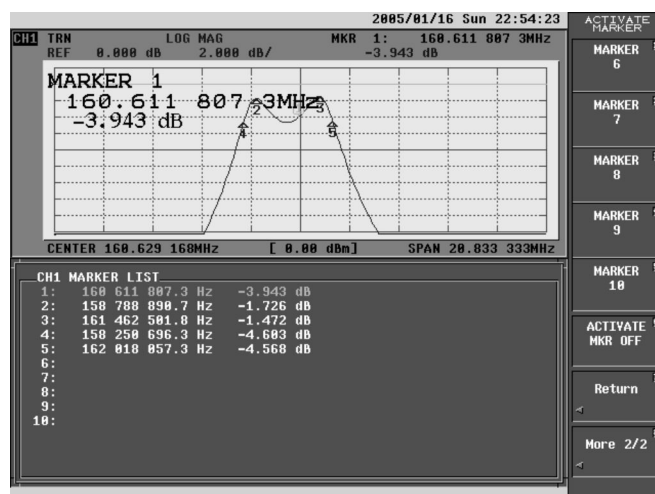
Na *Figura 5.13* são mostrados os efeitos causados na curva de magnitude da resposta em frequência para três casos diferentes de acoplamento: sub-acoplamento, acoplamento crítico e super-acoplamento, para as seguintes alturas efetivas da janela de acoplamento (h) respectivamente: 4mm, 8,9mm e 14mm.



(a) Sub-acoplamento

 $h = 6\text{mm}$ 

(b) Acoplamento crítico

 $h = 8,9\text{mm}$ 

(c) Super-acoplamento

 $h = 14\text{mm}$

Figura 5.13 Curvas de resposta em frequência, medidas no analisador de redes, para o filtro helicoidal com acoplamento capacitivo entre ressonadores: (a) sub-acoplamento ($h=6\text{mm}$), (b) acoplamento crítico ($h=8,9\text{mm}$) e (c) super-acoplamento ($h=14\text{mm}$).

Por meio das curvas da *Figura 5.13* pode-se observar que, desta vez, à medida que aumenta-se a altura da janela de acoplamento a frequência central do filtro é deslocada para a esquerda, ou seja, para valores cada vez menores. Também fica evidente que os efeitos do acoplamento na faixa de passagem e na perda por inserção são similares ao do acoplamento indutivo. Para a condição de super-acoplamento, *Figura 5.13(c)*, há um aumento da largura de faixa de passagem e o aparecimento de ondulações na mesma. Para um sub-acoplamento, *Figura 5.13(a)*, também tem-se uma considerável perda por inserção, já que há uma escassa transferência de energia.

Na *Figura 5.14* são dadas as curvas de perdas por retorno medidas no analisador de redes, para os casos: (a) sub-acoplamento, (b) acoplamento crítico e (c) super-acoplamento. Em seguida, na *Figura 5.15*, as curvas de impedância de entrada são representadas na Carta de Smith, para os mesmos casos.

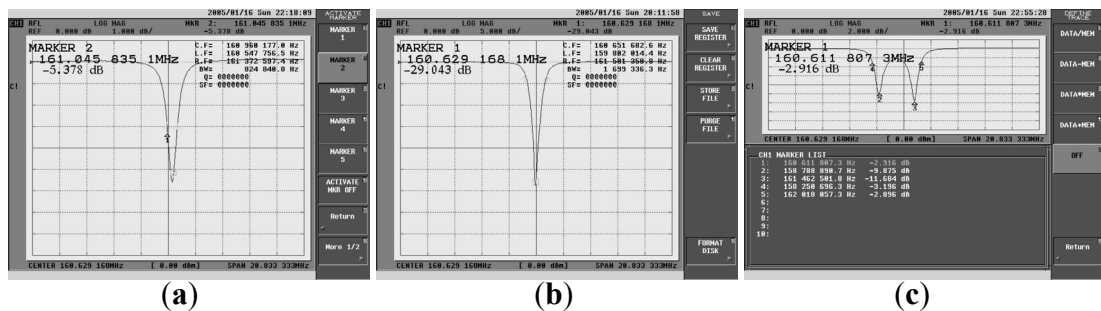


Figura 5.14 Curvas de perda por retorno, medidas no analisador de redes, para o filtro helicoidal com acoplamento capacitivo entre ressonadores: (a) sub-acoplamento ($h=6\text{mm}$), (b) acoplamento crítico ($h=8,9\text{mm}$) e (c) super-acoplamento ($h=14\text{mm}$).

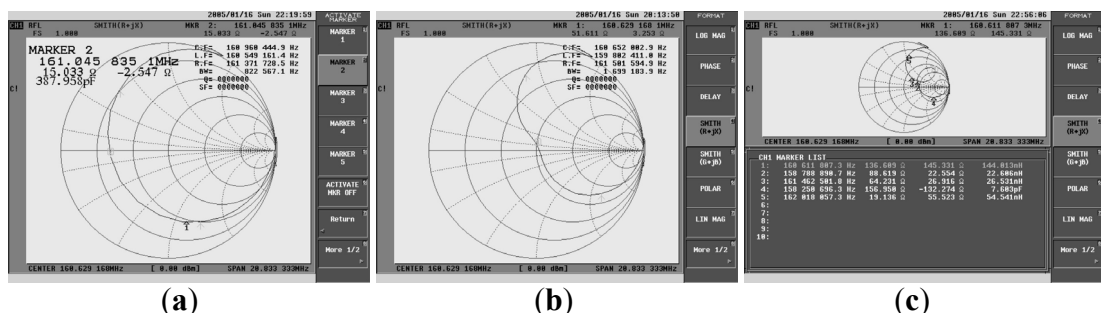


Figura 5.15 Curvas de impedância na Carta de Smith medidas no analisador de redes, para o filtro helicoidal com acoplamento capacitivo entre ressonadores: (a) sub-acoplamento ($h=6\text{mm}$), (b) acoplamento crítico ($h=8,9\text{mm}$) e (c) super-acoplamento ($h=14\text{mm}$).

A *Tabela 5.1* traz uma compilação de todas as medidas direta e indiretamente realizadas com acoplamento capacitivo entre os ressonadores do filtro.

Tabela 5.2 Resultados das medidas realizadas no ensaio experimental com acoplamento capacitivo entre os ressonadores helicoidais, para diversos valores da altura da janela de acoplamento (h_{total}).

Janela de acoplamento		Medidas realizadas com acoplamento capacitivo entre os ressonadores helicoidais													Acoplamento Calculado
h_T [mm]	h [mm]	h/d	f_0 [MHz]	f_{cr} [MHz]	f_{cs} [MHz]	BW_{-3dB} [MHz]	f_{F1} [MHz]	f_{FS} [MHz]	Δf_P [MHz]	γ [dB]	I_L [dB]	R_L [dB]	Z_{IN} [ohms]	Q_{LOAD}	$K=k*(BW_{-3dB}/f_0)$
0	-16	-0,5317	161,455	161,079	161,832	0,753	161,455	161,455	0,000	0,000	41,477	2,906	8,35-j4,77	214,4090	0,0032978
5	-11	-0,3793	161,418	161,020	161,817	0,797	161,418	161,418	0,000	0,000	30,993	3,201	9,76-j13,22	202,5030	0,0034917
10	-6	-0,2069	161,312	160,926	161,698	0,772	161,312	161,312	0,000	0,000	29,182	2,990	11,24-j24,08	209,0050	0,0033831
15	-1	-0,0345	161,514	161,034	161,993	0,959	161,514	161,514	0,000	0,000	36,149	2,842	8,16+j1,64	168,4490	0,0041976
20	4	0,1379	161,017	160,566	161,468	0,902	161,017	161,017	0,000	0,000	6,353	5,378	15,03-j2,55	178,5330	0,0039607
22,5	6,5	0,2241	160,796	160,205	161,387	1,182	160,796	160,796	0,000	0,000	2,615	13,777	33,34-j3,75	135,9850	0,0051978
24,9	8,9	0,3069	160,675	159,936	161,413	1,478	160,675	160,675	0,000	0,000	1,577	29,043	51,61+j3,25	108,7480	0,0065022
25	9	0,3103	160,633	159,823	161,442	1,619	160,633	160,633	0,000	0,000	1,302	17,957	55,83+j2,15	99,2310	0,0071268
27,5	11,5	0,3966	160,397	159,116	161,177	2,561	158,743	161,090	2,347	0,100	2,270	5,877	94,45+j67,91	62,6280	0,0112900
30	14	0,4828	160,103	157,911	162,325	4,414	158,789	161,463	2,674	2,984	4,344	2,916	136,6+j145,3	36,2720	0,0194946
35	19	0,6552	159,915	155,832	164,104	8,272	157,261	162,522	5,261	7,853	9,273	0,576	41,50+j218,2	19,3320	0,0365765
40	24	0,8276	159,865	153,629	167,083	13,455	155,855	164,414	8,559	12,037	13,443	0,147	6,45+j193,9	11,8815	0,0595129
45	29	1,0000	160,888	*	*	*	154,629	167,400	12,771	15,766	17,007	0,011	0,611+j181	*	*
50	34	1,1724	162,620	*	*	*	154,129	171,579	17,450	18,359	19,595	0,061	*	*	*
55	39	1,3448	163,749	*	*	*	153,429	174,763	21,334	19,722	21,000	0,091	*	*	*
60	44	1,5172	164,098	*	*	*	152,629	176,429	23,800	20,866	22,045	0,093	*	*	*
65	49	1,6897	164,146	*	*	*	152,229	176,995	24,766	21,283	22,511	0,104	*	*	*

Onde: $d = 29\text{mm}$; $k = 0,7071$; Espaçamento entre helicóide e tampa superior = 16mm

* Valores não obtidos pelas medidas gravadas em mídia.

A análise mais detalhada dessas medidas é feita no *Capítulo 7 – Análise do Acoplamento entre Ressonadores Helicoidais*.

5.4 Discussão dos Resultados dos Ensaios Experimentais com o Filtro Helicoidal Implementado

O comportamento do protótipo do filtro helicoidal foi compatível com a teoria de acoplamento, pois foram observados na prática os mesmos efeitos da variação do acoplamento na frequência central, na faixa de passagem e na perda por inserção previstos na teoria dada na seção 3.3.

A frequência central do filtro obtida na prática foi de 160MHz, um pouco menor que o valor especificado de 172,6MHz, porém dentro da tolerância de 10%, imposta pelas equações que foram desenvolvidas na seção 2.7.

A perda por inserção, para o caso de acoplamento indutivo crítico, foi de 1,518dB, que é 0,15dB acima do especificado. Esse pequeno aumento das perdas, de aproximadamente 10% do valor esperado, pode ser explicado pela diminuição da frequência de ressonância para 160MHz e pela pequena diminuição do volume interno de cada ressonador, de 0,7243%, devido à interseção provocada pelo sistema de abertura da janela de acoplamento, como ilustrado na *Figura 5.16*.

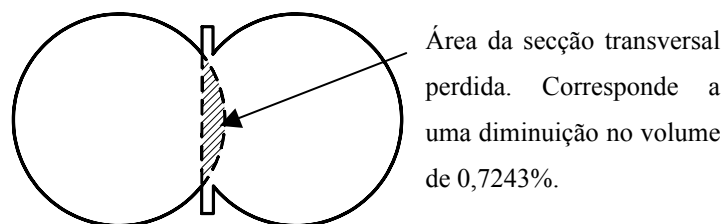


Figura 5.16 Área da seção transversal da cavidade do ressonador helicoidal perdida devido à interseção do sistema de abertura da janela de acoplamento entre ressonadores.

Outro ponto importante a se ressaltar sobre a implementação do protótipo do filtro helicoidal é o *ruído por contato*, causado pela vibração indesejada no sistema de abertura da janela de acoplamento, ocorrida durante o movimento de abrir ou

fechar ou até pelo contato da mão. Esse ruído por contato provocava variações de até 10dB na perda por inserção. Mostrados na *Figura 5.17*, os artifícios utilizados para minimizar esse efeito indesejado foram:

- A utilização de um pequeno suporte plástico que se adapta ao sistema de abertura da janela de acoplamento, propiciando estabilidade;
- Inserção de um fio ondulado entre a parte móvel da janela de acoplamento e o vão da cavidade onde é encaixada, oferecendo maior contato elétrico.

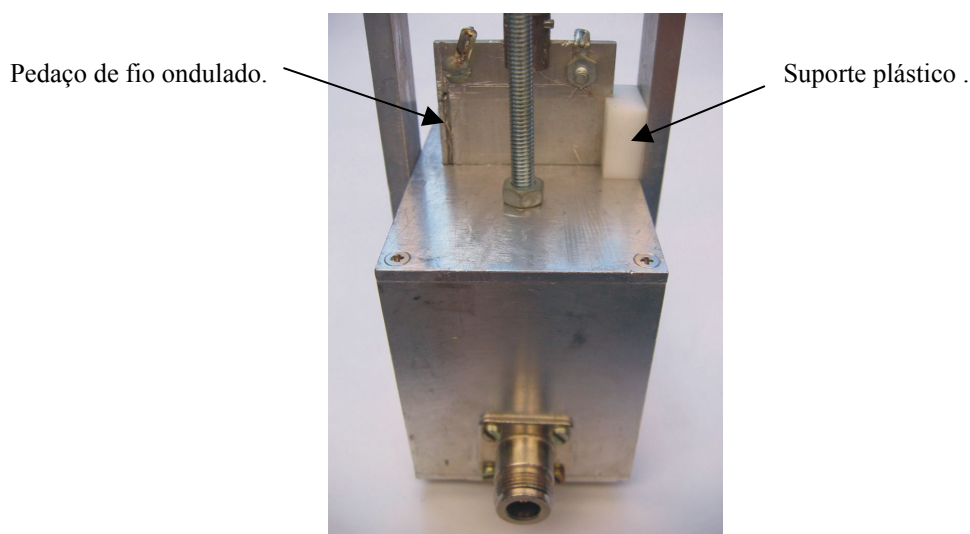


Figura 5.17 *Visão frontal do protótipo do filtro helicoidal com os mecanismos para minimizar o efeito do ruído de contato, causado pela vibração das partes móveis do sistema de abertura da janela de acoplamento.*

De forma complementar, outras helicóides com fios de diâmetros diferentes foram montadas, *Figura 5.18*, validando-se a generalidade do procedimento de projeto desenvolvido. Os diâmetros dessas outras helicóides são de 7,65mm e 3,45mm, fazendo com que as frequências de ressonância, utilizando a mesma estrutura da cavidade, fossem, respectivamente, de 300MHz e de 150MHz.

