

VALTER DIEGO DA VEIGA SILVA

PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA DE FILTRO HELICOIDAL NA FAIXA DE UHF

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado à Escola de Engenharia de São
Carlos, da Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase
em Eletrônica

ORIENTADOR: Prof. Dr. José Carlos Sartori

**São Carlos
2009**

A Deus e a toda minha família, em especial a minha mãe, Mara Lúcia, a meu pai, José Valter, e a meu irmão, Vinícius.

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus por ter me dado força nos momentos difíceis e por ter me guiado pelo caminho certo nesta fase da minha vida.

Agradeço também aos meus pais, José Valter da Silva e Mara Lúcia de Jesus Veiga Silva, por serem mais do que pais, mas grandes amigos. Por terem sempre me apoiado nas decisões, muitas vezes difíceis, que tive que enfrentar até aqui. Por acreditarem na minha capacidade e, principalmente, por sempre confiarem em mim.

Agradeço ao professor José Carlos Sartori por, além de orientado, ter realmente participado neste trabalho, demonstrando dedicação e empenho, os quais foram essenciais para a conclusão deste trabalho.

Agradeço ao funcionário Rui Bertho, Departamento de Engenharia Elétrica, que construiu a blindagem do filtro com muita precisão e qualidade.

Agradeço também a meus amigos, que fizeram desta etapa da minha vida uma etapa gostosa e inesquecível.

Resumo

Neste trabalho foi feito o estudo e implementação de ressonadores helicoidais e sua aplicação em filtros passa-faixa. Foi feita uma síntese da literatura referente ao assunto, condensando toda a forma de projetar um filtro do tipo helicoidal em um roteiro de projeto. Como auxílio para este projeto, foi elaborado por outro estudante, Fábio Domingues Caetano, um software para dimensionamento de filtro passa-faixa helicoidal com o qual foram projetados dois filtros, o primeiro para uma averiguação da compatibilidade entre o resultado teórico obtido pelo software e os resultados obtidos pela análise experimental, e o segundo foi feito construindo janelas entre os ressonadores com abertura variável para se poder fazer um estudo do grau de acoplamento e sua influência na resposta do filtro.

A construção dos filtros foi feita com materiais facilmente encontrados no comércio, como tubo de latão e fio esmaltado. A dissertação também mostra detalhadamente todo o processo de montagem dos protótipos. Com os resultados experimentais dos dois filtros, foi feita uma comparação com produtos similares no mercado e avaliado a qualidade dos protótipos construídos.

Portanto, o trabalho apresentado a seguir mostra, de maneira objetiva, como projetar e construir um filtro passa-faixa de alta seletividade.

Palavras-Chave : Filtro helicoidal, ressonadores, VHF, UHF, passa-faixa, projeto.

Abstract

This work was done the study and implementation of helical resonators and its application in band-pass filters. It was made as a synthesis of literature on the subject, condensing all the way to design a helical-type filter in a script project. As an aid for this project, was made a software for sizing of helical band-pass filters by another student, Fábio Domingues Caetano. This software was applied to design two filters, the first one to investigate (to check) the compatibility of the theoretical result obtained by the software and the results obtained by experiment (empirically), and the second was done by constructing windows between resonators with variable aperture in order to make a study of the degree of coupling and its influence on the response of the filter.

The construction of the filters was made with materials easily found in trade, as brass tube and wire enamel. The dissertation also shows in detail the whole process of assembly of prototypes. We made a comparison with similar products on the market with the experimental results of the two filters, and assessed the quality of the prototypes built.

Therefore, the work presented below shows how to design and build a high selectivity band-pass filter in an objective way

Keywords: Helical filter, resonators, VHF, UHF, band-pass, project.

Lista de Figuras

Figura 2.1 Gráfico de resposta em frequência (somente a amplitude) de um filtro	13
Figura 2.2 Gráfico de resposta em frequência (somente a amplitude) de um filtro	14
Figura 2.3 Resposta em módulo de filtros Butterworth de várias ordens.	17
Figura 2.4 Diagrama de tolerância de um filtro passa-baixa prático.....	18
Figura 2.5 Distribuição dos pólos de $H(s)H(-s)$ no plano s para $n = 3$	19
Figura 2.6 Exemplo de representação gráfica de um filtro Chebyshev para um determinado valor de n	20
Figura 2.7 Exemplo de representação gráfica de um filtro Chebyshev inverso para um determinado valor de n	20
Figura 2.8 Exemplo do circuito de um filtro passa-faixa.	22
Figura 3.1 Ressonadores helicoidais de um quarto de onda, (a) com secção transversal circular e (b) com secção transversal quadrada	25
Figura 3.2 Ressonadores helicoidais de secção transversal circular e de secção transversal quadrada, com suas principais dimensões.....	30
Figura 3.3 Filtro Helicoidal com 4 ressonadores.	32
Figura 3.4 Acoplamento por conexão direta (“tap”) na helicóide.....	33
Figura 3.5 Acoplamento predominantemente indutivo entre ressonadores.	34
Figura 3.6 Acoplamento predominantemente capacitivo entre ressonadores.	34
Figura 3.7 Circuito equivalente de um ressonador helicoidal.....	35
Figura 3.8 Esquema básico de um filtro passa-faixa com os tipos de acoplamento capacitivo indutivo e magnético mútuo.....	35
Figura 3.9 Filtro de 2º ordem com acoplamento capacitivo.....	36
Figura 3.10 Filtro de 2º ordem com acoplamento indutivo.....	37
Figura 4.1 Tela Inicial do software utilizado para o projeto do filtro helicoidal.....	40
Figura 4.2 Tela de resposta do filtro com suas características e dimensões.	41
Figura 4.3 Tela de resposta do software com o ângulo tap de entrada e de saída.....	41
Figura 5.1 Desenho do Filtro helicoidal de cavidade com secção quadrada, com as exatas medidas usadas na construção do filtro.....	44
Figura 5.2 Desenho do Filtro helicoidal de cavidade com secção circular e janela de acoplamento regulável, com as exatas medidas usadas na construção do filtro.....	44
Figura 5.3 Tampa inferior removível do filtro 1, com os helicóides soldados e o com conectores tipo N	45
Figura 5.4 Desenho das peças referentes à construção da blindagem do filtro 1.....	46
Figura 5.5 Blindagem do filtro 1 com vista inferior.	46
Figura 5.6 Tampa inferior e blindagem do filtro 1 concluídos.	47

Figura 5.7 Filtro 1 concluído.....	47
Figura 5.8 Configuração do Analisador de rede e o filtro para a análise experimental.	48
Figura 5.9 Resposta do filtro 1 com os valores de $f_0 = 401,6$ MHz e $I_L = 2,038$ dB.....	48
Figura 5.10 Resposta do filtro 1 com destaque nos valores de $BW_{-3dB} = 10$ MHz , $A=-37$ dB inferior e -33 dB superior.	49
Figura 5.11 Razão de onda estacionária na porta 1 do analisador medida na frequência central. $S_{11}= 1,08$	50
Figura 5.12 Razão de onda estacionária na porta2 do analisador medida na frequência central. $S_{22}= 1,46$	50
Figura 5.13 Tampa inferior removível do filtro2 , com as helicóides soldadas e o com conectores tipo N	51
Figura 5.14 Desenho das peças referentes à construção da blindagem do filtro 2.....	52
Figura 5.15 Blindagem do filtro2 concluída, com vista inferior (a) e vista superior(b).....	52
Figura 5.16 Filtro2 concluído com as folhas de alumínio para a regulação da abertura das janelas de acoplamento.....	53
Figura 5.17 Resposta do Filtro2 no acoplamento crítico, com os valores de $f_0=401,6$ MHz e $I_L = 2,038$ dB	53
Figura 5.18 Resposta do Filtro2 no acoplamento crítico com destaque nos valores de $BW_{-3dB} = 6,8$ MHz, $A= -45,56$ dB inferior e $-42,17$ dB superior.....	54
Figura 5.19 Razão de onda estacionária na porta 1 do Analisador medida na frequência central. $S_{11}= 1,307$	55
Figura 5.20 Razão de onda estacionária na porta 1 do Analisador medida na frequência central. $S_{22}= 1,23$	55
Figura 5.21 Resposta do Filtro2 no sub-acoplamento com destaque nos valores de $I_L=-4,52$ dB, $BW_{-3dB} = 2,9$ MHz, $A = -56,0$ dB inferior e $-57,1$ dB superior.....	56
Figura 5.22 Razão de onda estacionária do Filtro2 no sub-acoplamento medida na frequência central. $S_{11}= 1,12$	57
Figura 5.23 Resposta do Filtro2 no super-acoplamento com destaque nos valores de $I_L= - 1,89$ dB , $BW_{-3dB} = 10,9$ MHz , $A=-37,17$ dB inferior e $-34,2$ dB superior	57
Figura 5.24 Razão de onda estacionária do Filtro2 no sub-acoplamento medida na frequência central. $S_{11}= 1,388$	58

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 Polinômios de Chebyshev para vários valores de n	20
Tabela 3.1 Resumo das características do filtro a partir da análise do fator de qualidade (q) ...	28
Tabela 3.2 Coeficientes do polinômio Butterworth de ordem n para n entre 1 e 8.	28
Tabela 3.3 Fator de correção para a perda por inserção do filtro Butterworth	29
Tabela 3.4 Equações simplificadas para o dimensionamento do ressonador helicoidal de secção transversal circular e secção transversal quadrada, a partir do valor de Q	31
Tabela 3.5 Equações para análise do filtro de segunda ordem com acoplamento capacitivo. ...	37
Tabela 3.6 Equações para análise do filtro de segunda ordem com acoplamento indutivo.	38
Tabela 5.1 Comparação dos filtros construídos com um filtro comercial de frequência central próxima.	59

Sumário

1	Introdução.....	10
1.1	Metodologia Empregada	10
2	Filtros.....	12
2.1	Caracterização de um Filtro	12
2.2	Filtros Passa-Faixa (Band-Pass).....	13
2.3	Aproximação de uma resposta em Frequência Adequada.....	16
2.3.1	A Função de Butterworth	16
2.3.2	Função de Chebyshev.....	19
2.3.3	Transformação de Frequência	21
2.3.4	Realização da função de transferência por um sistema físico	22
3	Filtros Helicoidais	24
3.1	Introdução ao Filtro Helicoidal	24
3.2	Projeto do Filtro Helicoidal.....	25
3.2.1	Número de Ressonadores	26
3.2.2	Considerações sobre o fator de qualidade (Q).....	26
3.2.3	Necessidade de Pré-distorção em Filtros com Perdas.....	27
3.2.4	Cálculo do Fator de Qualidade	28
3.2.5	Dimensionamento dos Ressonadores Helicoidais	29
3.2.6	Arranjo e Acoplamento entre os Ressonadores.....	31
3.2.7	Circuito Elétrico Equivalente do Filtro	34
3.2.8	Representação do Acoplamento Capacitivo.....	36
3.2.9	Representação do Acoplamento Indutivo.....	37
4	Projeto do Filtro Helicoidal	40
5	Implementação e Ensaio Experimentais	42
5.1	Especificação e Dimensionamento dos protótipos	42
5.2	Processo de montagem do filtro 1	45
5.2.1	Ensaio experimental	47
5.3	Processo de montagem do filtro 2	50
5.3.1	Ensaio experimental	53
5.4	Discussão dos Resultados Obtidos	58
5.5	Comparação com produtos similares comerciais	59
6	Conclusão	60
7	Referências	61
Anexo A	Tabela com os valores de q e de k para os pontos de -3dB da resposta de Butterworth	63

1 Introdução

O tema de interesse da pesquisa realizada é o levantamento dos conceitos básicos existentes para o projeto de filtros passa-faixa aplicados ao projeto de filtros do tipo helicoidal e, com a implementação prática, apurar o quão compatível os conceitos teóricos estão com os resultados práticos.

Os filtros helicoidais são dispositivos ímpares quando o assunto é a construção de seletores de frequência passivos que trabalhem nas faixas de VHF e UHF. Isto se justifica devido à sua alta seletividade e relativa facilidade de construção física. Além disso, nas altas frequências, os filtros construídos com arranjos de capacitores e indutores discretos não são capazes de reproduzir - na prática - o que estabelece a teoria elementar dos filtros elétricos (PALMA, 2005).

Um filtro será projetado para ser empregado no satélite universitário do projeto ITASAT, mais especificamente no transponder de coleta de dados, do enlace terra-satélite. A frequência na qual o filtro será projetado deverá ser de 401.6MHz.

1.1 Metodologia Empregada

Com uma base teórica, foi feito um roteiro utilizando as fórmulas necessárias para o projeto, e através destas fórmulas, foi elaborado pelo aluno Fábio Domingues Caetano um programa computacional para tornar mais rápido e fácil tal projeto. Com o programa feito, foram inseridos os dados de entrada necessários e então se obteve as dimensões do filtro. Com esses dados, foram construídos dois filtros:

- um com cavidade de secção quadrada, utilizando latão como material para a construção da cavidade;
- e outro de cavidade de secção circular, com as janelas de acoplamento reguláveis para verificar a resposta de um filtro com acoplamento crítico, sub-acoplamento e super-acoplamento, utilizando também latão como material para a construção da cavidade.

2 Filtros

Para maior clareza dos parâmetros e conceitos envolvidos no projeto de um filtro helicoidal do tipo passa-faixa (que é o filtro de interesse deste trabalho), neste capítulo serão apresentados, de maneira apenas introdutória, os conceitos e terminologias inerentes aos filtros de uma forma geral. Por fim, será feita uma abordagem também introdutória do projeto de filtros do tipo passa-faixa.

2.1 Caracterização de um Filtro

Os filtros recebem este nome porque são capazes de filtrar certos sinais de entrada, usando como critério suas frequências, e separá-los de outros sinais. Podem ser denominados como filtros, os circuitos cujo comportamento varia de acordo com a frequência do sinal aplicado a eles. De maneira objetiva, pode-se dizer que um filtro modifica as componentes de frequência do sinal de entrada.

A resposta deste tipo de circuito, ou seja, a forma como eles se comportam de acordo com a frequência do sinal aplicado, depende não só dos tipos de elementos presentes no circuito, mas também da forma como esses elementos estão interligados e da impedância destes elementos. Apesar da mudança da frequência do sinal de entrada não alterar nem os tipos de elementos presentes no circuito do filtro, e nem a forma como estão ligados, ela pode alterar consideravelmente as impedâncias de elementos como capacitores e indutores. Isto ocorre porque as impedâncias desses elementos dependem da frequência do sinal a que estão submetidos. Devido a tal característica, escolhendo e arranjando corretamente os elementos de um circuito, pode-se montar filtros que deixam passar apenas sinais contidos em certa faixa de frequência. Por esse motivo, os filtros também recebem o nome de circuitos de seleção de frequência. Muitos dispositivos de comunicação que utilizam sinais elétricos como telefone, rádios, televisores e satélites utilizam circuitos de seleção de frequência para a realização de suas funções (NILSSON, 2003).

2.2 Filtros Passa-Faixa (Band-Pass)

Os filtros passa-faixa permitem a passagem de sinais cuja frequência está dentro de uma determinada faixa de frequências denominada de faixa de passagem ou banda de passagem. Na verdade, o que a grande maioria dos filtros passivos (são os filtros construídos com componentes passivos: resistores, capacitores e indutores) fazem é atenuar os sinais que por eles passam. Dessa forma, os sinais que possuem sua frequência compreendida dentro da faixa de passagem, serão minimamente atenuados. Portanto, a banda de passagem de um filtro passa-faixa compreende a faixa de frequências na qual os sinais de entrada com frequências pertencentes a esta faixa são submetidos a uma atenuação mínima. De maneira análoga, a faixa de frequência onde os sinais são mais atenuados, é chamada de faixa de atenuação ou banda de atenuação ou ainda faixa de rejeição.

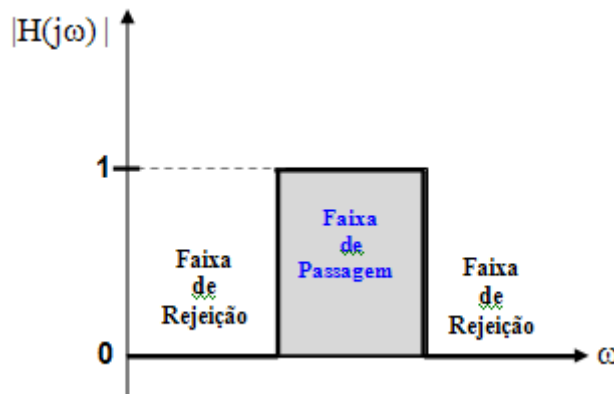


Figura 2.1 Gráfico de resposta em frequência (somente a amplitude) de um filtro

Segundo (NILSSON, 2003), uma forma de identificar o tipo de circuito de seleção de frequência é examinar um gráfico de resposta em frequência. O gráfico de resposta em frequência é capaz de mostrar não só qual o tipo de filtro está sendo analisado, mas também as características do filtro em questão. O gráfico da figura 2.1 é a representação de um filtro passa-faixa ideal. Para filtros passa-faixa reais, entretanto, o gráfico de resposta em frequência não é exatamente aquele mostrado na figura 2.1. O gráfico de resposta em frequência de um filtro passa-faixa real, é mais próximo daquele mostrado na figura 2.2 (PALMA, 2005).

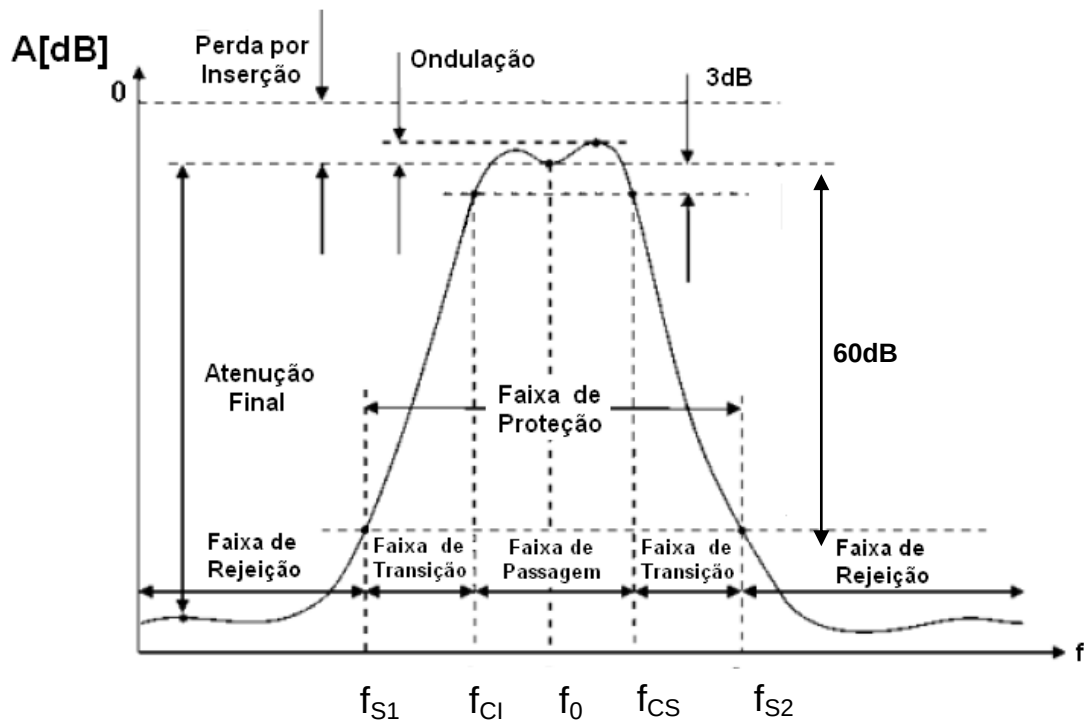


Figura 2.2 Gráfico de resposta em frequência (somente a amplitude) de um filtro

Como se pode notar, o gráfico de um filtro real apresenta um número maior de parâmetros e característica quando comparado ao gráfico do filtro passa-faixa ideal da figura 2.1.

As definições das características do filtro passa-faixa real mostradas no gráfico da figura 2.2 acima, e as relações entre elas, são apresentadas a seguir (PALMA, 2005):

- **Frequência Central (f_0):** Nos filtros passa-faixa ou rejeita-faixa é a média geométrica das frequências de corte superior (f_{cs}) e inferior (f_{ci}).
$$f_0 = \sqrt{f_{ci} \cdot f_{cs}}$$
- **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. Este valor de amplitude implica em uma redução da potência do sinal para 50% da potência máxima, ou seja, uma variação de -3dB. Nos filtros passa-faixa existem duas: a frequência de corte superior e a inferior.
- **Frequência de Rejeição (f_s):** do inglês “*suppressed*”, é a frequência em que ocorre uma atenuação de 60dB na potência do sinal, ou, segundo (KAUFMAN, 1979), a frequência de rejeição é a frequência na qual uma atenuação mínima arbitrária e previamente definida foi atingida.
- **Faixa de Passagem (BW_{-3db}):** ou largura de faixa, 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, ou entre a atenuação arbitrária.
- *Faixa de Rejeição (BS)*: do inglês “*Band Suppressed*”, corresponde à faixa de frequência onde a atenuação é elevada.
- *Faixa de Transição (BT)*: é a faixa de frequência 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: $r_{(dB)} = A_{\max(dB)} - A_{\text{pico}(dB)}$.
- *Fator de Forma (SF)*: do inglês “*Shape Factor*”, ou também chamado de fator de seletividade de um filtro passa-faixa, é a relação entre a faixa de proteção e a faixa de passagem. O fator de forma reflete a inclinação do flanco da curva de resposta em frequência e a largura de faixa de transição. Quanto menor o fator de forma, menor a seletividade de um filtro.
- *Perda por Inserção(I_L)*: do inglês “*Insertion Loss*”, é a perda de potência em uma determinada carga, causada pela inserção do filtro entre ela e o gerador, medida quando o gerador está emitindo um sinal com frequência igual à que produz menor atenuação ($f=f_0$). A perda por inserção está relacionada com a perda por descasamento de impedância entre gerador e filtro (e/ou filtro e carga), somada com as perdas por dissipação nos elementos do filtro.

Outro parâmetro importante referente a um filtro passa-faixa é o fator de qualidade sem carga (Q). O fator de qualidade é definido como a razão entre a frequência central e a faixa de passagem. Trata-se de uma medida de largura de banda passante que não depende da posição absoluta das frequências de corte (Nilsson, 2003).

Tendo sido formulado o conjunto de especificações que descrevem as propriedades desejadas do filtro passa-faixa (frequência central, frequências de corte, faixa de passagem, faixa de atenuação, etc.), existe dois passos distintos que dão seqüência no projeto do filtro em questão (HAYKIN 2001):

- 1 – A aproximação de uma resposta em frequência adequada.
- 2 – A realização da função de transferência por um sistema físico.

2.3 Aproximação de uma resposta em Frequência Adequada

O gráfico da figura 2.2 e todos os parâmetros referentes a ele, são derivados da função de transferência do filtro. Na verdade o gráfico mencionado é uma representação de como o módulo da função de transferência se comporta segundo a variação da frequência do sinal de entrada. Portanto, a função de transferência utilizada no projeto de um filtro determinará sua resposta em frequência.