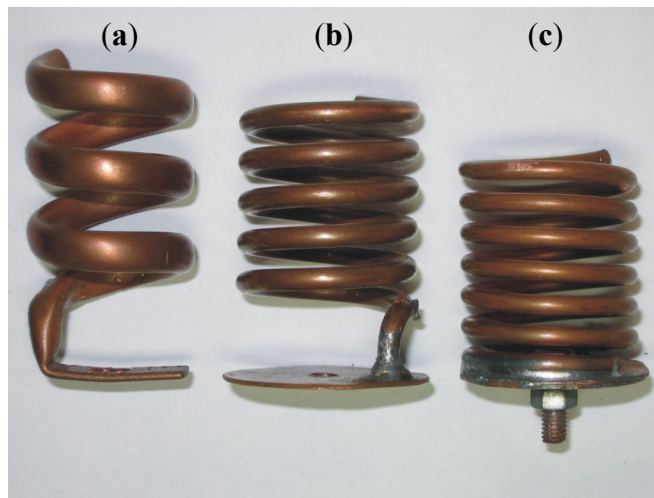


Figura 5.18 Três helicóides com fios de diâmetros iguais a (a) 7,65mm, (b) 4,1mm e (c) 3,45mm, que resultaram, respectivamente, nas seguintes frequências de ressonância: 300MHz, 160MHz e 150MHz.

Capítulo 6

Simulação

Neste capítulo são apresentadas as simulações dos circuitos elétricos equivalentes do protótipo do filtro helicoidal, tanto para o acoplamento indutivo quanto para o acoplamento capacitivo.

O software escolhido para realizar as simulações foi o *Advanced Design System* – ADS, da Agilent, adequado para análise de circuitos na faixa de RF e microondas.

Da mesma forma que foi feito no capítulo anterior, os resultados obtidos através das simulações são também confrontados com os previstos pelo estudo teórico.

6.1 Simulação do Circuito Equivalente ao Filtro Helicoidal Implementado

Os valores dos componentes equivalentes em parâmetros concentrados para o protótipo do filtro helicoidal foram fornecidos pelo programa desenvolvido na plataforma do MATLAB[®], que fora baseado nas equações fornecidas no *Capítulo 2* e no *Capítulo 3*. Todos os resultados são apresentados no *Anexo A.2*, para ambos os tipos de acoplamento, indutivo e capacitivo.

Para uma correspondência direta com os resultados do ensaio experimental, a frequência de ressonância do circuito LC paralelo foi determinada como sendo igual à verificada na prática: $f_0 = 160\text{MHz}$. Para isso, bastou-se calcular o valor do capacitor em função dessa frequência e do valor teórico equivalente para a indutância (L) calculada pela eq. (2.25).

6.1.1 Simulação com Acoplamento Indutivo entre os Ressonadores Helicoidais

O circuito equivalente aos ressonadores helicoidais do protótipo, acoplados indutivamente, é composto pelos seguintes componentes:

- Indutância de acoplamento ----- $L_K = L_{12} = 66,294 \text{ } [\mu\text{H}]$
- Indutância equivalente do ressonador ----- $L_1 = L_2 = 0,38307 \text{ } [\mu\text{H}]$
- Capacitância equivalente do ressonador ----- $C_1 = C_2 = 2,5979 \text{ } [\text{pF}]$
- Resistência equivalente às perdas ----- $R_{\text{perdas (paralelo)}} = 520,85 \times 10^3 \text{ } [\Omega]$

Para que a condição de casamento de impedância fosse cumprida, os indutores equivalentes do ressonadores de entrada e de saída ($n = 2$) foram divididos em duas partes, para representação do transformador de impedância por acoplamento direto (*tap*). Como o protótipo do filtro helicoidal tinha ressonadores iguais e as impedâncias de entrada e de saída eram iguais a $50 \text{ } [\Omega]$, os componentes dos transformadores de entrada e de saída também foram iguais:

- Indutância superior do transformador ----- $L_{1A} = L_{2A} = 0,37346 \text{ } [\mu\text{H}]$
- Indutância inferior do transformador ----- $L_{1B} = L_{2B} = 9,9941 \text{ } [\text{nH}]$

A *Figura 6.1* mostra o circuito equivalente do filtro helicoidal com acoplamento indutivo entre ressonadores, para simulação no ADS. O valor da indutância de acoplamento está ajustado para um acoplamento crítico.

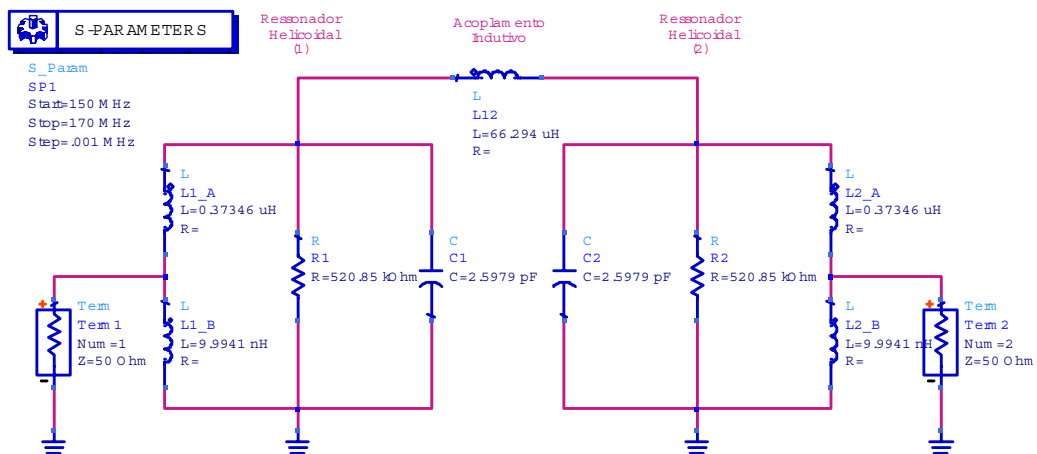


Figura 6.1 Simulação no ADS do circuito equivalente do filtro helicoidal com acoplamento indutivo entre ressonadores. O valor da indutância de acoplamento está ajustado para um acoplamento crítico.

Na *Figura 6.2* são mostrados os resultados obtidos da simulação, para o caso de acoplamento indutivo crítico: (a) curva de magnitude da resposta em frequência – S21, (b) curva de perda por retorno – S11, (c) curva de impedância de entrada representada na Carta de Smith – S11.

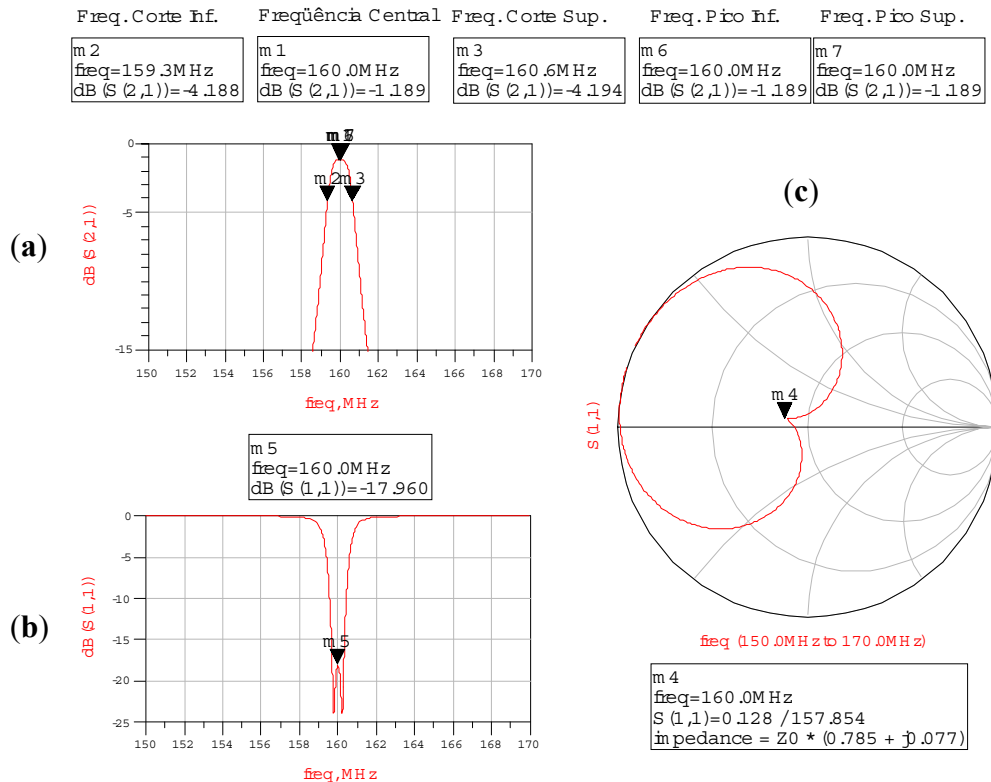


Figura 6.2 Resultados obtidos da simulação do circuito equivalente do filtro helicoidal com acoplamento indutivo entre ressonadores. O valor da indutância de acoplamento está ajustado para um acoplamento crítico.

Para cada valor da indutância de acoplamento, variando desde a condição de sub-acoplamento até a de super-acoplamento, foi armazenada em mídia uma figura similar à da *Figura 6.2*, com todas as três curvas características, a partir das quais foram extraídas medidas diretas e indiretas. Tais medidas foram agrupadas na *Tabela 6.1*, onde a linha com os valores em **negrito** correspondem à situação de acoplamento crítico. A interpretação desses resultados é feita no *Capítulo 7 – Análise do Acoplamento entre Ressonadores Helicoidais*.

Tabela 6.1 Resultados obtidos da simulação do circuito equivalente do filtro helicoidal com acoplamento indutivo entre os ressonadores helicoidais, para diversos valores da indutância de acoplamento (L_{12}).

Acoplamento		Resultados da simulação do circuito equivalente do filtro helicoidal com acoplamento indutivo														Acoplamento Calculado
L_{12} [H]	K (L_{total}/L_{12}) (Zrevel)	h/d	f_0 [MHz]	f_{cr} [MHz]	f_{cs} [MHz]	BW_{-3dB} [MHz]	f_{PI} [MHz]	f_{PS} [MHz]	Δf_p [MHz]	γ [dB]	I_L [dB]	R_L [dB]	$Z_{IN}/50$	Q_{LOAD}	$K=k*(BW_{-3dB}/f_0)$	
8,858E-04	4,3229E-04	0,0744	159,600	159,300	159,900	0,600	159,600	159,600	0,000	0,000	17,729	2,681	1,5-12,62	266,0000	0,0026583	
4,360E-04	8,7777E-04	0,1078	159,600	159,400	159,800	0,400	159,600	159,600	0,000	0,000	11,721	3,040	1,645-12,48	399,0000	0,0017722	
1,160E-04	3,2908E-03	0,2153	159,800	159,400	160,200	0,800	159,800	159,800	0,000	0,000	2,489	10,062	1,6-10,62	199,7500	0,0035399	
8,100E-05	4,7069E-03	0,2596	159,900	159,400	160,500	1,100	159,900	159,900	0,000	0,000	1,362	27,108	1,09-10,026	145,3636	0,0048644	
6,629E-05	5,7452E-03	0,2882	160,000	159,300	160,600	1,300	160,000	160,000	0,000	0,000	1,189	17,960	0,79-10,077	123,0769	0,0057452	
5,348E-05	7,1115E-03	0,3223	160,100	159,300	160,900	1,600	159,800	160,400	0,600	0,198	1,387	10,123	0,54-10,141	100,0625	0,0070666	
5,234E-05	7,2651E-03	0,3259	160,100	159,300	161,000	1,700	159,800	160,500	0,700	0,239	1,428	9,649	0,52-10,141	94,1765	0,0075082	
4,521E-05	8,4024E-03	0,3517	160,200	159,200	161,200	2,000	159,700	160,700	1,000	0,617	1,806	7,034	0,40-10,144	80,1000	0,0088277	
3,087E-05	1,2256E-02	0,4285	160,500	159,100	162,000	2,900	159,600	161,400	1,800	2,306	3,495	3,254	0,19-10,19	55,3448	0,0127763	
2,894E-05	1,2858E-02	0,4394	160,600	159,000	162,200	3,100	159,600	161,500	1,900	2,580	3,769	2,959	0,18-10,2	51,8065	0,0136489	
2,894E-05	1,3065E-02	0,4431	160,600	159,000	162,200	3,200	159,600	161,500	1,900	2,673	3,862	2,876	0,17-10,2	50,1875	0,0140892	
2,016E-05	1,8647E-02	0,5338	161,100	158,700	163,300	4,600	159,600	162,500	2,900	5,044	6,233	1,406	0,08-10,2	35,0217	0,0201903	
1,488E-05	2,5101E-02	0,6237	161,600	158,400	164,700	6,300	159,600	163,500	3,900	7,313	8,302	0,773	0,04-10,2	25,6508	0,0275664	
1,423E-05	2,6212E-02	0,6380	161,700	158,400	164,900	6,500	159,600	163,700	4,100	7,660	8,849	0,709	0,04-10,2	24,8769	0,0284239	
1,060E-05	3,4872E-02	0,7409	162,400	158,000	166,800	8,800	159,600	165,200	5,600	10,009	11,198	0,397	0,02-10,2	18,4545	0,0383158	
9,093E-06	4,0426E-02	0,8005	162,900	157,700	167,900	10,200	159,600	166,100	6,500	11,299	12,448	0,294	0,01-10,2	15,9706	0,0442751	
8,215E-06	4,4552E-02	0,8423	163,200	157,500	168,800	11,300	159,600	166,800	7,200	12,095	13,284	0,241	0,01-10,2	14,4425	0,0489597	
6,580E-06	5,5172E-02	0,9420	164,200	157,000	171,100	14,100	159,600	168,600	9,000	13,950	15,139	0,155	0,00-10,2	11,6454	0,0607193	
6,149E-06	5,8642E-02	0,9726	164,400	156,900	171,800	14,900	159,600	169,200	9,600	14,493	15,682	0,137	0,00-10,2	11,0336	0,0640863	
4,445E-06	7,9338E-02	1,1393	166,400	155,900	176,400	20,500	159,600	172,700	13,100	17,180	18,369	0,073	0,00-10,2	8,1171	0,0871127	
3,787E-06	9,1864E-02	1,2302	167,200	155,300	179,200	23,900	159,600	174,900	15,300	18,513	19,702	0,054	0,00-10,2	6,9958	0,1010747	
3,368E-06	1,0212E-01	1,3003	168,300	154,800	181,500	26,700	159,600	176,800	17,200	19,481	20,670	0,043	0,00-10,2	6,3034	0,1121781	
3,250E-06	1,0544E-01	1,3223	168,300	154,600	182,300	27,700	159,600	177,300	17,700	19,773	20,962	0,040	0,00-10,2	6,0758	0,1163795	
2,821E-06	1,1955E-01	1,4122	169,700	153,900	185,300	31,600	159,600	179,900	20,300	20,937	22,126	0,031	0,00-10,2	5,3703	0,1316698	
2,644E-06	1,2654E-01	1,4548	170,600	153,500	187,100	33,600	159,600	181,200	21,600	21,466	22,655	0,027	0,00-10,2	5,0774	0,1392647	
2,133E-06	1,5225E-01	1,6027	173,300	152,200	193,200	41,000	159,600	186,000	26,400	23,200	24,392	0,018	0,00-10,21	4,2268	0,1672885	
1,758E-06	1,7888E-01	1,7439	174,900	150,700	199,800	49,100	159,500	191,200	31,700	24,756	25,945	0,013	0,00-10,2	3,5621	0,1985055	

Fonte: $L_{total} = (L_{11} // L_{12})$; $k = 0,7071$

6.1.2 Simulação com Acoplamento Capacitivo entre os Ressonadores Helicoidais

O circuito equivalente aos ressonadores helicoidais do protótipo, acoplados capacitivamente, é composto pelos seguintes componentes:

- Capacitância de acoplamento ----- $C_K = C_{12} = 0,013835$ [pF]
- Capacitância equivalente do ressonador ----- $C_1 = C_2 = 2,583$ [pF]
- Indutância equivalente do ressonador ----- $L_1 = L_2 = 0,38087$ [μ H]
- Resistência equivalente às perdas ----- $R_{perdas (paralelo)} = 520,85 \times 10^3$ [Ω]

As indutâncias foram decompostas em duas partes para formar os transformadores de impedância de entrada e de saída, que também tiveram componentes com valores iguais:

- Indutância superior do transformador ----- $L_{1A} = L_{2A} = 0,37131$ [μ H]
- Indutância inferior do transformador ----- $L_{1B} = L_{2B} = 9,9344$ [nH]

A *Figura 6.3* mostra o circuito equivalente para simulação do filtro helicoidal com acoplamento capacitivo entre ressonadores. O valor da capacitância de acoplamento está ajustado para um acoplamento crítico.

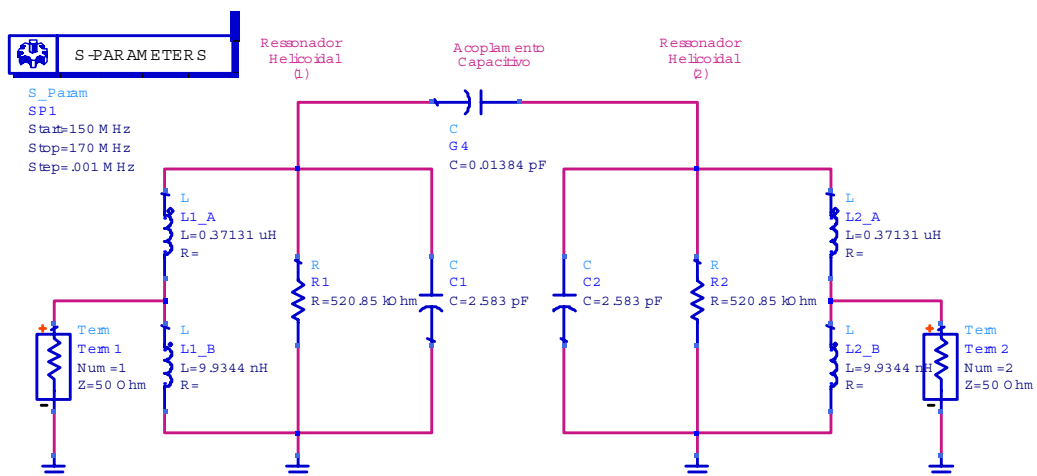


Figura 6.3 Simulação no ADS do circuito equivalente do filtro helicoidal com acoplamento capacitivo entre ressonadores. O valor da capacitância de acoplamento está ajustado para um acoplamento crítico.

Na *Figura 6.4* são mostrados os resultados obtidos da simulação, para o caso de acoplamento capacitivo crítico: (a) curva de magnitude da resposta em frequência

– S21, (b) curva de perda por retorno – S11, (c) curva de impedância de entrada representada na Carta de Smith – S11.

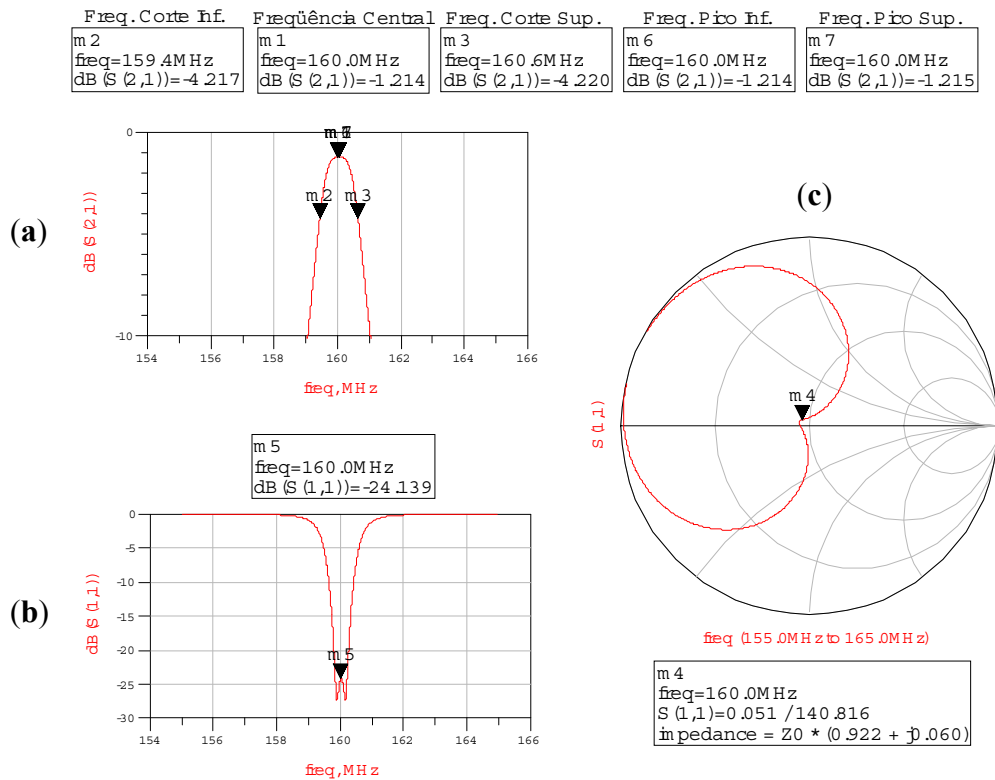


Figura 6.4 Resultados obtidos da simulação do circuito equivalente do filtro helicoidal com acoplamento capacitivo entre ressonadores. O valor da capacitância de acoplamento está ajustado para um acoplamento crítico.

Para cada valor da capacitância de acoplamento, variando desde a condição de sub-acoplamento até a de super-acoplamento, também foi armazenada em mídia uma figura similar à da *Figura 6.4*, com todas as três curvas características, a partir das quais foram extraídas medidas diretas e indiretas. Essas medidas foram agrupadas na *Tabela 6.2*.

Tabela 6.2 Resultados obtidos da simulação do circuito equivalente do filtro helicoidal com acoplamento capacitivo entre os ressonadores helicoidais, para diversos valores da capacitância de acoplamento (C_{12}).

Acoplamento		Resultados da simulação do circuito equivalente do filtro helicoidal com acoplamento capacitivo														Acoplamento Calculado
C_{12}	K (C_{12}/C_{total})	h/d (Z _{reson})	f_0 [MHz]	f_{c1} [MHz]	f_{cs} [MHz]	BW_{-3dB} [MHz]	f_{P1} [MHz]	f_{P2} [MHz]	Δf_P [MHz]	γ [dB]	I_L [dB]	R_L [dB]	$Z_{IN}/50$	Q_{LOAD}	$K=k*(BW-3dB/f_0)$	
1,117E-15	4,3229E-04	0,0744	160,400	160,100	160,800	0,700	160,400	160,400	0,000	0,000	17,711	2,682	6,65-j0,758	229,1429	0,0030858	
2,269E-15	8,7776E-04	0,1078	160,400	160,100	160,700	0,600	160,400	160,400	0,000	0,000	11,710	3,042	2,22-j2,67	267,3333	0,0026450	
8,528E-15	3,2907E-03	0,2153	160,200	159,800	160,600	0,800	160,200	160,200	0,000	0,000	2,492	10,062	1,72-j0,49	200,2500	0,0035311	
1,222E-14	4,7069E-03	0,2596	160,100	159,500	160,600	1,100	160,100	160,100	0,000	0,000	1,361	27,185	1,07-j0,1	145,5455	0,0048583	
1,493E-14	5,7450E-03	0,2882	160,000	159,400	160,700	1,300	160,000	160,000	0,000	0,000	1,189	17,862	0,785-j0,076	123,0769	0,0057452	
1,85E-14	7,1115E-03	0,3223	159,900	159,100	160,700	1,600	159,600	160,200	0,600	0,197	1,386	10,125	0,54+j0,14	99,9375	0,0070754	
1,89E-14	7,2651E-03	0,3259	159,800	159,100	160,700	1,600	159,500	160,200	0,700	0,237	1,426	9,649	0,52+j0,15	99,9000	0,0070754	
2,189E-14	8,4023E-03	0,3517	159,800	158,800	160,800	2,000	159,300	160,300	1,000	0,616	1,806	7,030	0,4+j0,17	79,9000	0,0088498	
3,205E-14	1,2256E-02	0,4285	159,500	158,000	160,900	2,900	158,600	160,400	1,800	2,302	3,492	3,266	0,2+j0,21	55,0000	0,0128564	
3,364E-14	1,2858E-02	0,4394	159,400	157,900	161,000	3,100	158,500	160,400	1,900	2,576	3,765	2,969	0,18+j0,17	51,4194	0,0137516	
3,419E-14	1,3065E-02	0,4431	159,400	157,900	161,000	3,100	158,500	160,400	1,900	2,669	3,858	2,870	0,17+j0,18	51,4194	0,0137516	
4,908E-14	1,8647E-02	0,5338	159,000	156,700	161,300	4,600	157,600	160,400	2,800	5,038	6,226	1,412	0,084+j0,2	34,5652	0,0204570	
6,65E-14	2,5101E-02	0,6237	158,500	155,400	161,400	6,000	156,500	160,400	3,900	7,301	8,490	0,775	0,046+j0,2	26,4167	0,0267672	
6,953E-14	2,6211E-02	0,6380	158,400	155,200	161,600	6,400	156,300	160,400	4,100	7,647	8,836	0,710	0,042+j0,19	24,7500	0,0285697	
9,333E-14	3,4872E-02	0,7409	157,700	153,500	162,000	8,500	155,000	160,400	5,400	9,988	11,177	0,399	0,024+j0,2	18,5529	0,0381126	
1,088E-13	4,0426E-02	0,8005	157,200	152,400	162,300	9,900	154,100	160,400	6,300	11,239	12,426	0,295	0,018+j0,19	15,8788	0,0445311	
1,204E-13	4,4552E-02	0,8423	156,900	151,600	162,500	10,900	153,500	160,400	6,900	12,069	13,256	0,242	0,014+j0,19	14,3945	0,0491229	
1,508E-13	5,5171E-02	0,9420	156,000	149,600	163,000	13,400	151,900	160,400	8,500	13,922	15,109	0,156	0,009+j0,19	11,6418	0,0607381	
1,609E-13	5,8642E-02	0,9726	155,800	149,000	163,200	14,200	151,300	160,400	9,100	14,459	15,646	0,138	0,008+j0,19	10,9718	0,0644469	
2,226E-13	7,9337E-02	1,1393	154,100	145,100	164,200	19,100	148,200	160,400	12,200	17,145	18,329	0,074	0,004+j0,19	8,0681	0,0876419	
2,613E-13	9,1864E-02	1,2302	153,100	142,800	164,800	22,000	146,300	160,400	14,100	18,461	19,647	0,054	0,003+j0,19	6,9591	0,1016081	
2,938E-13	1,0211E-01	1,3003	152,300	141,000	165,400	24,400	144,800	160,400	15,600	19,420	20,608	0,044	0,003+j0,19	6,2418	0,1132846	
3,044E-13	1,0544E-01	1,3223	152,100	140,400	165,500	25,100	144,300	160,400	16,100	19,713	20,897	0,041	0,002+j0,19	6,0598	0,1166878	
3,507E-13	1,1955E-01	1,4122	150,900	138,000	166,300	28,300	142,300	160,400	18,100	20,862	22,050	0,031	0,002+j0,19	5,3322	0,1326105	
3,742E-13	1,2654E-01	1,4548	150,000	136,800	166,700	29,900	141,300	160,400	19,100	21,381	22,567	0,028	0,002+j0,18	5,0167	0,1409486	
4,639E-13	1,5225E-01	1,6027	148,400	132,400	168,100	35,700	137,600	160,400	22,800	23,114	24,302	0,019	0,001+j0,18	4,1569	0,1701042	
5,627E-13	1,7888E-01	1,7438	146,000	128,000	169,600	41,600	133,900	160,400	26,500	24,648	25,836	0,013	0,0008+j0,18	3,5096	0,2014751	