A escolha de uma função de transferência que se aproxime da resposta em frequência desejada é a etapa de transição entre a escolha do tipo de resposta que o filtro deve apresentar, e a realização da função de transferência por meio de uma estrutura específica de filtros. Sendo assim, esse é um passo fundamental no projeto do filtro, pois a escolha da função de transferência é o que determinará o desempenho do filtro (HAYKIN, 2001). Não existe apenas uma solução para a escolha da função de transferência de um filtro. Na verdade, existe um grande número de funções de transferência capazes de produzir a resposta desejada. Entretanto, muitas dessas funções de transferência são matematicamente muito complicadas e de pouca utilidade prática (SARTORI, 1981).

No projeto de um filtro passa-faixa real, não é uma tarefa viável fazer com que este possua uma resposta em frequência semelhante à ideal. Entretanto, é possível fazer com que o filtro apresente uma resposta adequada, especificando primeiramente um critério de qualidade aceitável que o filtro deve apresentar. Um critério de qualidade comumente utilizado para filtros passa-faixa é uma resposta mais plana possível na faixa de passagem, ou ondulação constante dentro desta mesma faixa. Esse critério de qualidade é geralmente obtido através da utilização de dois tipos de funções de aproximação: a *função de Butterworth* e a *função de Chebyshev* respectivamente.

2.3.1 A Função de Butterworth

A função de transferência de Butterworth, a qual descreve uma resposta plana em estado permanente no plano de frequências complexas, é da seguinte forma (HAYKIN, 2001):

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \quad (2.1)$$

na qual n é a ordem do filtro, e o parâmetro ω_c é a frequência de corte do filtro.

A resposta em módulo quadrática $|H(j\omega)|^2$ obtida usando a função de aproximação da equação (2.1) é mostrada na figura 2.3 para quatro valores diferente de n . Como se pode notar,

trata-se de um filtro passa-baixa e todas as curvas atravessam o ponto de potencia média em $\omega = \omega_C$.

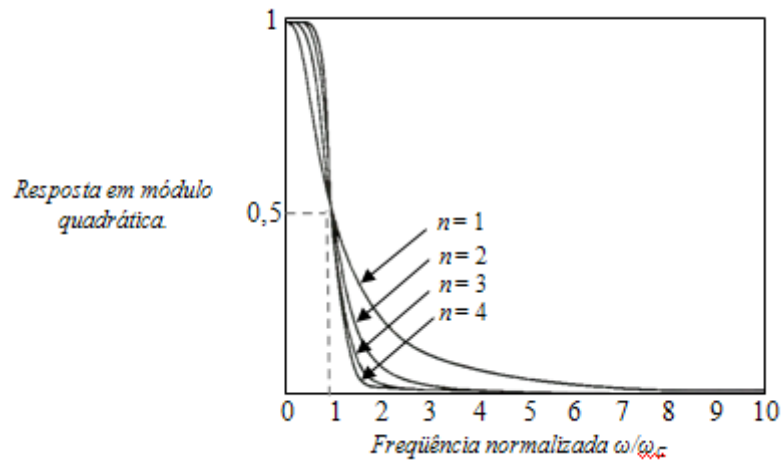


Figura 2.3 Resposta em módulo de filtros Butterworth de várias ordens.

Segundo (HAYKIN, 2001), pelo fato dos filtros ideais não serem implementáveis, no projeto de um filtro real deve-se considerar que, dentro da faixa de passagem, a resposta em módulo do filtro deve situar-se dentro de uma faixa aceitável especificada pelo projetista. Costuma-se especificar esta faixa como:

$$1-\varepsilon \leq |H(j\omega)| \leq 1 \quad \text{para } 0 \leq |\omega| \leq \omega_p \quad (2.2)$$

em que ω_p é a frequência de corte na faixa de passagem e ε é um parâmetro de tolerância.

De maneira análoga, dentro da faixa de rejeição, a resposta em módulo do filtro não deve ultrapassar δ .

$$|H(j\omega)| \leq \delta \quad \text{para } |\omega| \geq \omega_s \quad (2.3)$$

em que ω_s é a frequência de rejeição.

Dessa forma, o diagrama de tolerância de um filtro passa-baixa prático é mostrado a seguir (HAYKIN, 2001):

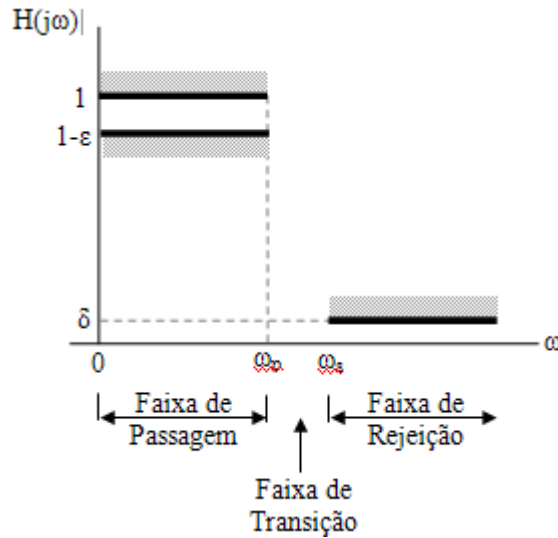


Figura 2.4 Diagrama de tolerância de um filtro passa-baixa prático.

Com isso, para os valores definidos como valores de tolerância na figura 2.4, tomando a equação (2.1) calculam-se as frequência de corte da faixa de passagem e da faixa de rejeição (HAYKIN, 2001):

$$\omega_p = \omega_c \left(\frac{\varepsilon}{1-\varepsilon} \right)^{\frac{1}{2n}} \quad (2.4)$$

$$\omega_s = \omega_c \left(\frac{1-\delta}{\delta} \right)^{\frac{1}{2n}} \quad (2.5)$$

Ainda de acordo com (HAYKIN, 2001), para projetar o filtro analógico é preciso conhecer a função de transferência $H(s)$, expressa como uma função da variável complexa s . Dada a função quadrática de Butterworth, para encontrar a função de transferência $H(s)$ faz-se $j\omega = s$ e assim tem-se:

$$H(s)H(-s)|_{s=j\omega} = |H(j\omega)|^2 \quad (2.6)$$

e conseqüentemente

$$H(s)H(-s) = \frac{1}{1 + \left(\frac{s}{j\omega_c} \right)^{2n}} \quad (2.7)$$

Os pólos de $H(s)H(-s)$ formam padrões simétricos num círculo de raio igual a ω_c conforme ilustra a figura 2.5 a seguir (exemplo para $n = 3$). Além disso, para qualquer valor de n , nenhum dos pólos se situa no eixo imaginário do plano s (HAYKIN, 2001).

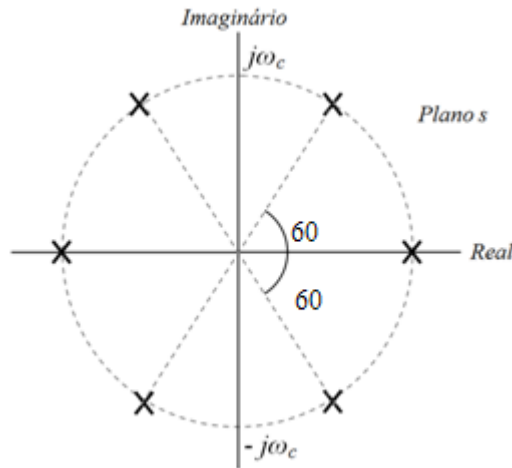


Figura 2.5 Distribuição dos pólos de $H(s)H(-s)$ no plano s para $n=3$.

Dos $2n$ pólos mostrados no diagrama da figura 2.5, os pólos situados no semiplano esquerdo do plano s devem ser atribuídos à $H(s)$ pois esta é a condição para que o filtro seja estável e causal (HAYKIN, 2001). Os pólos situados no semiplano direito ficam então atribuídos à $H(-s)$.

2.3.2 Função de Chebyshev

A função de Chebyshev é outra função muito utilizada para a aproximação da curva característica de um filtro passa-baixa ideal. A função de Chebyshev é obtida através dos polinômios de Chebyshev e é expressa como (SARTORI, 1981):

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega)} \quad (2.8)$$

em que $C_n(\omega)$ é um polinômio de Chebyshev de grau n , sendo n inteiro positivo, e ε uma constante real e menor que 1.

Os polinômios de Chebyshev são definidos em função da variável x pela equação (SARTORI, 1981):

$$C_n(x) = \cos(n \cdot \cos^{-1}(x)) \quad (2.9)$$

De acordo com (VAN VALKENBURG, 1960) a equação (2.9) pode ser escrita na forma:

$$C_n(x) = 2 \cdot x \cdot C_{n-1}(x) - C_{n-2}(x) \quad (2.10)$$

Sendo $C_0(x) = 1$ e $C_1(x) = x$, pode-se construir uma tabela com os polinômios de Chebyshev em função de n (SARTORI, 1981):

Tabela 2.1 Polinômios de Chebyshev para vários valores de n.

Ordem	Polinômio de Chebyshev
0	1
1	x
2	$2x^2-1$
3	$4x^3-3x$
4	$8x^3-8x^2+1$
...	...
n	$2xC_{n-1}(x) - C_{n-2}(x)$

A função de transferência dada pela equação (2.8) pode ser representada graficamente conforme a figura 2.6 a seguir (SARTORI, 1981).

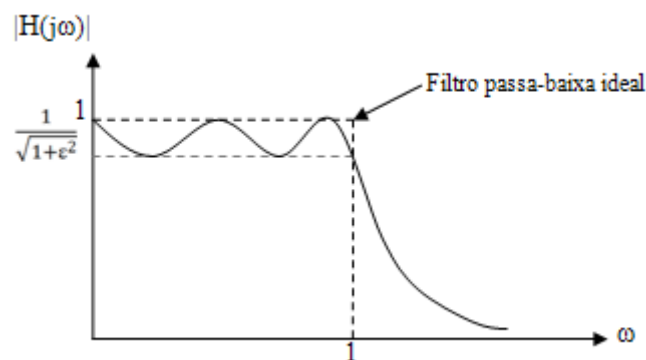


Figura 2.6 Exemplo de representação gráfica de um filtro Chebyshev para um determinado valor de n.

A representação gráfica mostrada na figura 2.6 é a representação da função de transferência do chamado Filtro de Chebyshev. Neste tipo de filtro a resposta em frequência é equiripple na faixa de passagem (ondulações constantes na faixa de passagem) e monotônica na faixa de rejeição (sem ondulações na faixa de rejeição). Como alternativa, pode-se usar ainda o chamado Filtro de Chebyshev Inverso. Neste tipo de filtro, o comportamento no que diz respeito ao ripple (ondulações) na resposta em frequência, é inverso ao filtro de Chebyshev. Sendo assim, ele apresenta resposta monotônica na faixa de passagem e resposta equiripple na faixa de rejeição.

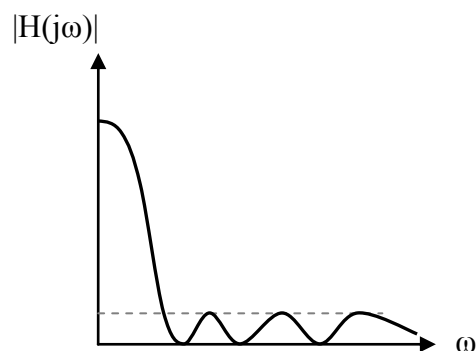


Figura 2.7 Exemplo de representação gráfica de um filtro Chebyshev inverso para um determinado valor de n.

De acordo com (SARTORI, 1981) e (HAYKIN, 2001) os pólos da função de transferência $H(s)$, pertencentes a um filtro de Chebyshev, situam-se numa elipse no plano s de maneira estritamente relacionada com os filtros de Butterworth correspondentes. Cabe ainda ressaltar em relação aos filtros de Chebyshev que, o filtro de Chebyshev inverso, diferentemente do filtro de Chebyshev não inverso, possui uma função de transferência com zeros sobre o eixo $j\omega$ do plano s . (HAYKIN, 2001).