Nota: $C_{total} = C_{11} + C_{12} = 2,5830E-12 + C_{12}$; $k = 0,7071$

6.2 Discussão dos Resultados das Simulações do Circuito Equivalente ao Filtro Helicoidal Implementado

Os resultados obtidos nas simulações com acoplamento indutivo e com acoplamento capacitivo foram compatíveis com os comportamentos deduzidos na teoria de acoplamento, dada na seção 3.3, e com as medidas experimentais, pois em ambos foram observados os mesmos efeitos da variação do acoplamento na frequência central, na faixa de passagem e na perda por inserção.

Para o acoplamento crítico, indutivo ou capacitivo, a frequência central do filtro foi exatamente igual aos 160MHz verificados na prática. O valor da largura de faixa de passagem, com acoplamento indutivo, foi também exatamente igual aos 1,3MHz esperados. Porém, para o acoplamento capacitivo, houve uma pequena redução para 1,2MHz.

Nas simulações para os casos de acoplamento indutivo crítico e de acoplamento capacitivo crítico, a perda por inserção (I_L) foi de 1,189dB e de 1,214dB, respectivamente, portanto com até aproximadamente 13% abaixo do valor especificado como admissível, enquanto que, nos experimentos práticos, a perda por inserção medida foi de até aproximadamente 14% acima do I_L especificado. Essas diferenças se devem ao fato de não se considerar nos cálculos todas as possíveis influências práticas que contribuem para o aumento das perdas no ressonador, como, por exemplo, a rugosidade na parede da cavidade ou perdas relativas ao mecanismo de fixação da helicóide. Assim, como se era de se esperar, nas simulações as perdas foram menores, já que somente foram consideradas a perda no condutor da helicóide, influenciada pelos efeitos de proximidade e superficial (*skin effect*), representada como a resistência da bobina (R_{bobina}), mais a perda devido às correntes na estrutura de blindagem da cavidade ($R_{blindagem}$).

Capítulo 7

Análise do Acoplamento entre Ressonadores Helicoidais

Neste capítulo são realizadas análises comparativas entre os resultados obtidos pelas simulações e pelos ensaios experimentais, tanto para o caso com acoplamento indutivo entre ressonadores helicoidais, quanto para o acoplamento capacitivo.

De forma a atingir os objetivos propostos para o tema deste trabalho, são apresentadas as curvas que relacionam a abertura da janela de acoplamento (h), com um componente equivalente, indutivo ou capacitivo, em parâmetros concentrados.

7.1 Análise do Acoplamento Indutivo

Tendo como base de análise o coeficiente de acoplamento calculado nas simulações e nos ensaios experimentais, ambos com acoplamento indutivo, foi possível relacionar os valores da indutância de acoplamento (L_{12}) com cada uma das alturas da janela de acoplamento (h) ensaiadas. Essa relação entre L_{12} [H] versus h [mm] é mostrada na *Figura 7.1*.

Observa-se na *Figura 7.1* que, com o aumento da abertura de acoplamento, o valor da indutância de acoplamento equivalente vai diminuindo, em uma razão aproximadamente exponencial. Este comportamento foi confirmado pelo estudo realizado nas seções anteriores, onde foi mostrado que para haver um maior acoplamento deve-se aumentar fisicamente a abertura entre ressonadores ou, para o caso do circuito equivalente, deve-se ter a indutância de acoplamento com valores cada vez menores, diminuindo a oposição à passagem de energia entre ressonadores.

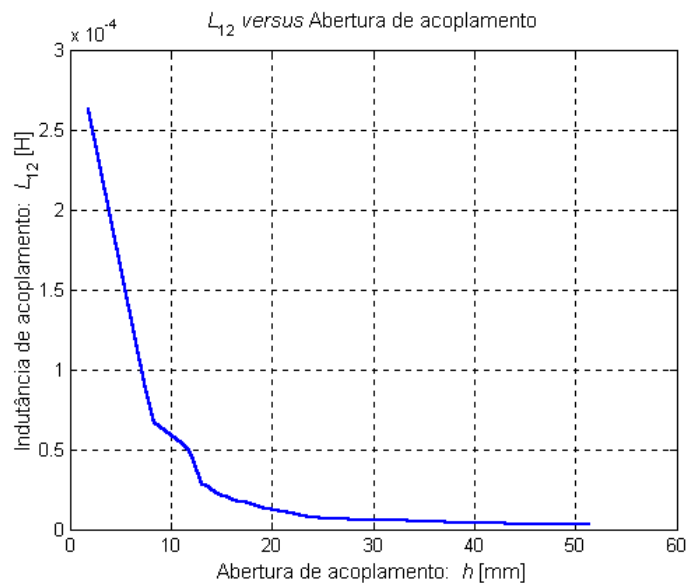


Figura 7.1 Curva que relaciona a indutância de acoplamento (L_{12}) e a abertura da janela de acoplamento (h).

Nos gráficos da *Figura 7.2* são mostradas as influências da variação do coeficiente de acoplamento indutivo na frequência central do filtro, na largura de faixa de passagem, na perda por inserção e na perda por retorno.

Na simulação, a variação da frequência central (f_0) correspondeu exatamente ao esperado: um aumento proporcional ao aumento do acoplamento, como visto na *Figura 7.2(a)*. Para o ensaio experimental percebe-se um fato interessante para $K \geq 0,06$, ponto a partir do qual a altura da abertura de acoplamento tem dimensão maior ou igual à própria medida do diâmetro médio da helicóide ($h \geq d$), ou seja, para a relação $(h/d) \geq 1$. Antes desse ponto, onde o acoplamento era predominantemente indutivo, a frequência central aumentava com o aumento da janela de acoplamento. Entretanto, a partir desse ponto a frequência central passa a diminuir com o aumento de h . Este fenômeno pode ser atribuído ao aumento da transferência de energia entre as partes superiores das helicóides acopladas, caracterizada por maior intensidade do campo elétrico em relação ao campo magnético. Daí é possível inferir que a partir de h maior que d , o acoplamento, antes predominantemente indutivo, passa a ser predominantemente capacitivo.

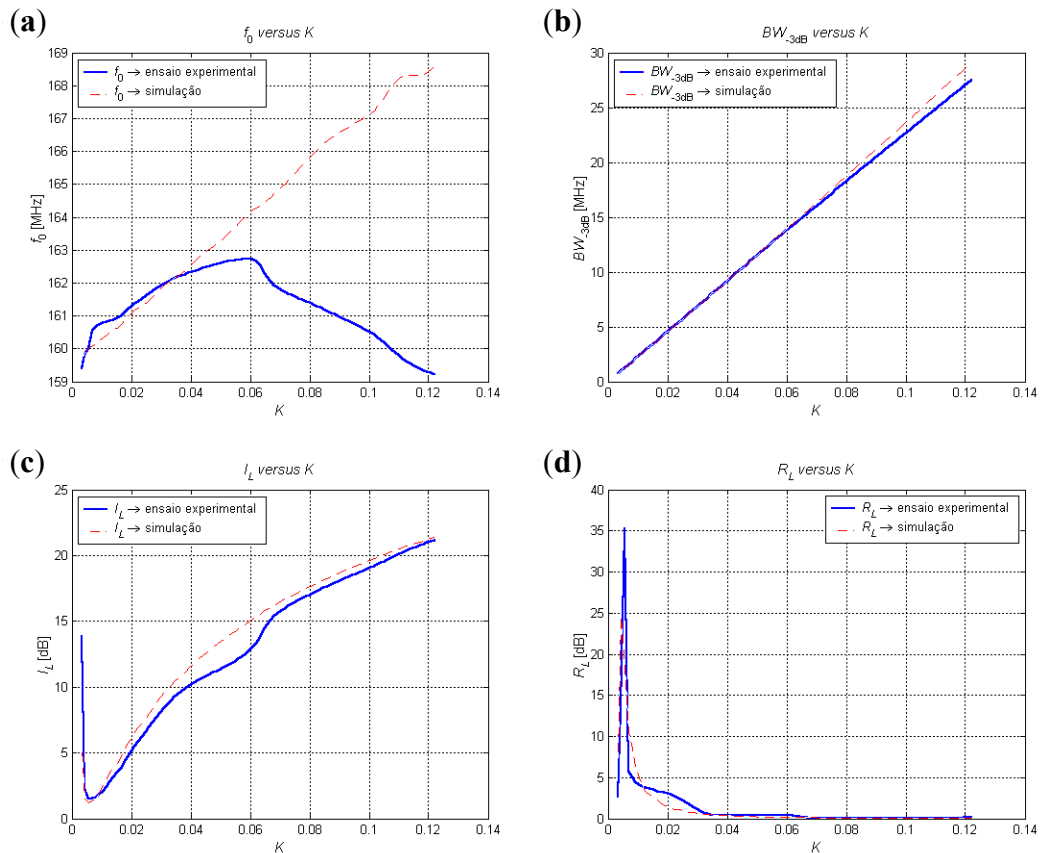


Figura 7.2 Gráficos em função do coeficiente de acoplamento indutivo: (a) frequência central; (b) largura de faixa; (c) perda por inserção; (d) perda por retorno.

Nas demais curvas da *Figura 7.2* o comportamento dos resultados dos ensaios experimentais são compatíveis aos das simulações, com diferenças muito pequenas. Pela *Figura 7.2(b)* observa-se que a BW_{-3dB} é diretamente proporcional a K , já que há um gradativo aumento da transferência de energia. Na *Figura 7.2(c)*, a curva da perda por inserção tem um ponto de mínimo para $K = 0,057$, enquanto que na *Figura 7.2(d)* a curva da perda por retorno possui um ponto de máximo para esse mesmo valor de acoplamento, correspondendo ao seu valor crítico, ou ótimo.

7.2 Análise do Acoplamento Capacitivo

Tendo como base de análise o coeficiente de acoplamento calculado nas simulações e nos ensaios experimentais, ambos com acoplamento capacitivo, foi possível relacionar os valores da capacitância de acoplamento (C_{12}) com cada uma das alturas

da janela de acoplamento (h) ensaiadas. Essa relação entre C_{12} [F] versus h [mm] é mostrada na *Figura 7.3*, pela qual observa-se que a capacitância equivalente de acoplamento (C_{12}) entre ressonadores varia proporcionalmente, em uma razão aproximadamente exponencial, com a correspondente altura da abertura da janela de acoplamento (h).

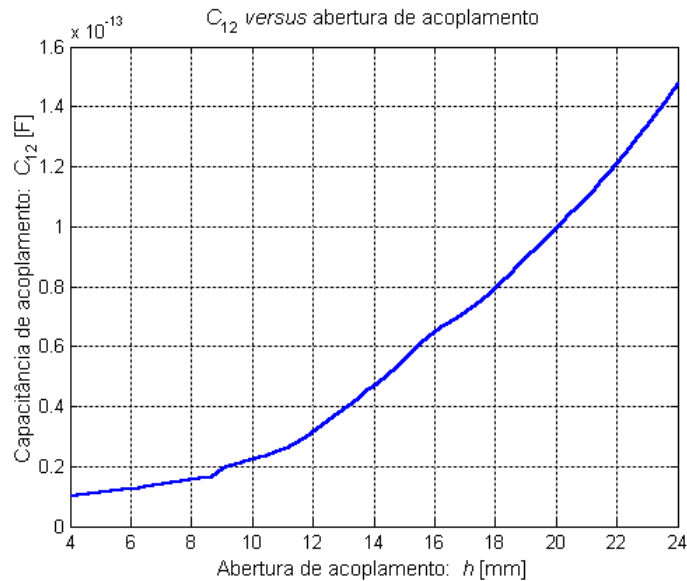


Figura 7.3 Curva que relaciona a capacitância de acoplamento (C_{12}) e a abertura da janela de acoplamento (h).

Na simulação, a variação da frequência central (f_0) correspondeu exatamente ao esperado, havendo um deslocamento para valores cada vez menores quando aumenta-se o coeficiente de acoplamento, conforme pode ser observado na *Figura 7.4(a)*. Observando também os dados referentes a f_0 na *Tabela 5.2*, página 89, de onde também se originou a curva experimental da *Figura 7.4(a)*, percebe-se que o comportamento de variação da frequência central em relação ao coeficiente de acoplamento dos ensaios experimentais também é dividido em dois trechos: antes de $K = 0,06$, há uma correspondência com o resultado simulado, porém com menor grau de variação. Para valores de $K \geq 0,06$ também ocorre uma inversão no comportamento da frequência, que antes vinha diminuindo e a partir desse ponto passa a aumentar. Pode-se então inferir que também há uma mudança de acoplamento inicialmente predominantemente capacitivo, para um predominantemente indutivo.

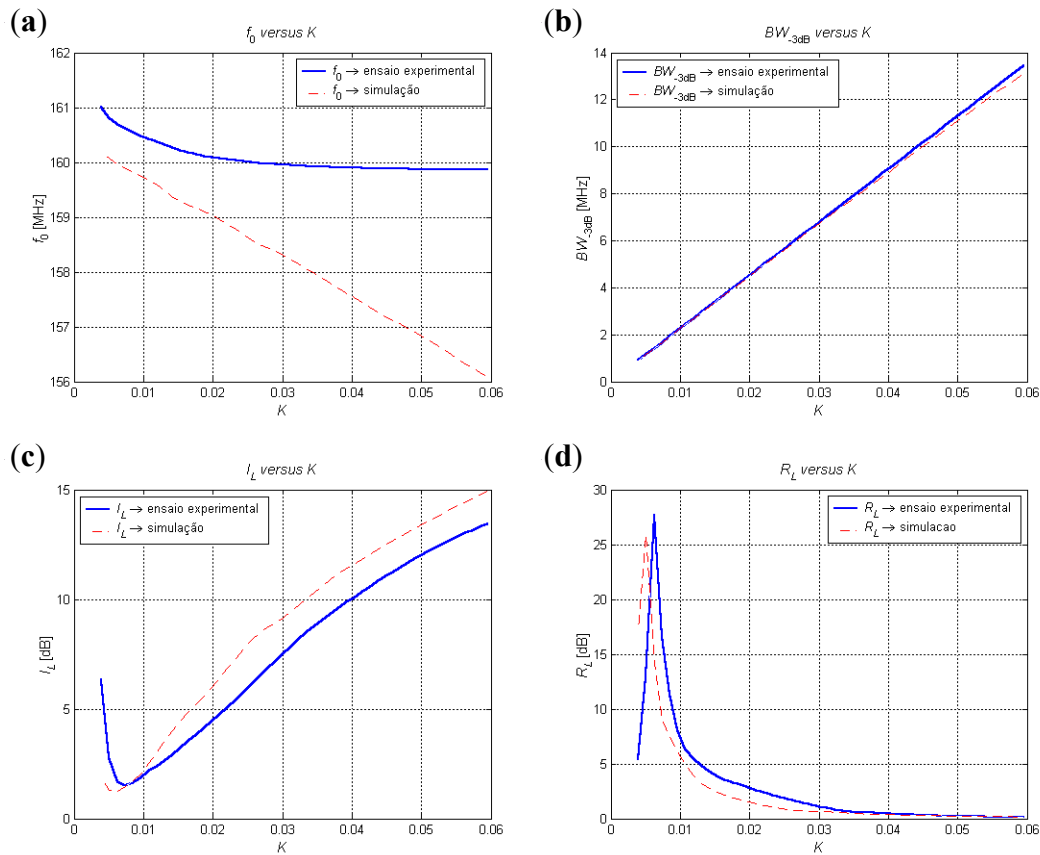


Figura 7.4 Gráficos em função do coeficiente de acoplamento capacitivo: (a) frequência central; (b) largura de faixa; (c) perda por inserção; (d) perda por retorno.

Nas demais curvas da *Figura 7.4* o comportamento dos resultados dos ensaios experimentais são compatíveis com os resultados das simulações. A *Figura 7.4(b)* mostra que a largura de faixa de passagem é diretamente proporcional a K . A curva da perda por inserção tem um ponto de mínimo, conforme mostrado na *Figura 7.4(c)*, enquanto que as curvas da perda por retorno, mostradas na *Figura 7.4(d)*, possuem um ponto de máximo, sendo que ambos os pontos correspondem ao valor crítico do coeficiente de acoplamento, para $K = 0,059$, na média.

7.3 Análise Generalizada do Acoplamento entre Ressonadores Helicoidais

A fim de se estabelecer uma análise generalizada do acoplamento entre ressonadores helicoidais, que relacionasse a altura da abertura de acoplamento (h) com o respectivo coeficiente de acoplamento, foi feita uma normalização dessa altura h pelo valor do diâmetro médio da helicóide (d). Esta normalização também poderia ser feita usando o valor de outra dimensão física do ressonador helicoidal, por exemplo o comprimento axial da helicóide (b), já que todas elas são proporcionalmente relacionadas. Isto pode ser feito caso o projeto siga as condições (2.24).

Na *Figura 7.5* foram traçadas as curvas que relacionam os coeficientes de acoplamento (K) em função da abertura da janela de acoplamento normalizada pelo valor do diâmetro da helicóide (h/d), para os casos de acoplamento indutivo e capacitivo. Essas curvas, obtidas experimentalmente, foram ajustadas por mínimos quadrados, utilizando uma série de potências truncada, ou seja, um polinômio, originando-se uma nova curva adaptada que foi sobreposta no mesmo gráfico. A equação polinomial de 6ª ordem que relaciona K com (h/d) foi calculada como sendo:

$$K = -0,189 \cdot \left(\frac{h}{d}\right)^6 + 0,977 \cdot \left(\frac{h}{d}\right)^5 - 1,882 \cdot \left(\frac{h}{d}\right)^4 + 1,606 \cdot \left(\frac{h}{d}\right)^3 - 0,513 \cdot \left(\frac{h}{d}\right)^2 + 0,065 \cdot \left(\frac{h}{d}\right) + 0,0013 \quad (7.1)$$

Para uma análise comparativa, foi sobreposta outra curva obtida por uma análise similar realizada pela única referência bibliográfica encontrada pelo autor que tratou sobre esse tema. A relação apresentada por ZVEREV (1967), que resulta em uma precisão de 6%, foi reduzida para:

$$K = 0,071 \cdot \left(\frac{h}{d}\right)^{1,91} \quad (7.2)$$

Esta relação é válida para a estrutura da janela de acoplamento com espessura de $\frac{1}{32}$ polegada (0,793 mm). Já a equação (7.3) é válida para espessura de $\frac{1}{16}$ polegada (1,588 mm):

$$K = 0,06184 \cdot \left(\frac{h}{d}\right)^{1,91} \quad (7.3)$$

A equação (7.3) foi traçada de forma sobreposta na *Figura 7.5*, pois, das duas equações de ZVEREV, essa é a que melhor se aproxima à situação ensaiada, já que o protótipo possuía a estrutura da janela de acoplamento com espessura de 3 mm.

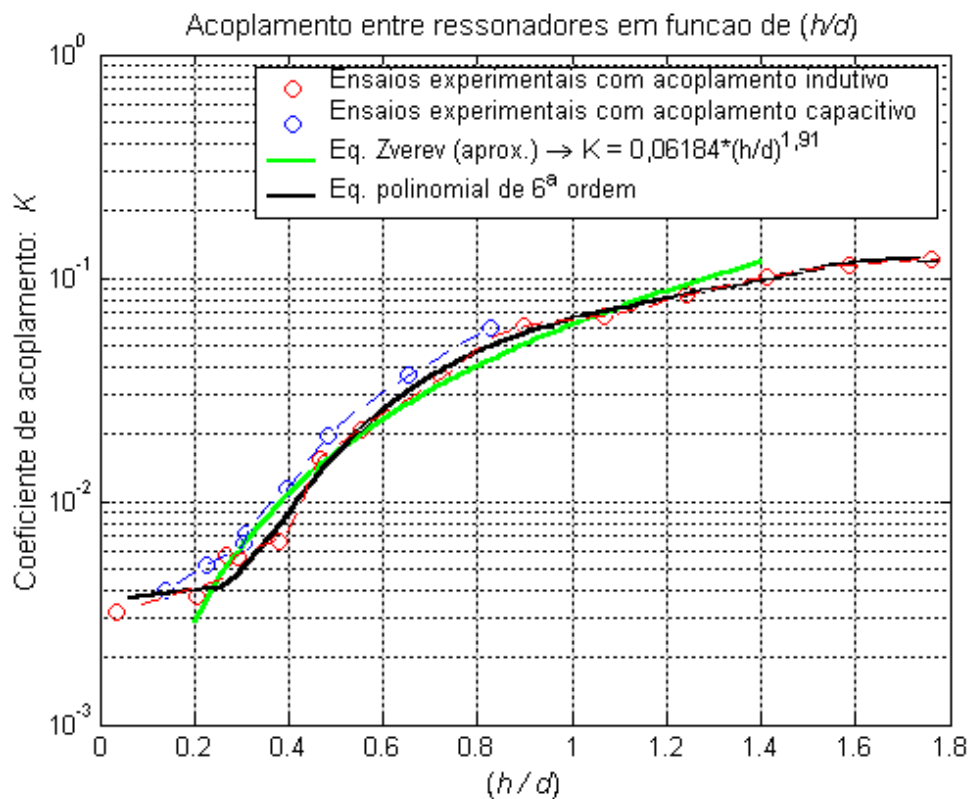


Figura 7.5 Gráfico do coeficiente de acoplamento (K) em função da abertura da janela de acoplamento normalizada pelo valor do diâmetro da helicóide (h/d).

Em uma análise final, observa-se que as curvas que relacionam K versus (h/d), obtidas a partir dos resultados das simulações e dos ensaios experimentais realizados para composição deste trabalho são coerentes com a curva obtida por ZVEREV (1967). Como contribuição, esta análise estende-se para valores de $0,07 \leq (h/d) < 1,8$, faixa maior que aquela analisada em ZVEREV(1967).

Capítulo 8

Conclusão

Este trabalho desenvolveu um estudo sobre o projeto e a simulação numérica de filtros helicoidais na faixa de VHF. A metodologia adotada foi relevante para que os objetivos gerais e específicos previamente definidos fossem alcançados.

Foi realizada uma ampla pesquisa bibliográfica que trouxe informações sobre a atual situação do problema, sobre os trabalhos já realizados a respeito e sobre opiniões existentes, constituindo-se o *estado da arte* sobre a questão.

Foi estruturada uma seqüência de projeto, adequada para a implementação desse tipo de filtro, na qual os parâmetros de entrada para o projeto são as especificações da curva de resposta em frequência desejada, e não as próprias dimensões físicas ou a impedância característica do ressonador, como adotado nas referências bibliográficas estudadas.

Para facilitar o desenvolvimento foi gerado um programa no MATLAB[®] capaz de fornecer todas as dimensões físicas do ressonador helicoidal de secção circular, e também para a secção quadrada, com suas características inerentes de impedância e fator de qualidade, seguidos dos componentes em parâmetros concentrados que constituem o circuito equivalente do filtro projetado.

A partir de um protótipo estabeleceu-se um processo de montagem relativamente simples e comum para indústria eletroeletrônica, implementando-se alguns mecanismos de sintonia e de ajuste da abertura de acoplamento entre ressonadores. Ao longo do ensaio experimental houve a necessidade de adotar uma solução para lidar com uma situação não prevista: o *ruído por contato*, causado pela vibração das partes móveis do sistema de abertura da janela de acoplamento. A técnica empregada aumenta o contato elétrico do sistema de ajuste do acoplamento, além de estabilizá-lo mecanicamente.

Através do programa *Advanced Design System* – ADS simulou-se o circuito equivalente do protótipo do filtro helicoidal, obtendo-se resultados similares às especificações calculadas com o MATLAB[®] e às medidas experimentais.

Com o protótipo desenvolvido, as simulações numéricas e os ensaios experimentais permitiu-se realizar o modelamento teórico do comportamento do dispositivo, ampliando a compreensão sobre esse tipo de dispositivo.

Mesmo sabendo que, por vários autores, o acoplamento entre ressonadores helicoidais é considerado o problema mais complicado na realização do projeto desse filtro específico, foi possível mostrar novas análises e relações, vinculando-se o fator de acoplamento entre ressonadores com as características dimensionais da janela de acoplamento, obtendo-se resultados compatíveis com ZVEREV (1967), que era, até então, a única referência encontrada sobre tal análise. Também foi possível inferir sobre a mudança de comportamento da variação da frequência de ressonância em função da altura e localização da abertura de acoplamento entre ressonadores.

Este trabalho oferece um procedimento de projeto e simulação numérica capazes de auxiliar na fase de desenvolvimento e realização industrial dos filtros helicoidais, reduzindo o tradicional empirismo utilizado para esse dispositivo.

Uma vez que neste trabalho não foi abordada a análise do acoplamento entre ressonadores, fazendo-se uso das equações de Maxwell para o cálculo da distribuição do campo eletromagnético no interior do ressonador, esta torna-se uma sugestão para trabalhos futuros. Esta proposta de trabalho, se realizada com sucesso, trará contribuições originais sobre o tema.