Conforme visto até aqui, tanto a função de Butterworth como a função de Chebyshev são aproximações da resposta do filtro passa-baixa ideal. Entretanto, elas também podem ser usadas para a aproximação de filtros passa-alta, passa-faixa e rejeita-faixa. Para isso, faz-se necessária a utilização de uma técnica denominada de transformação de frequência.

2.3.3 Transformação de Frequência

Conforme mencionado anteriormente, partindo de um filtro protótipo passa-baixa de Butterworth ou Chebyshev e aplicando-se a técnica de transformação de frequência, podem-se projetar os demais tipos de filtro de interesse. Contudo, como o tema central deste trabalho gira em torno do projeto de filtros helicoidais do tipo passa-faixa, somente será introduzida aqui a transformação passa-baixa para passa-faixa. Para o conhecimento da transformação do filtro protótipo passa-baixa para os demais tipos de filtro, recomenda-se a leitura do item 6 do capítulo 8 de (HAYKIN, 2001).

Foi visto anteriormente nesta monografia, um filtro passa-faixa deixa passar uma determinada faixa de frequência situada entre duas regiões de rejeição. Estas duas regiões de rejeição contêm as proximidades do ponto onde a frequência é nula (baixas frequências) e as proximidades do ponto de onde a frequência se aproxima do infinito (altas frequências). Dessa forma, segundo (HAYKIN, 2001) a resposta em frequência $H(j\omega)$ de um filtro passa-faixa deve obedecer às seguintes propriedades:

- $H(j\omega) = 0$ tanto em $\omega = 0$ quanto em $\omega = \infty$.
- $|H(j\omega)| \approx 1$ para uma faixa de frequência centralizada em ω_0 , em que, ω_0 é a frequência média da faixa de passagem do filtro.

Dessa maneira, conforme (HAYKIN, 2001), o interesse é então a criação de uma função de transferência com zeros em $s = 0$ e $s = \infty$ e pólos próximos de $s = \pm j\omega_0$ no eixo $j\omega$ no plano s .

Uma transformação passa-baixa para passa-faixa que satisfaz essa exigência é dada por (HAYKIN, 2001) como:

$$S \rightarrow \frac{s^2 + \omega_0^2}{B \cdot s} \quad (2.11)$$

em que B é a largura de faixa do filtro passa-faixa, e tanto B quanto ω_0 são dados em radianos por segundo.

De acordo com (2.11) o ponto $s = 0$ do filtro protótipo passa-baixa é transformado em $s = \pm j\omega_0$ no filtro passa-faixa, e o ponto $s = \infty$ do filtro protótipo passa-baixa é transformada em $s = 0$ e $s = \infty$ no filtro passa-faixa (HAYKIN, 2001).

No início deste capítulo, foi visto que, após terem sido feitas as especificações de resposta em frequência de um filtro passa-faixa, o projeto deste filtro fica restrito a outros dois passos fundamentais e consecutivos:

- 1- A aproximação de uma resposta em frequência adequada.
- 2- A realização da função de transferência por um sistema físico

Até aqui, já foram apresentadas informações suficientes para uma introdução no passo do projeto de filtros passa-faixa que diz respeito à utilização de funções de aproximação para a obtenção de uma resposta em frequência almejada. Resta, portanto, esclarecer quais os meios de realizar a função de transferência obtida, através de um sistema físico aplicável.

2.3.4 Realização da função de transferência por um sistema físico

Considerando o projeto de um filtro passa-faixa a partir de um filtro protótipo passa-baixa, um dado importante e que deve ser levado em consideração na realização da função de transferência desse filtro por um sistema físico, é que a transformação de frequência descrita pela fórmula (2.11), e as demais transformações de frequência, são *funções de reatância*. O termo *função de reatância* refere-se à impedância do ponto de acionamento de uma rede composta inteiramente de indutores e capacitores (HAYKIN, 2001). Isto explica o fato de que, teoricamente falando, a forma mais simples de realizar a função de transferência de um filtro passa-faixa por um sistema físico, é através de circuitos formados por arranjos de indutores e capacitores discretos. Um exemplo de um arranjo desse tipo é mostrado na figura 2.8 a seguir (SARTORI, 1981).

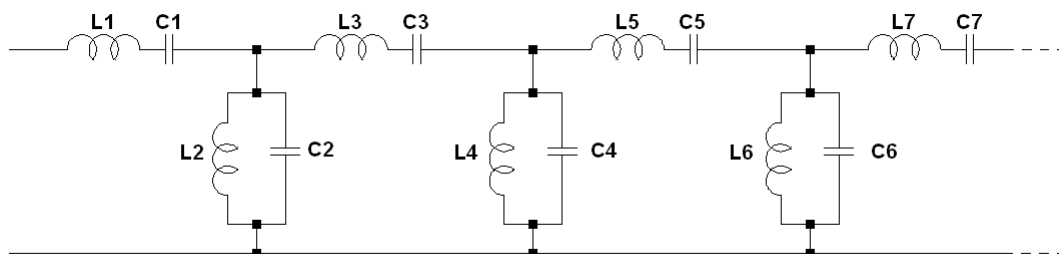


Figura 2.8 Exemplo do circuito de um filtro passa-faixa.

Certamente existem outros modos de se implementar a função de transferência por um meio físico. Entretanto, ainda nesses casos, um circuito semelhante àquele mostrado na figura

2.8 pode ser utilizado para representar o meio físico adotado. Quando isto é feito, diz-se que o circuito montado a partir do arranjo de capacitores e indutores discretos, representativo do meio físico utilizado, é o circuito equivalente do filtro.

Apesar de terem sido considerados até aqui apenas elementos discretos de reatância capacitiva e indutiva para a construção física dos filtros passa-faixa, existem outras estruturas, as quais não possuem tais elementos, que sob determinadas circunstâncias apresentam propriedades semelhantes às do arranjo de capacitores e indutores visto. Uma destas estruturas é o ressonador helicoidal. Em determinadas faixas de frequência – geralmente altas frequências – do ponto de vista do sinal que os percorre, os ressonadores helicoidais apresentam as mesmas propriedades de circuitos semelhantes ao da figura 2.8. Devido a isso, os ressonadores helicoidais podem ser arranjados de forma a realizar a função de aproximação de filtros passa-faixa para frequências elevadas. Estes filtros, construídos através de arranjos de ressonadores helicoidais, e que constituem ponto chave dessa monografia, são chamados de Filtros Helicoidais.

3 Filtros Helicoidais

Como o intuito deste trabalho é a implementação prática de um filtro helicoidal e a análise de sua resposta, comparando com a resposta esperada, neste capítulo será apresentado apenas um levantamento do equacionamento matemático já existente para este tipo de filtro, e que seja de interesse à elaboração do *software* de apoio ao projeto, que foi desenvolvido pelo aluno Fábio Domingues Caetano. Embora alguns fundamentos venham a ser apresentados com maiores detalhes, não será feito neste capítulo um estudo mais aprofundado das teorias envolvidas no desenvolvimento das equações utilizadas. Os fundamentos e equações apresentados aqui para os filtros helicoidais foram, em sua totalidade, extraídos de (PALMA, 2005) e de suas referências. Portanto, para uma visão mais aprofundada do desenvolvimento das equações apresentadas, bem como dos fundamentos aplicados ao projeto de filtros helicoidais, a leitura de (PALMA, 2005) é bastante enriquecedora.

3.1 Introdução ao Filtro Helicoidal

Conforme mostrado no capítulo anterior, tendo sido feita a aproximação da resposta em frequência por uma função de aproximação coerente, o próximo passo no projeto de um filtro é a implementação da função de aproximação por um sistema físico. Ainda naquele capítulo, constatou-se a possibilidade da construção dos filtros passa-faixa através de arranjos de componentes discretos: capacitores e indutores. Entretanto, nas frequências mais altas, faixa de VHF e UHF, a construção de filtros seletores de frequência com componentes reativos concentrados (L e C) é pouco eficiente, e o emprego de cavidades ressonantes é impraticável devido às dimensões físicas necessárias. Dessa forma, o filtro helicoidal, é um dos poucos dispositivos que preenchem a lacuna na realização de seletores de frequência na faixa de VHF e UHF (PALMA, 2005).

Os filtros helicoidais são construídos através de associações de ressonadores helicoidais. O ressonador helicoidal assemelha-se com o ressonador coaxial de um quarto de onda, diferenciando-se pelo condutor interno que é enrolado na forma de uma helicóide (MACALPINE, 1959).

Conforme mostra a figura 3.1 (PALMA, 2005), 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 múltiplo de meio comprimento de onda, ambas as extremidades devem ser

aterradas (PARK, 1997). Em helicóides com comprimento múltiplo de um quarto do comprimento de onda, uma extremidade é aterrada e a outra deixada em aberto, abrindo exceção para a possibilidade de sintonia com a inserção de um capacitor variável (MACALPINE, 1959).

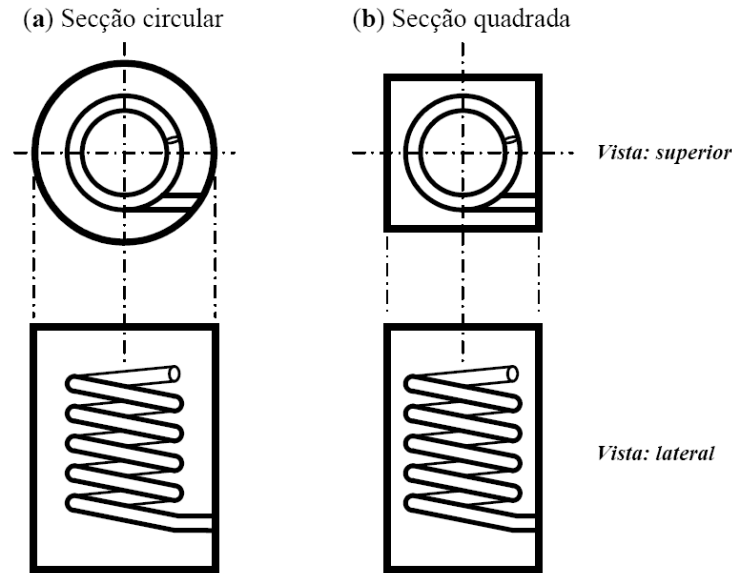


Figura 3.1 Ressonadores helicoidais de um quarto de onda, (a) com secção transversal circular e (b) com secção transversal quadrada .

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

A faixa de frequência de operação do ressonador helicoidal se estende desde 10 MHz a 1,5 GHz, com fator de qualidade sem carga (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).

3.2 Projeto do Filtro Helicoidal

O projeto de um filtro passa-faixa do tipo helicoidal tem início com suas especificações de frequência, atenuação, largura de faixa relativa, máxima perda por inserção admissível e suas relações com o mínimo fator de qualidade dos ressonadores necessários para a realização do projeto. Uma pequena introdução a esses conceitos foi vista no capítulo anterior. Em seguida, escolhe-se, através de uma função de aproximação, a resposta em frequência desejada para o filtro. E por fim, realiza-se a função obtida através de um meio físico.

A partir desse ponto, serão apresentados os métodos para dimensionar fisicamente o arranjo de ressonadores para o projeto dos filtros helicoidais, partindo da função de aproximação escolhida.

3.2.1 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 a uma dada frequência pertencente à faixa de rejeição (PALMA, 2005). Matematicamente, o número de ressonadores está ligado à ordem do filtro em projeto. Tanto a resposta em frequência da função característica de Butterworth quanto à resposta da função de Chebyshev pode ser usada na aproximação com a curva de atenuação especificada para o projeto do filtro helicoidal (ZVEREV, 1967). No entanto, a primeira faz uso do método de aproximação mais simples. Quando se busca a implementação de filtros passa-faixa estreitos com faixa de passagem plana, justifica-se a escolha da aproximação de Butterworth como resposta em frequência para o projeto deste tipo de filtro (PALMA, 2005).