Referências Bibliográficas

- [1] AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE, Inc. – **The ARRL Handbook 2004**. Cap. 16 “Filters and Projects”, p. 16.41-16.45, 2004.
- [2] BOWICK, Chris – **RF Circuit Design**. Howard W. Sams & Company, 1982.
- [3] BLINCHIKOFF, Herman. J.; ZVEREV, Anatol I. – **Filtering in the Time and Frequency Domain**. New York: John Wiley and Sons, 1976.
- [4] BROOMFIELD, Carl; EVERARD, Jeremy – High Q Printed Helical Resonators and Filters. **IEEE International Frequency Control Symposium**, p. 819-822, 2003.
- [5] CLARKE, Kenneth K.; HESS, Donald T. – **Communication Circuits Analysis and Design**. New York: John Wiley and Sons, 1976.
- [6] COHEN, Morris – Design Techniques Utilizing Helical Line Resonators. **The Microwave Journal**, Vol. 8, p. 69-73, May 1965.
- [7] CORUM, Kenneth L.; CORUM, James F. – RF Coils, Helical Resonators and Voltage Magnification by Coherent Spatial Modes. **TELSIKS 2001**, University of Nis, Yugoslavia, September 2001, and **IEEE Microwave Review**, 2001.
- [8] CUTLER, C. C. – Experimental Determination of Helical-Wave Properties. **Proceedings of The I.R.E.**, p. 230-233, February 1948.
- [9] DISHAL, Milton – Alignment and Adjustment of Synchronously Tuned Multiple-Resonant-Circuit Filters. **Proceedings of The I.R.E.**, p. 1448-1455, November 1950.
- [10] EXCELL, Peter S.; HEJAZI, Zuhair M. – Electrically Small Resonator Using Thick-Film High-Tc Superconducting Wire Helix. **IEEE Transactions on Applied Superconductivity**, Vol. 9, no. 4, p. 4655-4660, December 1999.

-
- [11] FISK, James R. – Helical-Resonator Design Techniques. **QST**, p. 11-14, June 1976.
- [12] GROVER, Frederick W. – **Inductance Calculations: Working Formulas and Tables**. New York: Dover Publications, 1946.
- [13] HAAGEN, Gary A. V. – The Electrical Tuning of Helical Resonators. **The Microwave Journal**, p. 84-90, August 1967.
- [14] HAYKIN, Simon; VEEN, Barry Van – **Sinais e Sistemas**. Trad. José Carlos Barboza dos Santos. Porto Alegre: Bookman, 2001. Cap. 8, p. 495-513.
- [15] KRAUSS, John D.; FLEISCH, Daniel A. – **Electromagnetics with Applications**. 5th Ed. McGraw-Hill, 1999.
- [16] KWORK, R. S.; FIEDZIUSZKO, S. J. – Dual Mode Helical Resonators. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, Vol. 48, no. 3, March 2000.
- [17] LEW, Mirin – Tuning Cavity Resonator Bandpass Filters—Faster. **HP 8510 & 8720 News**, p. 6-8, October 1998.
- [18] MACALPINE, W. W.; SCHILDKNECHT, R. O. – Coaxial Resonator with Helical Inner Conductor. **Proceedings of The I.R.E.**, p. 2099-2105, December 1959.
- [19] MEYER, W. – Helical Resonators for Measuring Dielectric Properties of Materials. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, Vol. MTT-29, no. 3, March 1981.
- [20] MILEY, Daniel J.; BEYER, James B. – Field Analysis of Helical Resonators with Constant-Bandwidth Filter Application. **IEEE Transactions on Parts, Materials and Packaging**, Vol. PMP-5, no. 3, September 1969.
- [21] NASCIMENTO, Juarez do – **Telecomunicações**. São Paulo: Makron Books, 1992. p. 390-432.
- [22] O’MEARA, T. R.; ZVEREV, A. I.; BLINCHIKOFF, H. J. – Correspondence about “Realization of a Filter with Helical Components”. **IRE Transactions on Component Parts**, p. 213-214, December 1962.

- [23] PALMA, Diego P.; PEREIRA, Wilton N. A.; *et al* – Desenvolvimento Simulação e Medidas em um Filtro Helicoidal na Faixa de VHF. **Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo – CBMag 2002**, Universidade Federal do Rio Grande do Sul (UFRGS), out., 2002.
- [24] PARK, Jong-Chul; KANG, Bongkoo – Impedance Model of Helical Resonator Discharge. **IEEE Transactions on Plasma Science**, Vol. 25, no. 6, December 1997.
- [25] RHEA, Randy W. – **Filters and an Oscillator Using a New Solenoid Model**. Eagleware Corporation. November 2000. Disponível em: <http://www.eagleware.com/pdf/apps/2020_FiltOscUsingSolenoid.pdf>. Acesso em: 19 AGO. 2004.
- [26] SEDRA, Adel. S.; SMITH, Kenneth. C. – **Microeletrônica**. 4^a ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2000. p. 812-843.
- [27] SERRA, Celso Penteadó – **Teoria e Projeto de Filtros**. Campinas: Cartgraf, 1983.
- [28] TAYLOR, David – **Helical Resonator Notch Filter**. Edinburgh, Jul. 2000. Disponível em: <<http://www.david-taylor.blueyonder.co.uk/wxsat/filters/HelicalNotch.htm>>. Acesso em: 12 abril 2002.
- [29] TERMAN, Frederick E. – **Radio Engineer's Handbook**. New York: McGraw-Hill, 1943.
- [30] VIZMULLER, Peter – **Filters with Helical and Folded Helical Resonators**. Norwood: Artech House, 1987.
- [31] _____ – **RF Design Guide: Systems, Circuits, and Equations**. Norwood: Artech House, 1995.
- [32] WHITE ELECTROMAGNETICS, Inc. – **A Handbook on Electrical Filters**. Rockville, Maryland, 1963
- [33] ZVEREV, Anatol I. – **Handbook of Filter Synthesis**. New York: John Wiley and Sons, 1967. Cap. 9, p. 499-521.

-
- [34] ZVEREV, A. I.; BLINCHIKOFF, H. J. – Realization of a Filter with Helical Components. **IRE Transactions on Component Parts**, Vol. 8, p. 99-110, September 1961.