A função de atenuação de um filtro passa-faixa Butterworth é expressa por (PALMA, 2005):

$$A = 10 \cdot \log \left[1 + \left(\frac{BW}{BW_{-3dB}} \right)^{2n} \right] [dB] \quad (3.1)$$

em que, BW é a largura de faixa para um valor de atenuação (A) requerido, n é o número de ressonadores e BW_{-3dB} é a faixa de passagem do filtro.

Isolando n na equação (3.1) pode-se encontrar o número de ressonadores necessários de acordo com os parâmetros escolhidos (PALMA, 2005):

$$n = \left\lceil \frac{\log \left[10^{\left(\frac{A}{10}\right)} - 1 \right]}{2 \cdot \log \left[\frac{BW}{BW_{-3dB}} \right]} \right\rceil \quad (3.2)$$

3.2.2 Considerações sobre o fator de qualidade (Q)

Segundo (ZVEREV, 1967) o fator de qualidade do ressonador helicoidal na frequência de ressonância (f_0) é expresso como:

$$Q = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L}{R_{bobina} + R_{blindagem}} \quad (3.3)$$

em que, L é a indutância equivalente do ressonador, R_{bobina} é a perda no condutor da helicóide e $R_{\text{blindagem}}$ é a perda devido às correntes na estrutura de blindagem na cavidade.

A equação 3.3 representa o fator de qualidade sem carga do ressonador. Conhecendo-se a largura de faixa de passagem BW_{-3db} , a frequência de corte f_0 e o fator de qualidade, o fator de qualidade normalizado do ressonador (q) pode ser determinado pela equação (3.4) (PALMA, 2005):

$$q = Q \cdot \frac{BW_{-3dB}}{f_0} \quad (3.4)$$

O valor mínimo de q que o filtro pode ter para ser realizável é designado por $q_{\min}$. O valor de $q_{\min}$ está relacionado com a parte real do pólo da função de Butterworth, localizado mais próximo ao eixo $j\omega$ do plano s (PALMA, 2005) e é dado por:

$$q_{\min} = \frac{1}{\text{sen}\left(\frac{\pi}{2.n}\right)} \quad (3.5)$$

3.2.3 Necessidade de Pré-distorção em Filtros com Perdas.

Para os filtros implementados com elementos com Q finito, a resposta em frequência é diferente daquela esperada na situação ideal (com elementos sem perdas). Isto ocorre devido a um deslocamento dos pólos da função de transferência com perdas, em relação àquela sem perdas. O efeito devido a esse valor finito de Q é a diminuição das ondulações na faixa de passagem caso estejam presentes; a alteração na largura de faixa de passagem (BW_{-3dB}) devido ao arredondamento da resposta de atenuação perto das frequências de corte; e a redução dos picos de atenuação na faixa de rejeição. Para que a resposta em frequência conseguida com a função de aproximação com perdas apresente, ainda, uma boa aproximação da resposta sem perdas, a determinação do mínimo valor que o fator de qualidade normalizado (q) pode assumir estabelece um critério de diferenciação entre os filtros com pequenas perdas, e os filtros com perdas significativas.

Para filtros com elementos possuindo valores de q maiores que dez vezes $q_{\min}$, tem-se uma variação insignificante da resposta em frequência do filtro, ou seja, perdas menores que 1dB. Por outro lado, quando q for menor que dez vezes $q_{\min}$, recomenda-se o uso da técnica de pré-distorção para uma resposta em frequência mais exata. Nessa técnica, o filtro é projetado com uma função de transferência com 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 dos pólos para a esquerda igual ao deslocamento para a direita previamente inserido, situando-se os pólos em suas posições desejadas. A tabela a seguir (PALMA, 2005) faz um resumo das situações.

Tabela 3.1 Resumo das características do filtro a partir da análise do fator de qualidade (q)

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]	Variação 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.

3.2.4 Cálculo do Fator de Qualidade

Seguindo a tabela 3.1, se a perda por inserção admissível for menor ou igual a 1 dB ($I_L \leq 1\text{dB}$), o valor do fator de qualidade normalizado q é calculado resolvendo-se a equação (3.6), transcrita a seguir para q em função de I_L (PALMA, 2005):

- Cálculo de q para $I_L \leq 1\text{dB}$:

$$I_L = 20 \cdot \log \left[a_0 \cdot \left(\frac{1}{q} \right)^n + a_1 \cdot \left(\frac{1}{q} \right)^{n-1} + \dots + a_{n-1} \cdot \left(\frac{1}{q} \right) + 1 \right] [\text{dB}] \quad (3.6)$$

em que, n é o número de ressonadores, e os coeficientes a_0 até a_n são os coeficientes da função característica de Butterworth fornecidos na tabela 3.2 a seguir, obtidos através do comando BUTTER() no MATLAB®.

Tabela 3.2 Coeficientes do polinômio Butterworth de ordem n para n entre 1 e 8.

n	Coeficientes								
	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

No caso de $I_L > 1\text{dB}$, fazendo-se uso da pré-distorção, o valor de q é calculado da seguinte forma:

- Cálculo de q para $I_L > 1\text{dB}$:

$$q = q_{min} \cdot \frac{1}{1 - 10^{\left(\frac{-I_L}{20 \cdot c}\right)}} \quad (3.7)$$

em que, c é o fator de correção que depende do número de ressonadores (n) do filtro, conforme a tabela 3.3 a seguir:

Tabela 3.3 Fator de correção para a perda por inserção do filtro Butterworth

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

Por fim, obtido o valor do fator de qualidade normalizado (q), basta calcular o valor do fator de qualidade (Q) requerido para os ressonadores:

$$Q = q \cdot \frac{f_0}{BW_{-3dB}} \quad (3.8)$$

3.2.5 Dimensionamento dos Ressonadores Helicoidais

Seguindo as relações ótimas entre as dimensões do ressonador helicoidal que garantem máximo fator de qualidade, apresentadas em (MACALPINE, 1959), (PALMA, 2005) traz as principais dimensões dos ressonadores helicoidais com secção transversal circular e quadrada (figura 3.2) e suas equações de cálculo (tabela 3.4) após a determinação do fator de qualidade (Q).

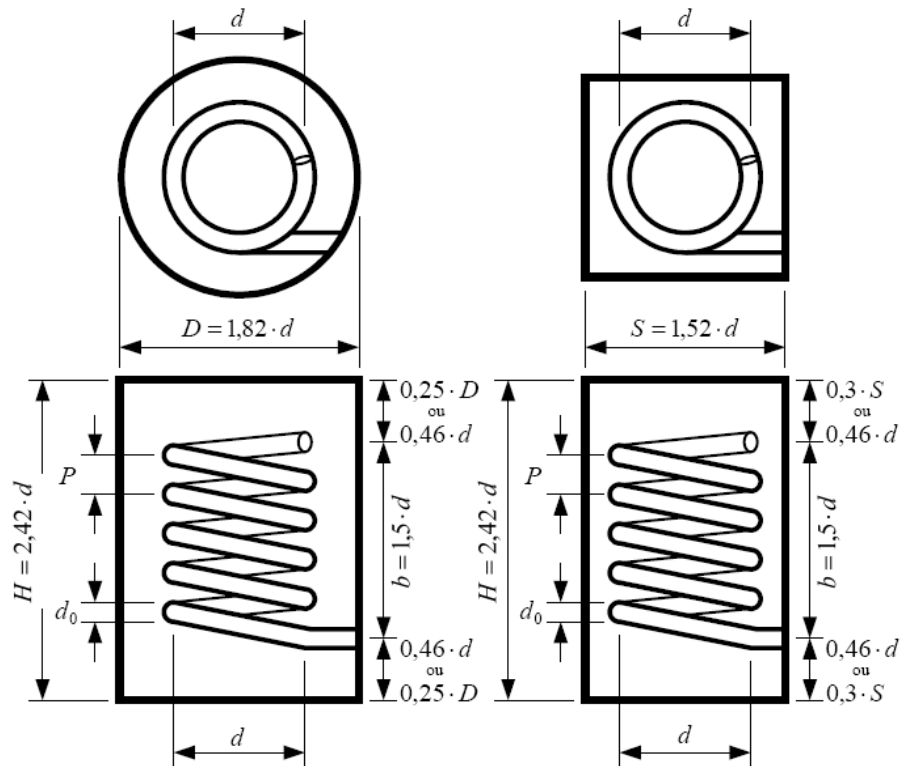


Figura 3.2 Ressonadores helicoidais de secção transversal circular e de secção transversal quadrada, com suas principais dimensões.

A Tabela 3.4 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 que visam um fator de qualidade ótimo (MACALPINE, 1959), e são válidas para o ressonador com fio da helicóide e a estrutura da blindagem da cavidade feitos de cobre (PALMA, 2005).

Tabela 3.4 Equações simplificadas para o dimensionamento do ressonador helicoidal de secção transversal circular e secção transversal quadrada, a partir do valor de Q .

	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	$H = 1,325 \cdot D \quad [\text{m}]$	$H = 1,59 \cdot S \quad [\text{m}]$
Comprimento axial da helicóide	$b = 0,825 \cdot D \quad [\text{m}]$	$b = 0,99 \cdot S \quad [\text{m}]$
Diâmetro médio da helicóide	$d = 0,55 \cdot D \quad [\text{m}]$	$d = 0,66 \cdot S \quad [\text{m}]$
Número de voltas do enrolamento da helicóide	$N = \frac{48,4}{f_0 \cdot D} \quad [\text{voltas}]$	$N = \frac{40,33}{f_0 \cdot S} \quad [\text{voltas}]$
Passo do enrolamento	$P = \frac{D^2 \cdot f_0}{58,666} \quad [\text{m}]$	$P = \frac{S^2 \cdot f_0}{40,74} \quad [\text{m}]$
Diâmetro do fio da helicóide	$d_0 = \frac{D^2 \cdot f_0}{117,33} \quad [\text{m}]$	$d_0 = \frac{S^2 \cdot f_0}{81,48} \quad [\text{m}]$
Impedância característica do ressonador helicoidal	$Z_0 = \frac{2505}{D \cdot f_0} \quad [\Omega]$	$Z_0 = \frac{2088}{S \cdot f_0} \quad [\Omega]$

3.2.6 Arranjo e Acoplamento entre os Ressonadores.

Calculadas as dimensões dos ressonadores, deve-se fazer a montagem do filtro. A figura 3.3 mostra como exemplo um filtro com $n=4$, ou seja, quatro ressonadores helicoidais.

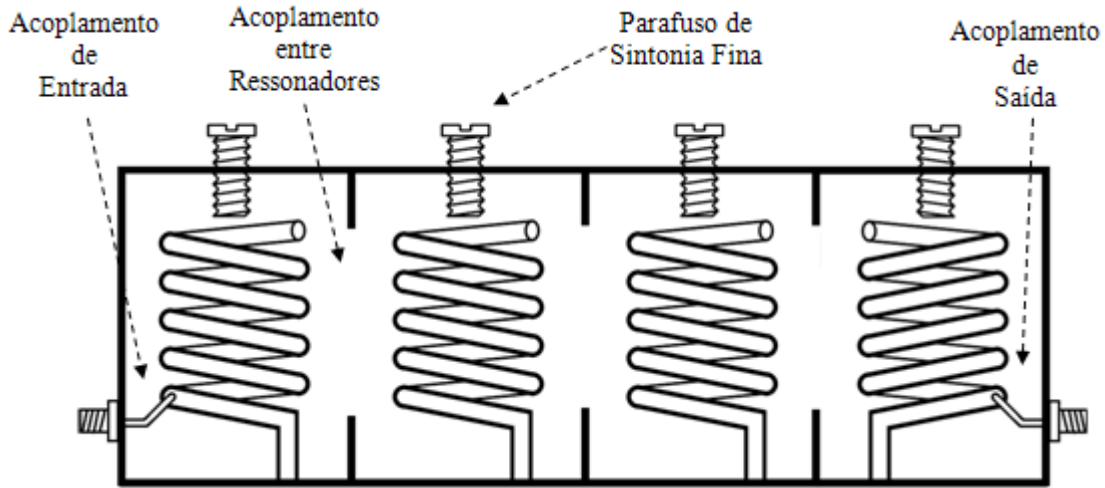


Figura 3.3 Filtro Helicoidal com 4 ressonadores.