Anexo A

Programa Gerado no MATLAB[®] para o Projeto do Filtro Helicoidal

Anexo A.1 Listagem do Programa

Abaixo segue a listagem do software de projeto do filtro helicoidal.

```
function []=filtro_helicoidal_projeto()

%   Título:          Projeto do filtro helicoidal
%
%   Arquivo:         filtro_helicoidal_projeto.m
%
%   Instituicao:     INATEL - Instituto Nacional de Telecomunicacoes
%
%   Autor:          Diego Pivoto Palma
%                  (E-MAIL: diego@inatel.br; MSN: diego_palma@passport.com)
%
%   Versao:         Ver.5.0 Jan./2005 (c)
%
%   Finalidade:     Funcao para dimensionamento do filtro helicoidal, a partir das
%                  especificacoes da curva de atenuacao desejada.
%
%   Parametros de entrada:
%   - frequencia central;
%   - largura de faixa de -3dB;
%   - perda por insercao admissivel;
%   - largura de faixa de protecao;
%   - atenuacao para a largura de faixa de protecao;
%   - impedancias de entrada e de saida.
%
%   Parametros de saida:
%   - numero de ressonadores para atender a seletividade (atenuacao) desejada;
%   - fator de qualidade dos ressonadores helicoidais;
%   - principais dimensoes do ressonador helicoidal;
%   - impedancia caracteristica do ressonador helicoidal;
%   - pontos de acoplamento de entrada e de saida;
%   - circuito equivalente
%   - abertura da janela de acoplamento entre cavidades. <= (objetivo da tese)

%   Definicao das variaveis utilizadas:
%
%   - Para parametros de entrada:
%
%   f0 = frequencia central [MHz]
%   BW3dB = BW(-3dB) = faixa de passagem do filtro passa-faixa ou largura de faixa de
%   -3dB [MHz]
%   IL = perda por insercao [dB]
%   BW = largura de faixa de protecao ou largura de faixa [MHz] para uma dada atenuacao
%   (A)
%   A = atenuacao [dB] para a largura de faixa de protecao ou atenuacao para uma dada
%   largura de faixa (BW)
%   Zin = impedancia de entrada [ohms]
```

```
% Zout = impedancia de saida [ohms]
%
% - Para parametros de saida:
%
% n = numero de elementos ou numero de ressonadores do filtro
% Q = fator de qualidade sem carga do ressonador
% D = diametro interno da cavidade cilindrica [m]
% S = lado do quadrado, para a cavidade de seccao quadrada [m]
% H = comprimento interno da cavidade [m]
% b = comprimento axial da helicoide [m]
% d = diametro medio da helicoide [m]
% N = numero de espiras do enrolamento da helicoide
% P = passo do enrolamento [m]
% d0 = diametro do fio da helicoide [m]
% Z0 = impedancia caracteristica do ressonador helicoidal [ohms]
% ang_ele_tap_in = angulo eletrico do ponto de acoplamento de entrada a partir da
% extremidade aterrada da helicoide [graus]
% tap_in = ponto de acoplamento de entrada [voltas da extremidade aterrada da
% primeira helicoide]
% ang_tap_in = angulo geometrico do ponto de acoplamento de entrada a partir da
% extremidade aterrada da helicoide [graus]
% ang_ele_tap_out = angulo eletrico do ponto de acoplamento de saida a partir da
% extremidade aterrada da helicoide [graus]
% tap_out = ponto de acoplamento de saida [voltas da extremidade aterrada da
% ultima helicoide]
% ang_tap_out = angulo geometrico do ponto de acoplamento de saida a partir da
% extremidade aterrada da helicoide [graus]
% L_total = indutancia equivalente do ressonador helicoidal (total de cada no') [H]
% C_total = capacitancia equivalente do ressonador helicoidal (total de cada no') [F]
% R_perdas = resistencia equivalente as perdas (paralelo) no ressonador helicoidal
% [ohm]
% C_K = capacitancias de acoplamento = vetor contendo: C12, C23, C34, ..., C(n-1)(n)
% [F]
% L_K = indutancias de acoplamento = vetor contendo: L12, L23, L34, ..., L(n-1)(n)
% [H]
% L = indutancias equivalentes de cada ressonador = vetor contendo: LI, LII, LIII,
% ..., Ln [H]
% C = capacitancias equivalentes de cada ressonador = vetor contendo: CI, CII, CIII,
% ..., Cn [F]
% L1_A = parte superior do indutor de entrada [H]
% L1_B = parte inferior do indutor de entrada [H]
% Ln_A = parte superior do indutor de saida [H]
% Ln_B = parte inferior do indutor de saida [H]
%
% - De uso geral:
%
% w0 = frequencia de ressonancia [rad/s]
% BW_norm * = BW/BW3dB = largura de faixa normalizada em relacao a faixa de passagem
% (* = nao utilizada ainda)
% qmin = fator de qualidade normalizado minimo para que o filtro seja realizavel
% cont_n = registro contador da variavel n
% Acoef = coeficientes do denominador da funcao Butterworth
% Bcoef = coeficientes do numerador da funcao Butterworth
% q1 = fator de qualidade normalizado da primeira cavidade
% qn = fator de qualidade normalizado da ultima cavidade
% k = fator de acoplamento normalizado entre as cavidades (cont_n-1) e (cont_n)
% Qd1 = fator de qualidade duplamente carregado da primeira cavidade
% Qdn = fator de qualidade duplamente carregado da ultima cavidade
% Q1 = fator de qualidade do primeiro ressonador
% Qn = fator de qualidade do ultimo ressonador
% R_total = resistencia paralelo do ressonador, devido Q1 ou Qn serem finitos [ohm]
% R_tap = resistencia do tap de entrada (Zin) ou do tap de saida (Zout) [ohm]
% R_eq = resistencia equivalente ao R_tap, visto do outro lado do transformador [ohm]
% Q_tap = fator de qualidade do paralelo de R_tap com L_1B, para entrada (ou L_nB,
% para saida)
% Q_eq = fator de qualidade do paralelo de R_eq com L_eq (ou C do 1o. ou ultimo
% ressonador)

clc;
close all;
global Zve % Declara variaveis globais contidas no arquivo "Variaveis_FH.mat"
global Zve_inf
load Variaveis_FH.mat
```

```
% Entrada dos parametros para o projeto
f0 = 172.6;
BW3dB = 1.3;
IL = 1.37145;
BW = 20;
A = 50;
Zin = 50;
Zout = 50;

disp('*****');
disp('***** Projeto do Filtro Helicoidal *****');
disp('*****');
disp(' ');
disp('***** Parâmetros selecionados: *****');
sprintf(' Freqüência central ----- f_0 = %d [Mhz]',f0)
sprintf(' Faixa de passagem ----- BW(-3dB) = %d [Mhz]',BW3dB)
sprintf(' Perda por inserção ----- I_L = %d [dB]',IL)
sprintf(' Largura de faixa de proteção ----- BW = %d [MHz]',BW)
sprintf(' Atenuação para a faixa de rejeição -- A = %d [dB]',A)

disp('***** Parâmetros de saída calculados *****');
n = round(ceil(log10(10^(A/10)-1)/(2*log10(BW/BW3dB)))) % Calculo do numero de
% ressonadores

qmin = 1/(sin(pi/(2*n))); % Calculo do fator de qualidade minimo normalizado

q = 0; % Inicializa valor da variavel
k = 0; % Inicializa valor da variavel para o caso de haver somente um ressonador

if IL>1 % Verificacao da necessidade da tecnica de pre-distorcao
    q = interp1(Zve(:,2,n),Zve(:,1,n),IL,'cubic'); % Calculo atraves de interpolacao
% cubica dos valores da tab Zverev
    q1 = interp1(Zve(:,2,n),Zve(:,3,n),IL,'cubic') % Fator de qualidade normalizado
% da primeira cavidade
    qn = interp1(Zve(:,2,n),Zve(:,4,n),IL,'cubic') % Fator de qualidade normalizado
% da ultima cavidade
    if n>1
        for cont_n=1:(n-1)
            k(cont_n) = interp1(Zve(:,2,n),Zve(:,cont_n+4,n),IL,'cubic'); % Fator de
% acoplamento entre as cavidades
% (cont_n-1) e (cont_n)
        end
    end
else % Funcao Butterworth sem pre-distorcao: calculo de q atraves da funcao de
% transferencia normalizada com perdas (IL<=1)
[Bcoef,Acoef] = BUTTER(n,1,'s');
C = 10^(IL/20);
Acoef(n+1) = Acoef(n+1)-C;
raizes = roots(Acoef);
for cont_n=1:n
    if (imag(raizes(cont_n))==0 & real(raizes(cont_n))>0)
        q = 1/raizes(cont_n)
    end
end
q1 = Zve_inf(n,1) % Fator de qualidade normalizado da primeira cavidade
qn = Zve_inf(n,2) % Fator de qualidade normalizado da ultima cavidade
if n>1
    for cont_n=1:(n-1)
        k(cont_n) = Zve_inf(n,cont_n+2); % Fator de acoplamento normalizado entre as
% cavidades (cont_n-1) e (cont_n)
    end
end
end
disp('***** Fator de qualidade sem carga *****');
Q = q*f0/BW3dB % Fator de qualidade sem carga

% Calculo das dimensoes fisicas do ressonador helicoidal

disp('* Dimensoes do ressonador helicoidal de cavidade de seccao circular *');
D = Q/(1961*sqrt(f0)) % Dimensoes do ressonador helicoidal de cavidade cilindrica
H = 1.325*D
```

```
b = 0.825*D
d = 0.55*D
N = 48.4/(f0*D)
P = D^2*f0/58.666
d0 = D^2*f0/117.33
Z0 = 2505/(D*f0)

disp('* Dimensoes do ressonador helicoidal de cavidade de seccao quadrada *');
S = Q/(2353*sqrt(f0)) % Dimensoes do ressonador helicoidal de cavidade de seccao
% transversal quadrada

H_s = 1.59*S
b_s = 0.99*S
d_s = 0.66*S
N_s = 40.33/(f0*S)
P_s = S^2*f0/40.74
d0_s = S^2*f0/81.48
Z0_s = 2088/(S*f0)

% Calculo do ponto ("tap") de acoplamento de entrada e de saida
disp('***** Ponto ("tap") de acoplamento de entrada e de saida *****');
Qd1 = 0.5*q1*f0/BW3dB; % Fator de qualidade duplamente carregado do primeiro
% ressonador
Qdn = 0.5*qn*f0/BW3dB; % Fator de qualidade duplamente carregado do ultimo ressonador
ang_ele_tap_in = rad2deg(asin(sqrt(0.5*pi/4*(1/Qd1-1/Q)*Zin/Z0)));
ang_ele_tap_out = rad2deg(asin(sqrt(0.5*pi/4*(1/Qdn-1/Q)*Zout/Z0)));
tap_in = N*ang_ele_tap_in/(90)
tap_out = N*ang_ele_tap_out/(90)
ang_tap_in = tap_in*360
ang_tap_out = tap_out*360

% Calculo dos componentes para o circuito equivalente do ressonador helicoidal
disp('* Componentes para o circuito equivalente do ressonador helicoidal *');
f0 = 160; % Igual `a pratica
w0 = 2*pi*f0*1E6;
L_total = b*d^2/P^2*(1-(0.55)^2)*1e-6 % Indutancia equivalente do ressonador
% helicoidal (total de cada no')
C_total = b*29/log10(1.818182)*1e-12; % Capacitancia equivalente do ressonador
% helicoidal (total de cada no')

C_total = 1/(L_total*w0^2) % Para dar f0 igual `a pratica
R_perdas = Q*w0*L_total % Resistencia equivalente as perdas (paralelo) do ressonador
% helicoidal

% Calculo do(s) fator(es) de acoplamento entre ressonadores
disp('***** Fator(es) de acoplamento entre ressonadores *****');
k % Normalizado
K = k*(BW3dB/f0)

% Calculo dos componentes de cada no' do filtro (os componentes variam de acordo com
% o acoplamento: indutivo ou capacitivo)
disp('***** Componentes de cada noh do circuito equivalente do filtro helicoidal
*****');
C_K = 0; % Inicializa a variavel, para caso o acoplamento seja indutivo ao inves de
% capacitivo
L_K = 0; % Inicializa a variavel, para caso o acoplamento seja capacitivo ao inves de
% indutivo

if n==1 % Para um unico ressonador
    disp('***** Filtro com um unico ressonador *****');
    C = C_total;
    L = L_total;
end

if n>1 % Para mais de um ressonador

    % Com acoplamento capacitivo entre ressonadores:
    disp('***** Circuito equivalente com acoplamento capacitivo entre ressonadores
*****');
    C_K = C_total*K % Capacitores de acoplamento: C12 , C23, C34 , ... , C(n-1) (n)

    C(1) = C_total - C_K(1); % Capacitor do primeiro ressonador (CI)
    for cont_n=2:(n-1)
        C(cont_n) = C_total - C_K(cont_n-1) - C_K(cont_n);
```

```
end
C(n) = C_total - C_K(n-1); % Capacitor do ultimo ressonador (Cn)

for cont_n=1:n
    L(cont_n) = L_total; % Para acoplamento capacitivo, todos indutores sao
iguais a L_total
end
L % Valores de L e C, caso seja escolhido acoplamento capacitivo
C
% Calculo do transformador de impedancia de entrada
disp('***** Transformador de impedancia de entrada (acoplamento capacitivo)
*****');
R_tap = Zin
Q1 = q1*(f0/BW3dB);
R_total = Q1*w0*L_total;
R_eq = ( R_total^-1 - R_perdas^-1 )^-1;
Q_eq = R_eq/(w0*L(1));
L1_B = R_tap/(w0*sqrt((R_tap/R_eq)*(Q_eq^2+1)-1))
Q_tap = R_tap/(w0*L1_B);
L1_A = L1_B*(Q_eq*Q_tap-Q_tap^2)/(Q_tap^2+1)

% Calculo do transformador de impedancia de saida
disp('***** Transformador de impedancia de saida (acoplamento capacitivo)
*****');
R_tap = Zout
Qn = qn*(f0/BW3dB);
R_total = Qn*w0*L_total;
R_eq = ( R_total^-1 - R_perdas^-1 )^-1;
Q_eq = R_eq/(w0*L(n));
Ln_B = R_tap/(w0*sqrt((R_tap/R_eq)*(Q_eq^2+1)-1))
Q_tap = R_tap/(w0*Ln_B);
Ln_A = Ln_B*(Q_eq*Q_tap-Q_tap^2)/(Q_tap^2+1)

% Com acoplamento indutivo entre ressonadores:
disp('***** Circuito equivalente com acoplamento indutivo entre ressonadores
*****');
L_K = L_total./K % Indutores de acoplamento: L12 , L23, L34 , ... , L(n-1)(n)

L(1) = ( (L_total)^-1 - (L_K(1))^-1 )^-1; % Indutor do primeiro ressonador (L1)
for cont_n=2:(n-1)
    L(cont_n) = ( (L_total)^-1 - (L_K(cont_n-1))^-1 - (L_K(cont_n))^-1 )^-1;
end
L(n) = ( (L_total)^-1 - (L_K(n-1))^-1 )^-1;; % Indutor do ultimo ressonador (Ln)

for cont_n=1:n
    C(cont_n) = C_total; % Para acoplamento indutivo, todos capacitores sao
iguais a C_total
end
L % Valores de L e C, caso seja escolhido acoplamento indutivo
C
% Calculo do transformador de impedancia de entrada
disp('***** Transformador de impedancia de entrada (acoplamento indutivo)
*****');
R_tap = Zin
Q1 = q1*(f0/BW3dB);
R_total = Q1*w0*L_total;
R_eq = ( R_total^-1 - R_perdas^-1 )^-1;
Q_eq = R_eq/(w0*L(1));
L1_B = R_tap/(w0*sqrt((R_tap/R_eq)*(Q_eq^2+1)-1))
Q_tap = R_tap/(w0*L1_B);
L1_A = L1_B*(Q_eq*Q_tap-Q_tap^2)/(Q_tap^2+1)

% Calculo do transformador de impedancia de saida
disp('***** Transformador de impedancia de saida (acoplamento indutivo)
*****');
R_tap = Zout
Qn = qn*(f0/BW3dB);
R_total = Qn*w0*L_total;
R_eq = ( R_total^-1 - R_perdas^-1 )^-1;
Q_eq = R_eq/(w0*L(n));
Ln_B = R_tap/(w0*sqrt((R_tap/R_eq)*(Q_eq^2+1)-1))
```

```
Q_tap = R_tap/(w0*Ln_B);  
Ln_A = Ln_B*(Q_eq*Q_tap-Q_tap^2)/(Q_tap^2+1)  
end
```

Anexo A.2 Resultados Fornecidos pelo Programa

A partir das características desejadas para o protótipo do filtro helicoidal para os ensaios experimentais, a função gerada no MATLAB forneceu os seguintes resultados:

```
*****  
***** Projeto do Filtro Helicoidal *****  
*****  
  
***** Parâmetros selecionados: *****  
  
Frequência central ----- f_0 = 1.726000e+002 [Mhz]  
Faixa de passagem ----- BW(-3dB) = 1.300000e+000 [Mhz]  
Perda por inserção ----- I_L = 1.371450e+000 [dB]  
Largura de faixa de proteção ----- BW = 20 [MHz]  
Atenuação para a faixa de rejeição -- A = 50 [dB]  
  
***** Parâmetros de saída calculados *****  
  
n = 2  
q1 = 1.4142  
qn = 1.4142  
  
***** Fator de qualidade sem carga *****  
  
Q = 1360.3  
  
* Dimensões do ressonador helicoidal de cavidade de secção circular*  
  
D = 0.0528  
H = 0.06996  
b = 0.04356  
d = 0.02904  
N = 5.3109  
P = 0.0082021  
d0 = 0.0041011  
Z0 = 274.87  
  
* Dimensões do ressonador helicoidal de cavidade de secção quadrada*  
  
S = 0.044004  
H_s = 0.069966  
b_s = 0.043564  
d_s = 0.029043  
N_s = 5.31  
P_s = 0.0082035  
d0_s = 0.0041018
```

Z0_s = 274.92

******* Ponto ("tap") de acoplamento de entrada e de saída *******

tap_in = 0.089998
tap_out = 0.089998
ang_tap_in = 32.399
ang_tap_out = 32.399

*** Componentes para o circuito equivalente do ressonador helicoidal ***

L_total = 3.8087e-007
C_total = 2.5979e-012
R_perdas = 5.2085e+005

******* Fator(es) de acoplamento entre ressonadores *******

k = 0.7071
K = 0.0057452

******* Componentes de cada nó do circuito equivalente do filtro helicoidal *******

******* Circuito equivalente com acoplamento capacitivo entre ressonadores *******

C_K = 1.3835e-014
L = 3.8087e-007 3.8087e-007
C = 2.583e-012 2.583e-012

******* Transformador de impedância de entrada (acoplamento capacitivo) *******

R_tap = 50
L1_B = 9.9344e-009
L1_A = 3.7131e-007

******* Transformador de impedância de saída (acoplamento capacitivo) *******

R_tap = 50
Ln_B = 9.9344e-009
Ln_A = 3.7131e-007

******* Circuito equivalente com acoplamento indutivo entre ressonadores *******

L_K = 6.6294e-005
L = 3.8307e-007 3.8307e-007
C = 2.5979e-012 2.5979e-012

******* Transformador de impedância de entrada (acoplamento indutivo) *******

R_tap = 50
L1_B = 9.9941e-009
L1_A = 3.7346e-007

***** Transformador de impedância de saída (acoplamento indutivo)

R_tap = 50
Ln_B = 9.9941e-009
Ln_A = 3.7346e-007

Anexo B

Funções Geradas no MATLAB[®] e Utilizadas para os Gráficos

Anexo B.1 Curvas de Atenuação Butterworth de Ordem n

Função para gerar as curvas de atenuação para o filtro Butterworth de ordem n .

```
function []=filtro_butterworth()

% Título:          Características do filtro Butterworth
%
% Arquivo:         filtro_butterworth.m
%
% Instituição:     INATEL - Instituto Nacional de Telecomunicações
%
% Mestrando:      Diego Pivoto Palma          (C) Ago./2003
%
% Finalidade:     Função que gera as curvas de atenuação do filtro
%                 Butterworth.
%
% Parâmetros de entrada:
%   - (vazio).
%
% Parâmetros de saída:
%   - Curvas de atenuação na banda de rejeição;

% Definição das variáveis utilizadas:
%
%   - Para parâmetros de entrada:
% (vazio)
%
%   - Para parâmetros de saída:
% n = numero de elementos ou numero de ressonadores do filtro
% BW = largura de faixa para um requerido valor de atenuação
% BWc = BW(-3dB) = faixa de passagem do filtro passa-faixa ou
%       largura de faixa de -3dB
% BW_norm = BW/BWc = largura de faixa normalizada em relação à faixa
%           de passagem
```

```

clc;
close all;

disp('Curvas características de atenuação para filtros passa-faixa
Butterworth');
disp(' ');

BW_norm = 1:0.01:10; % vetor de freq. normalizadas
for n = 1:10
    A = 10*log10(1+BW_norm.^(2*n));
    figure(1);
    semilogx(BW_norm,A)
    hold on;
    title('Curvas características de atenuação para filtros passa-
faixa Butterworth');
    xlabel('Largura de faixa normalizada BW / BW(-3dB)');
    ylabel('Atenuação [dB]');
    grid on;
end