A primeira e a última helicóide do arranjo são ligadas ao conector de entrada e saída respectivamente. O ponto específico da helicóide onde é realizada esta ligação é chamado de ponto de conexão, e este tipo de acoplamento recebe a denominação de *Acoplamento por Conexão Direta* (“tap”). O significado de “acoplamento” é a conexão de dois ou mais circuitos através da qual a energia é transferida de um sistema a outro. O termo não deve ser empregado no sentido de “interligação” (PALMA, 2005).

O cálculo do acoplamento por conexão direta é feito levando-se em consideração o fator de qualidade duplamente carregado do ressonador (Q_d), pois este depende das resistências externas do gerador e da carga. Segundo (PALMA, 2005), os fatores de qualidade duplamente carregados do primeiro ressonador (Q_{d1}) e do último ressonador (Q_{dn}) são dados respectivamente por:

$$Q_{d1} = \frac{1}{2} \cdot q_1 \frac{f_0}{BW_{-3dB}} \quad (3.9)$$

$$Q_{dn} = \frac{1}{2} \cdot q_n \frac{f_0}{BW_{-3dB}} \quad (3.10)$$

em que, q_1 e q_n são os fatores de qualidade normalizados do primeiro e do enésimo ressonador.

Aplicando-se a teoria de linha de transmissão, a razão entre a carga externa (R_b) e impedância característica (Z_0) de um ressonador de um quarto de onda é calculada por (ZVEREV, 1967):

$$\frac{R_b}{Z_0} = \frac{\pi}{4} \cdot \left(\frac{1}{Q_d} - \frac{1}{Q} \right) \quad (3.11)$$

E também da teoria de linha de transmissão (PALMA, 2005):

$$\text{sen}(\theta) = \sqrt{\frac{R_b}{2Z_0} \cdot \frac{R_{tap}}{Z_0}} \quad (3.12)$$

Assim, o ponto de acoplamento por conexão direta (*tap*) na helicóide situa-se em:

$$tap = \frac{n \cdot \theta}{90^\circ} \text{ [voltas a partir da extremidade aterrada da helicóide]} \quad (3.13)$$

Ou então,

$$\alpha_{tap} = tap \cdot 360^\circ \text{ [graus a partir da extremidade aterrada da helicóide]} \quad (3.14)$$

A figura 3.4 ilustra o ponto de acoplamento por conexão direta na helicóide.

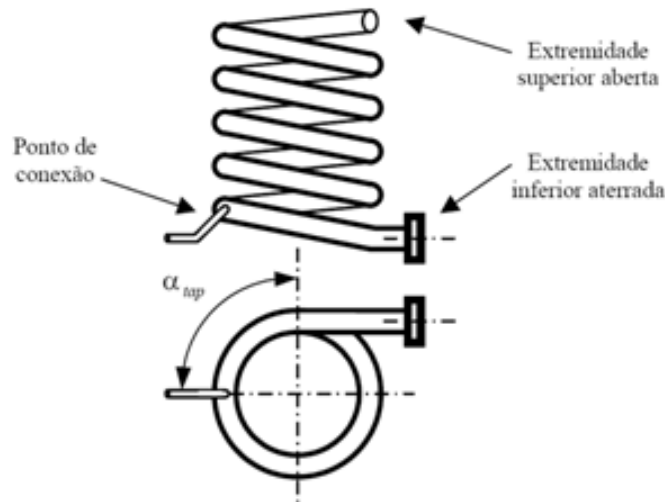


Figura 3.4 Acoplamento por conexão direta (“tap”) na helicóide.

O acoplamento entre os ressonadores pode ser do tipo laço indutivo na parte superior da helicóide, sonda capacitiva na parte inferior da helicóide, ou uma combinação entre ambos.

Para que o acoplamento entre os ressonadores seja predominante indutivo, a abertura da janela de acoplamento deve situar-se na parte inferior do ressonador, pois segundo (PALMA, 2005), nesta parte há a maior concentração do campo magnético.

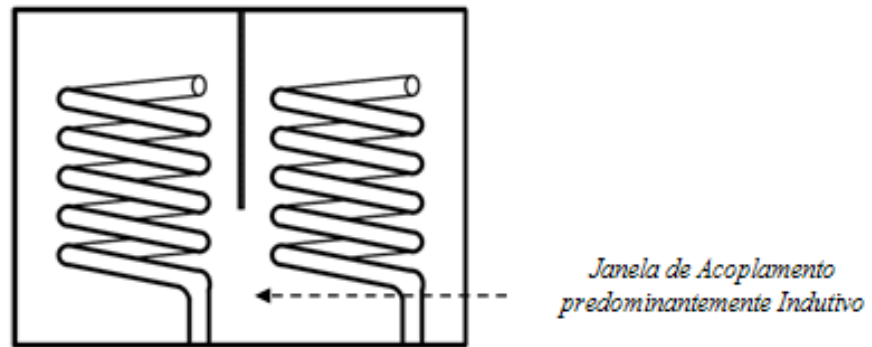


Figura 3.5 Acoplamento predominantemente indutivo entre ressonadores.

Por outro lado, para que o acoplamento entre os ressonadores seja predominantemente capacitivo, a janela de acoplamento deve situar-se na parte superior do ressonador (figura 3.6), pois nesta parte há maior intensidade do campo elétrico.

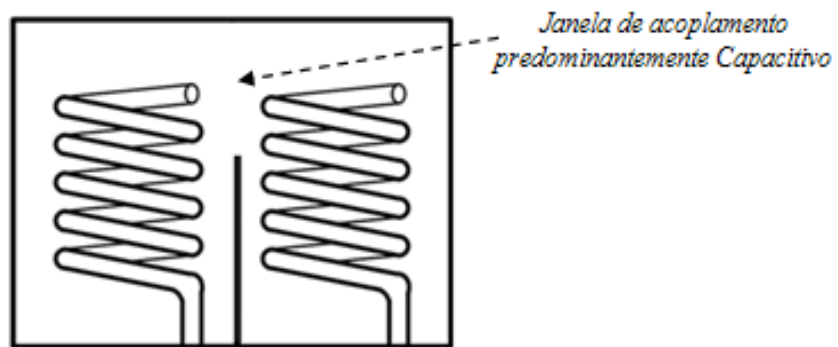


Figura 3.6 Acoplamento predominantemente capacitivo entre ressonadores.

Apesar do ponto de acoplamento por conexão direta poder ser calculado facilmente, os acoplamentos por laços indutivos ou por sondas capacitivas devem ser determinados experimentalmente. Outro ponto que deve ser considerado 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. Dessa forma, para os dois primeiros tipos faz-se necessário o uso de capacitores discretos para o bloqueio de CC na entrada e na saída.

3.2.7 Circuito Elétrico Equivalente do Filtro

A figura 3.7 traz a representação de um ressonador helicoidal através de um circuito elétrico equivalente (PALMA, 2005). Os componentes do circuito equivalente, da forma como estão arranjados, constituem uma representação concentrada dos parâmetros “enxergados” por um sinal que porventura atravessasse o ressonador.

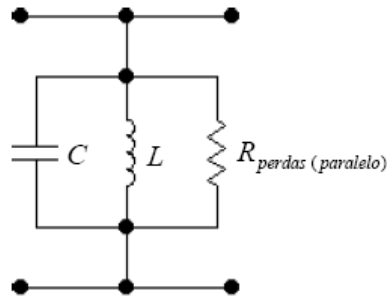


Figura 3.7 Circuito equivalente de um ressonador helicoidal.

O parâmetro C representa a capacitância do ressonador, o parâmetro L representa a indutância do ressonador e o parâmetro R representa as perdas associadas ao ressonador.

Conforme visto, um filtro helicoidal é formado por um arranjo de ressonadores helicoidais. Foi visto ainda que, neste arranjo, os ressonadores adjacentes podem ser acoplados por sonda capacitiva, laço indutivo ou acoplamento magnético mútuo. A figura 3.8 mostra a representação do circuito equivalente de um filtro com os três tipos de acoplamento, desconsiderado inicialmente as perdas associadas aos ressonadores.

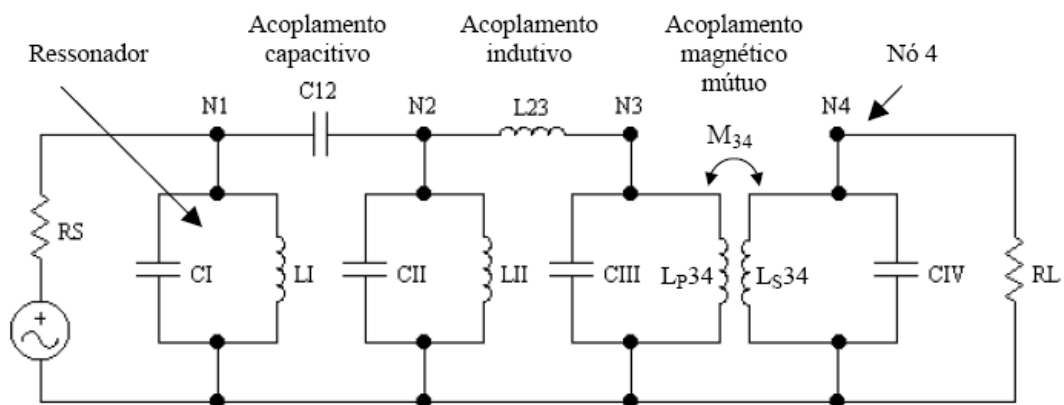


Figura 3.8 Esquema básico de um filtro passa-faixa com os tipos de acoplamento capacitivo indutivo e magnético mútuo.

Para a representação em circuito equivalente de um filtro como aquele da figura 3.8, a determinação dos parâmetros relativos ao acoplamento capacitivo e indutivo é possível de ser realizada, entretanto, para o acoplamento magnético mútuo, por se tratar de uma técnica empírica, os cálculos de determinação dos parâmetros de acoplamento são inviáveis e dessa forma não serão abordados.

3.2.8 Representação do Acoplamento Capacitivo

No circuito elétrico equivalente de um filtro helicoidal, o acoplamento capacitivo entre dois ressonadores adjacentes é realizado por meio de uma capacitância comum a ambos, como mostrado na figura 3.9 para um filtro de segunda ordem ($n = 2$).

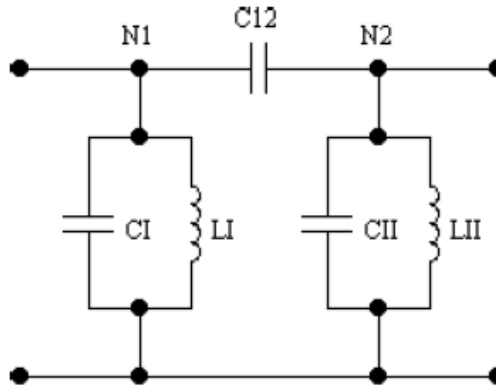


Figura 3.9 Filtro de 2º ordem com acoplamento capacitivo.

Na figura 3.9, o capacitor C_{12} é o responsável pelo acoplamento entre os nós 1 e 2. De uma forma geral, na determinação do valor do elemento de acoplamento entre os nós adjacentes N_i e N_j (em que $j = i+1$), a capacitância de acoplamento é dada por:

$$C_{ij} = K_{ij} \cdot \sqrt{C_i \cdot C_j} \quad (3.15)$$

em que K_{ij} é o coeficiente de acoplamento entre os ressonadores i e j e seus valores normalizados são fornecidos na tabela do Anexo A, e C_i e C_j são as capacitâncias totais dos nós N_i e N_j respectivamente. As equações fornecidas por (PALMA, 2005) para representação do filtro de segunda ordem com acoplamento capacitivo entre dois ressonadores idênticos são mostradas na tabela 3.5 a seguir:

Tabela 3.5 Equações para análise do filtro de segunda ordem com acoplamento capacitivo referente à figura 3.9.

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)	$f_{0(N_2)} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_2}} \quad [\text{MHz}]$
Coeficiente de acoplamento	$K_{12} = \frac{C_{12}}{\sqrt{C_1 \cdot C_2}} = \frac{C_{12}}{\sqrt{(C_I + C_{12}) \cdot (C_{II} + C_{12})}}$

3.2.9 Representação do Acoplamento Indutivo

Por sua vez, no acoplamento indutivo uma indutância em série é responsável pela transferência de energia entre dois ressonadores consecutivos.

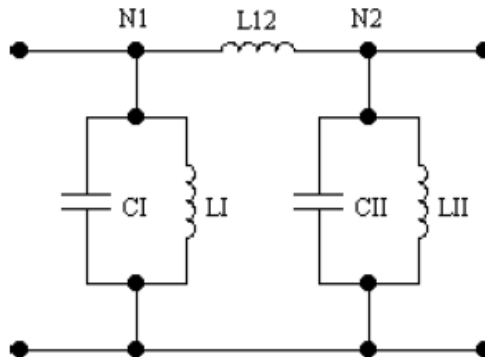


Figura 3.10 Filtro de 2º ordem com acoplamento indutivo.

Na figura 3.10, o indutor L_{12} é o responsável pelo acoplamento entre os nós 1 e 2. De uma forma geral, na determinação do valor do elemento de acoplamento entre os nós adjacente N_i e N_j (em que $j = i+1$), a indutância de acoplamento é dada por:

$$L_{ij} = \frac{\sqrt{L_i \cdot L_j}}{K_{ij}} \quad (3.16)$$

em que K_{ij} é o coeficiente de acoplamento entre os ressonadores i e j e seus valores normalizados são fornecidos na tabela do Anexo A, e L_i e L_j são as capacitâncias totais dos nós N_i e N_j respectivamente. As equações fornecidas por (PALMA, 2005) para representação do filtro de segunda ordem com acoplamento indutivo entre dois ressonadores idênticos são mostradas na tabela 3.6 a seguir:

Tabela 3.6 Equações para análise do filtro de segunda ordem com acoplamento indutivo referente à figura 3.10.

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

4 Projeto do Filtro Helicoidal

Como recurso auxiliar para o projeto do filtro helicoidal, foi desenvolvido pelo aluno Fábio Domingues Caetano um software para tornar esse processo mais fácil e ágil. A linguagem utilizada foi *Visual Basic*. Para a implementação do software foram usadas as fórmulas descritas no Capítulo 3 deste trabalho. Como resposta para o filtro foi usado o polinômio de Butterworth.

Para o cálculo das dimensões do filtro, o software tem como dados de entrada a frequência central, faixa de passagem BW_{-3dB} , perda por inserção I_L , largura de faixa de proteção BW , atenuação na faixa de rejeição A , impedância de entrada e de saída.

Com esses valores é possível calcular as dimensões do filtro seguindo as fórmulas da tabela 3.4.

Para informações mais detalhadas sobre o software aconselha-se a leitura do trabalho de conclusão de curso do aluno Fábio Domingues Caetano - Desenvolvimento de aplicativo de suporte a projetos de filtros helicoidais na faixa de VHF/UHF(CAETANO, 2009).

A figura 4.1 ilustra a tela inicial do software.

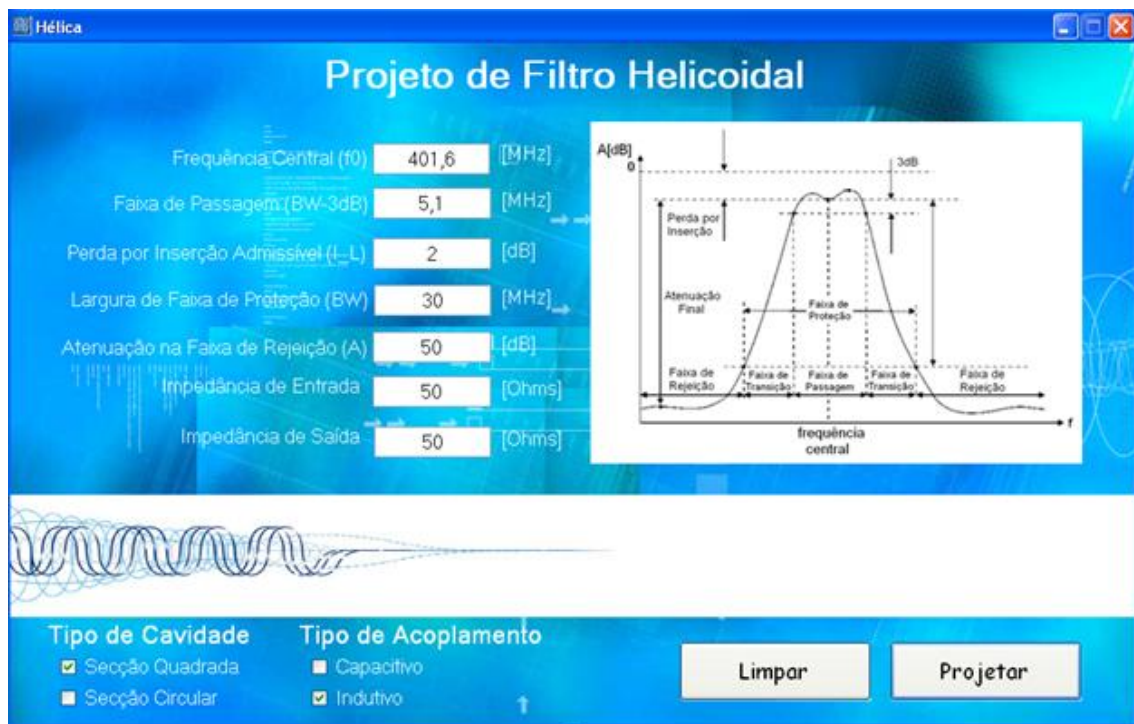


Figura 4.1 Tela Inicial do software utilizado para o projeto do filtro helicoidal

Nas figuras 4.2 e 4.3 são ilustradas as telas de resposta do software.



Figura 4.2 Tela de resposta do filtro com suas características e dimensões.

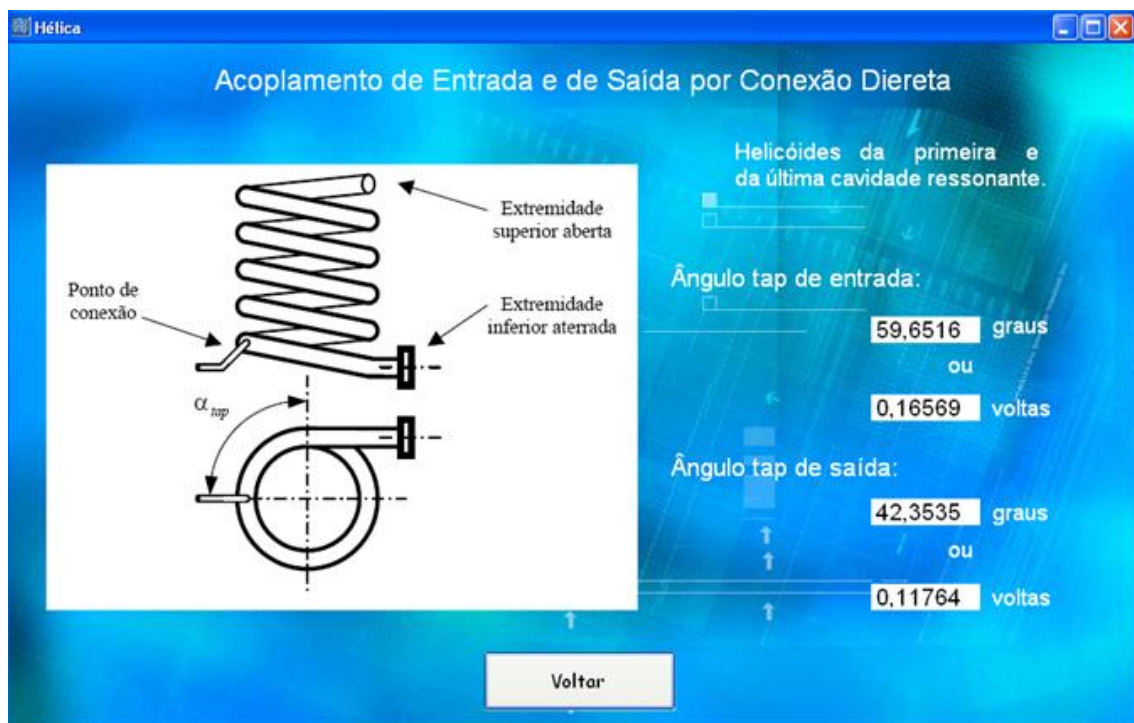


Figura 4.3 Tela de resposta do software com o ângulo tap de entrada e de saída.

5 Implementação e Ensaios Experimentais

Neste capítulo será apresentado como foram construídos os protótipos do filtro helicoidal, assim como todas as suas dimensões.

Será mostrado também o procedimento empregado para o ajuste do filtro para se conseguir a resposta desejada, o que pode ser conseguido variando-se o grau de acoplamento através da abertura das janelas entre ressonadores e da sintonia fina que permite variar a capacitância entre cada helicóide e a blindagem.

5.1 Especificação e Dimensionamento dos protótipos

Para o primeiro filtro foi empregada cavidade com secção quadrada. Os dados de entrada para o programa foram os seguintes:

Frequência central	$f_0 = 401,6 \text{ MHz}$
Faixa de passagem	$BW_{-3dB} = 5,1 \text{ MHz}$
Perda por inserção	$I_L = 2 \text{ dB}$
Largura de faixa de proteção	$BW = 30 \text{ MHz}$
Atenuação para a faixa de rejeição	$A = 50 \text{ dB}$
Impedância de entrada	$Z_{in} = 50 \text{ ohms}$
Impedância de saída	$Z_{out} = 50 \text{ ohms}$

Através destes dados de entrada o programa gerou os seguintes dados do filtro e suas dimensões.

Número de ressonadores do filtro	$n = 3$
Fator de qualidade sem carga	$Q = 807,76$
Lado do quadrado	$S = 0,0171 \text{ m}$
Comprimento interno da cavidade	$H = 0,0272 \text{ m}$
Comprimento axial da helicóide	$b = 0,0169 \text{ m}$
Diâmetro médio da helicóide	$d = 0,0113 \text{ m}$
Número de espiras do enrolamento da helicóide	$N = 5,862$
Passo do enrolamento	$P = 0,0029 \text{ m/espira}$
Diâmetro do fio da helicóide	$d_0 = 0,0014 \text{ m}$
Impedância característica	$Z_0 = 304 \text{ ohms}$
Ângulo da entrada	$\text{ang_tap_in} = 59,65^\circ$
Ângulo de saída	$\text{ang_tap_out} = 42,35^\circ$

Para o segundo filtro os dados foram os seguintes:

Frequência central	$f_0 = 401.6 \text{ MHz}$
Faixa de passagem	$BW_{-3dB} = 4.8 \text{ MHz}$
Perda por inserção	$I_L = 2 \text{ dB}$
Largura de faixa de proteção	$BW = 30 \text{ MHz}$
Atenuação para a faixa de rejeição	$A = 50 \text{ dB}$
Impedância de entrada	$Z_{in} = 50 \text{ ohms}$
Impedância de saída	$Z_{out} = 50 \text{ ohms}$

Através destes dados de entrada o programa gerou os seguintes dados do filtro e suas dimensões.