```

Anexo B.2 Funções de Transferência para o Filtro Butterworth de Ordem 4

Seqüência de comandos do MATLAB[®] para encontrar as funções de transferência normalizadas para o filtro Butterworth de ordem 4 com q infinito (sem perdas) e para o filtro com q finito (com perdas), com $q = 10 \cdot q_{\min}$.

```

>> n = 4 % Número de ressonadores igual a 4
n =
    4
>> [B,A] = BUTTER(n,1,'s')
B =
    0    0    0    0    1.0000
A =
    1.0000    2.6131    3.4142    2.6131    1.0000
>> p=roots(A) % Pólos da função sem perdas
p =
   -0.3827 + 0.9239i
   -0.3827 - 0.9239i
   -0.9239 + 0.3827i
   -0.9239 - 0.3827i
>> k=1
k =
    1
>> syszpk=zpk(z,p,k)
Zero/pole/gain:
    1

```

```

-----
(s^2 + 1.848s + 1) (s^2 + 0.7654s + 1)

>> systf=tf(syszpk)
Transfer function:          % Função de transferência sem perdas
          1
-----
s^4 + 2.613 s^3 + 3.414 s^2 + 2.613 s + 1

>> z_d=roots(B)
z_d =
    Empty matrix: 0-by-1

>> p_d=roots(A)
p_d =
   -0.3827 + 0.9239i
   -0.3827 - 0.9239i
   -0.9239 + 0.3827i
   -0.9239 - 0.3827i

>> k_d=1
k_d =
     1

>> p_d=p_d-1/(10*A(2))      % Pólos da função com perdas
p_d =                      % deslocados para a esquerda por (1/q)
   -0.4210 + 0.9239i
   -0.4210 - 0.9239i
   -0.9621 + 0.3827i
   -0.9621 - 0.3827i

>> syszpk_d=zpk(z_d,p_d,k_d)
Zero/pole/gain:
          1
-----
(s^2 + 1.924s + 1.072) (s^2 + 0.8419s + 1.031)

>> systf_d=tf(syszpk_d)
Transfer function:          % Função de transferência com perdas
          1
-----
s^4 + 2.766 s^3 + 3.723 s^2 + 2.886 s + 1.105

```

Anexo B.3 Curvas de Magnitude da Resposta em Freqüência do Filtro Butterworth de Ordem 4

Função para gerar as curvas de resposta em freqüência para o filtro Butterworth de ordem 4, com q infinito (sem perdas) e para o filtro com q finito (com perdas), sendo $q = 10 \cdot q_{\min}$.

```
function []=q_finito_butterworth()

% Título:          Comparação das curvas de reposta para q infinito
%                 e finito
%
% Arquivo:         q_finito_butterworth.m
%
% Instituição:     INATEL - Instituto Nacional de Telecomunicações
%
% Mestrando:      Diego Pivoto Palma          (C) Out./2003
%
% Finalidade:     Função que gera as curvas de reposta em frequência
%                 do filtro Butterworth com n=4 para q=infinito e
%                 q=10*qmin.

clc;
close all;

n = 4

[B,A] = BUTTER(n,1,'s')

z=roots(B)
p=roots(A)
k=1
syszpk=zpk(z,p,k)
systf=tf(syszpk)
figure(1); pzmap(systf)
hold on;
BW_norm=[0:499]*10/500;
H=freqresp(systf,BW_norm);
Hmag=abs(squeeze(H));
At=-20.*log10(Hmag);
figure(2); plot(BW_norm,At,'--')
hold on;
xlabel('Largura de faixa normalizada: \itBW / BW_{-3dB}');
ylabel('Atenuação [dB]');
grid on;
z_d=roots(B)
p_d=roots(A)
k_d=1
p_d=p_d-1/(10*A(2))
syszpk_d=zpk(z_d,p_d,k_d)
systf_d=tf(syszpk_d)
figure(1); pzmap(systf_d)
BW_norm=[0:499]*10/500;
H_d=freqresp(systf_d,BW_norm);
Hmag_d=abs(squeeze(H_d));
At_d=-20.*log10(Hmag_d);
figure(2); plot(BW_norm,At_d)
```

Anexo C

Tabela com os Valores de q e de k para os Pontos de -3 dB da Resposta Butterworth

Neste anexo encontra-se a tabela com os valores dos fatores de qualidade normalizados (q) e dos fatores de acoplamento normalizados (k) para o projeto do filtro com resposta Butterworth (ZVEREV, 1967).

Tabela C.1 Valores de q e de k para os pontos de -3 dB da resposta Butterworth.

n	q/q_{\min}	q	I_L	q_1	q_n	k_{12}	k_{23}	k_{34}	k_{45}	k_{56}	k_{67}	k_{78}
1	INF.	INF.	0,000	2,000	2,000							
	10	10,000	0,915	2,000	2,000							
	10/2	5,000	1,938	2,000	2,000							
	10/3	3,333	3,098	2,000	2,000							
	10/4	2,500	4,437	2,000	2,000							
	10/5	2,000	6,021	2,000	2,000							
	10/6	1,667	7,959	2,000	2,000							
	10/7	1,429	10,458	2,000	2,000							
2	INF.	INF.	0,000	1,4142	1,4142	0,7071						
	10	14,142	0,915	1,4142	1,4142	0,7071						
	10/2	7,071	1,938	1,4142	1,4142	0,7071						
	10/3	4,714	3,098	1,4142	1,4142	0,7071						
	10/4	3,536	4,437	1,4142	1,4142	0,7071						
	10/5	2,828	6,021	1,4142	1,4142	0,7071						
	10/6	2,357	7,959	1,4142	1,4142	0,7071						
	10/7	2,020	10,458	1,4142	1,4142	0,7071						

Tabela C.1 *Valores de q e de k para os pontos de -3 dB da resposta Butterworth.*

n	q/q_{\min}	q	I_L	q_1	q_n	k_{12}	k_{23}	k_{34}	k_{45}	k_{56}	k_{67}	k_{78}
3	INF.	INF.	0,000	1,0000	1,0000	0,7071	0,7071					
	10	20,000	0,958	0,8041	1,4156	0,7687	0,6582					
	10/2	10,000	2,052	0,8007	1,5359	0,7388	0,6716					
	10/3	6,667	3,300	0,8087	1,6301	0,7005	0,6879					
	10/4	5,000	4,742	0,8226	1,7115	0,6567	0,7060					
	10/5	4,000	6,443	0,8406	1,7844	0,6077	0,7256					
	10/6	3,333	8,512	0,8625	1,8497	0,5524	0,7470					
	10/7	2,857	11,157	0,8884	1,9068	0,4883	0,7706					
4	INF.	INF.	0,000	0,7654	0,7654	0,8409	0,5412	0,8409				
	10	26,131	1,002	0,5376	1,4782	1,0927	0,5668	0,6670				
	10/2	13,066	2,162	0,5355	1,6875	1,0745	0,5546	0,6905				
	10/3	8,710	3,489	0,5417	1,8605	1,0411	0,5373	0,6992				
	10/4	6,533	5,020	0,5521	2,0170	1,0004	0,5161	0,7207				
	10/5	5,226	6,822	0,5656	2,1621	0,9547	0,4906	0,7444				
	10/6	4,355	9,003	0,5819	2,2961	0,9051	0,4592	0,7706				
	10/7	3,733	11,772	0,6012	2,0159	0,8518	0,4192	0,7998				
5	INF.	INF.	0,000	0,6180	0,6180	1,0000	0,5559	0,5559	1,0000			
	10	32,361	1,045	0,5662	0,7261	1,0947	0,5636	0,5800	0,8106			
	10/2	16,180	2,263	0,5777	0,7577	1,0711	0,5408	0,6160	0,7452			
	10/3	10,787	3,657	0,5927	0,7869	1,0408	0,5144	0,6520	0,6860			
	10/4	8,090	5,265	0,6100	0,8157	1,0075	0,4844	0,6887	0,6278			
	10/5	6,472	7,151	0,6293	0,8449	0,9722	0,4501	0,7267	0,5681			
	10/6	5,393	9,425	0,6508	0,8748	0,9355	0,4103	0,7663	0,5048			
6	INF.	INF.	0,000	0,5176	0,5176	1,1688	0,6050	0,5176	0,6050	1,1688		
	10	38,637	1,084	0,6091	0,4721	1,0792	0,5589	0,5705	0,5779	1,2068		
	10/2	19,319	2,354	0,6334	0,4813	1,0553	0,5272	0,6111	0,5503	1,1587		
	10/3	12,879	3,808	0,6573	0,4922	1,0299	0,4936	0,6503	0,5233	1,1101		
	10/4	9,659	5,481	0,6819	0,5043	1,0039	0,4571	0,6896	0,4950	1,0610		
	10/5	7,727	7,439	0,7076	0,5174	0,9776	0,4171	0,7297	0,4637	1,0113		
	10/6	6,440	9,791	0,7348	0,5315	0,9510	0,3724	0,7713	0,4276	0,9610		
7	INF.	INF.	0,000	0,4450	0,4450	1,3424	0,6671	0,5268	0,5268	0,6671	1,3424	
	10	44,940	1,121	0,4272	0,4897	1,3980	0,7143	0,5146	0,5740	0,5745	1,1986	
	10/2	22,470	2,437	0,4366	0,5047	1,3622	0,7090	0,4901	0,6171	0,5397	1,1487	
	10/3	14,980	3,943	0,4475	0,5193	1,3225	0,7006	0,4636	0,6586	0,5071	1,1027	
	10/4	11,235	5,674	0,4594	0,5341	1,2810	0,6908	0,4342	0,6999	0,4737	1,0585	
	10/5	8,988	7,694	0,4723	0,5493	1,2383	0,6801	0,4010	0,7418	0,4378	1,0151	
	10/6	7,490	10,113	0,4863	0,5650	1,1945	0,6688	0,3630	0,7849	0,3976	0,9723	

Tabela C.1 *Valores de q e de k para os pontos de -3 dB da resposta Butterworth.*

n	q/q_{\min}	q	I_L	q_1	q_n	k_{12}	k_{23}	k_{34}	k_{45}	k_{56}	k_{67}	k_{78}
8	INF.	INF.	0,000	0,3902	0,3952	1,5187	0,7357	0,5537	0,5098	0,5537	0,7357	1,5187
	10	51,258	1,155	0,3584	0,4508	1,6793	0,8252	0,6208	0,4937	0,5790	0,5783	1,2471
	10/2	25,269	2,513	0,3650	0,4646	1,6485	0,8148	0,6234	0,4697	0,6230	0,5402	1,1842
	10/3	17,086	4,065	0,3732	0,4773	1,6108	0,8001	0,6227	0,4436	0,6652	0,5065	1,1299
	10/4	12,815	5,848	0,3823	0,4898	1,5699	0,7834	0,6206	0,4147	0,7070	0,4730	1,0794
	10/5	10,252	7,923	0,3922	0,5023	1,5271	0,7652	0,6177	0,3822	0,7493	0,4374	1,0310
	10/6	8,543	14,401	0,4030	0,5149	1,4828	0,7459	0,6140	0,3452	0,7924	0,3976	0,9841

Onde $q = Q \cdot \frac{BW_{-3\text{dB}}}{f_0}$ e $q_{\min} = \frac{1}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{2 \cdot n}\right)}$.

Anexo D

Artigo Publicado

A partir dos conteúdos desenvolvidos neste trabalho de dissertação de mestrado, foi publicado o artigo intitulado “Desenvolvimento Simulação e Medidas em um Filtro Helicoidal na Faixa de VHF”, dos autores PALMA, Diego P.; PEREIRA, Wilton N. A.; *et al.*

Esse artigo foi publicado no Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo – CBMag 2002, da Universidade Federal do Rio Grande do Sul – UFRGS, selecionado para a apresentação em seção plenária.

Nesse artigo são descritos o projeto, a montagem e as medidas realizadas em um filtro helicoidal de duas cavidades cilíndricas, ressonantes em 150MHz. A partir dessa estrutura foram feitas modificações, principalmente nas helicóides, para o uso como protótipo dos ensaios experimentais deste trabalho de mestrado.

Outras Obras Consultadas

1. ANATEL – *Glossário de Telecomunicações*. Disponível em: <www.anatel.org.br>. Acesso em: 8 FEV. 2001.
2. CERVO, Amado Luiz; BERVIAN, Pedro Alcino – *Metodologia científica*. 5ª ed. São Paulo: Prentice Hall, 2002.
3. HANSELMAN, Duane; LITTLEFIELD, Bruce – *MATLAB® 6: Curso completo*. São Paulo: Prentice Hall, 2003.
4. MATSUMOTO, Élia Yathie – *MATLAB® 6.5: Fundamentos de programação*. São Paulo: Editora Érica, 2002.
5. SPIEGEL, Murray Ralph – *Manual de fórmulas, métodos e tabelas de matemática*. 2ª ed. rev. e ampl. São Paulo: Makron, McGraw-Hill, 1992.