Número de ressonadores do filtro	$n = 3$
Fator de qualidade sem carga	$Q = 856,27$
Diâmetro interno da cavidade cilíndrica	$D = 0,0218 \text{ m}$
Comprimento interno da cavidade	$H = 0,0289 \text{ m}$
Comprimento axial da helicóide	$b = 0,0180 \text{ m}$
Diâmetro médio da helicóide	$d = 0,0120 \text{ m}$
Número de espiras do enrolamento da helicóide	$N = 5,531$
Passo do enrolamento	$P = 0,0033 \text{ m/volta}$
Diâmetro do fio da helicóide	$d_0 = 0,0016 \text{ m}$
Impedância característica	$Z_0 = 286 \text{ ohms}$
Ângulo da entrada	$\text{ang_tap_in} = 56,25^\circ$
Ângulo de saída	$\text{ang_tap_out} = 39,91^\circ$

O ang_tap_in , ângulo geométrico do ponto de acoplamento de entrada a partir da extremidade aterrada da helicóide, e o ang_tap_out , ângulo geométrico do ponto de acoplamento de saída a partir da extremidade aterrada da helicóide, são os pontos onde deverá ser feita a ligação com os conectores. Isso deverá acontecer na primeira helicóide, referente à entrada, e na última helicóide, referente à saída. A ligação na entrada e na saída será feita entre esses pontos e os respectivos conectores através de ligação direta com um fio com comprimento o mais curto possível.

Nos dados de entrada, a única diferença entre os filtros foi o BW_{-3dB} , pois ele foi ajustado para que os valores das dimensões do filtro, principalmente o valor de S e D , fossem próximos ao tamanho dos tubos de latão encontrados no comércio. E para que o valor de d_0 fosse também um valor comercial.

As figuras 5.1 e 5.2 ilustram um esboço de como serão os dois filtros. Para facilitar a implementação, as helicóides serão soldadas na parte inferior do filtro, a qual será uma tampa removível.

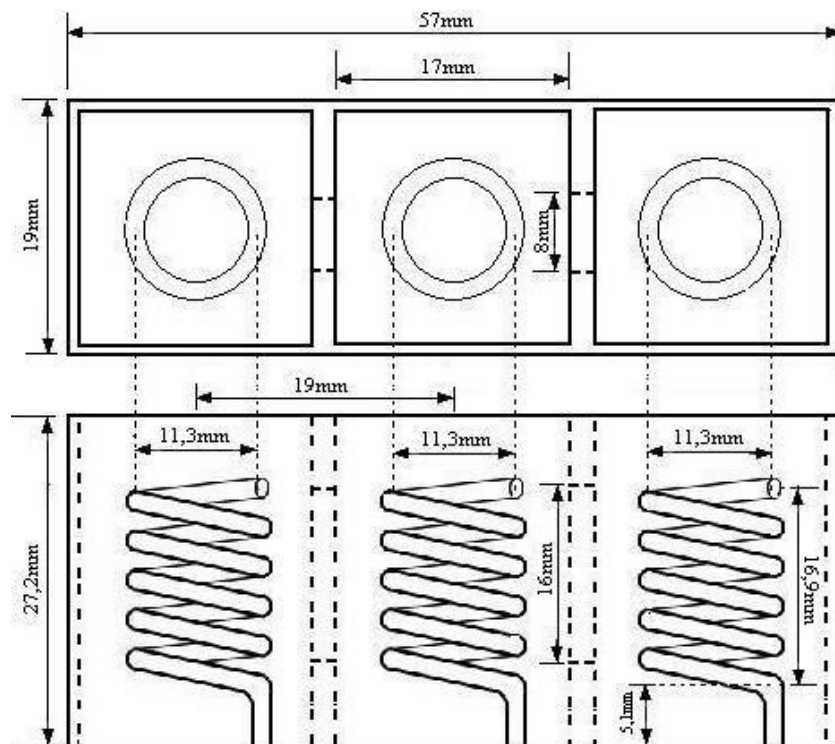


Figura 5.1 Desenho do Filtro helicoidal de cavidade com secção quadrada, com as exatas medidas usadas na construção do filtro.

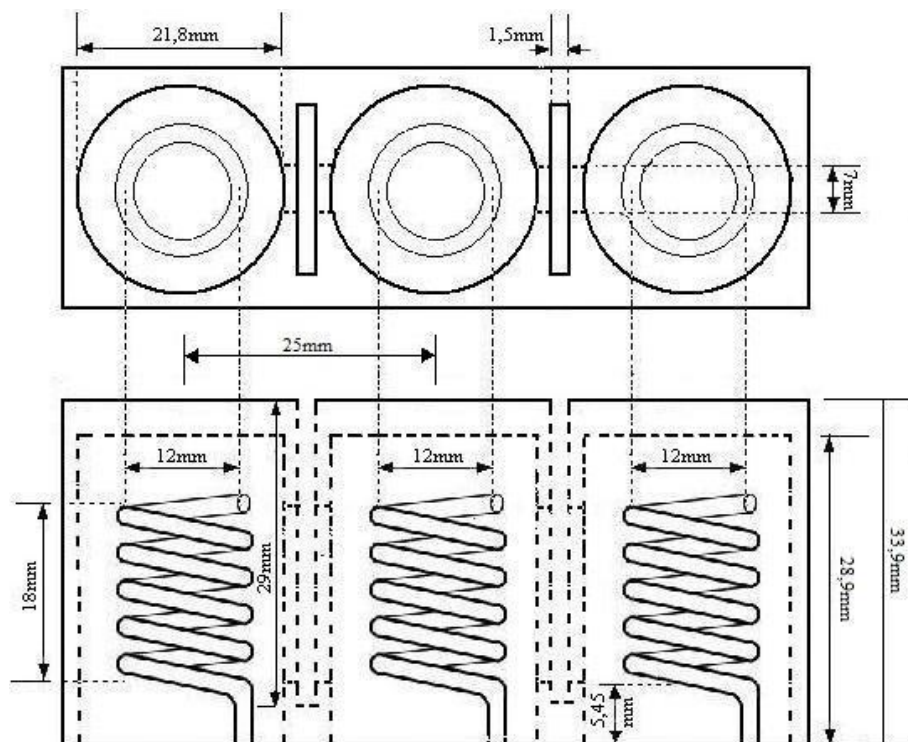


Figura 5.2 Desenho do Filtro helicoidal de cavidade com secção circular e janela de acoplamento regulável, com as exatas medidas usadas na construção do filtro.

5.2 Processo de montagem do filtro 1

Para a construção das helicóides foi utilizado fio esmaltado nº 15 (AWG) que corresponde a 1,45mm de diâmetro, o valor mais próximo do valor de $d_0 = 1,4\text{mm}$. As helicóides foram enroladas com número de voltas um pouco superior ao calculado. No caso desse filtro, em vez de fazer com $N = 5,862$, que é o número de espiras calculado, foram enroladas 6 espiras. É interessante que isso seja feito para que na fase de testes a frequência desejada seja alcançada através de pequenos cortes no comprimento do fio, pois quanto menos espiras, maior é a frequência de ressonância. Esse tipo de problema, frequência central abaixo da projetada, pode ser esperado já que a distância de centro a centro dos helicóides é 19mm , maior que $b=16,9\text{mm}$. Em uma construção perfeita, essas medidas deveriam ser as mesmas (ZVEREV,1967). As helicóides foram soldadas numa placa de latão, que serviu como tampa inferior do filtro. Nessa mesma placa também foram fixados os conectores tipo N do filtro.

Na figura 5.3 segue a foto ilustrando como ficou essa parte do filtro concluída.



Figura 5.3 Tampa inferior removível do filtro 1, com os helicóides soldados e o com conectores tipo N .

Já para a montagem da blindagem do filtro foi usado um tubo de latão de secção quadrada com 17mm de parede interna, que corresponde a S , o lado da cavidade quadrada. Em seguida esse tubo foi cortado em três pedaços de $27,2\text{mm}$, que correspondem a H , comprimento interno da cavidade. Depois disso foram feitas as janelas internas, que tem medida de 8mm de largura e 16mm de altura, centralizada na parede.

Provavelmente com a janela nessa medida haveria um super-acoplamento, mas isso pode ser ajustado empregando-se uma folha de alumínio por dentro da cavidade, de forma a

diminuir o tamanho da janela e, por tentativas o acoplamento adequado pode ser encontrado. Tais janelas foram feitas em um lado de dois dos três pedaços, e em dois lados opostos do terceiro pedaço. Essas peças foram então soldadas com estanho uma do lado da outra, de modo que a peça com as janelas em duas paredes ficou disposta no meio das outras duas. A figura 5.4 ilustra melhor o que foi feito.

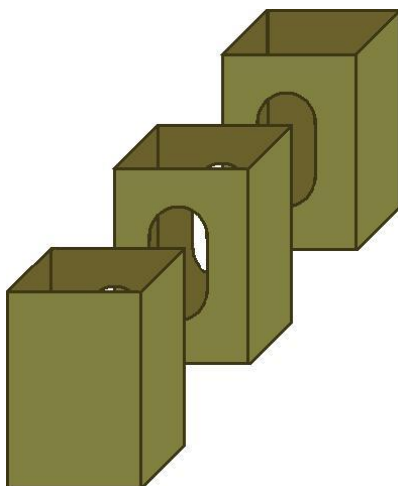


Figura 5.4 Desenho das peças referentes à construção da blindagem do filtro 1.

Na parte superior do filtro foi soldada uma chapa de latão, e foi feito um furo de 6mm no local correspondente ao centro de cada cavidade para colocar o parafuso de ajuste fino. Como as paredes do filtro são muito finas, para poder prender a parte inferior foi soldado uma espécie de cantoneira com os “braços” virados para fora, e neles então foram feitos furos para prender a parte inferior com parafuso. Segue uma foto dessa parte pronta, figura 5.5, com vista da parte inferior para se poder ter uma idéia de como ficou o interior da blindagem do filtro.



Figura 5.5 Blindagem do filtro 1 com vista inferior.

Na figura 5.6 pode ser observada uma foto com a blindagem do filtro e a parte inferior onde os helicóides estão fixados. Em seguida, na figura 5.7 aparece o filtro fechado e concluído.

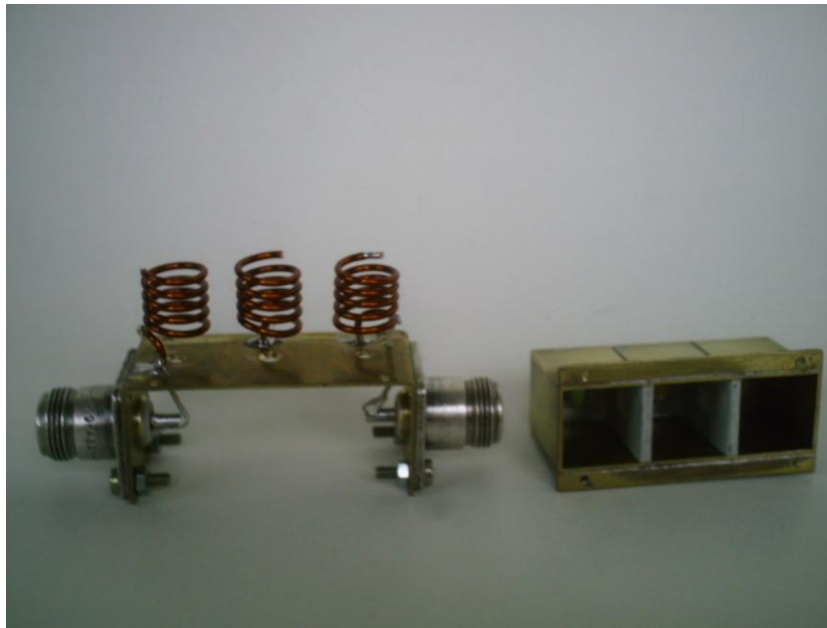


Figura 5.6 Tampa inferior e blindagem do filtro 1 concluídos.

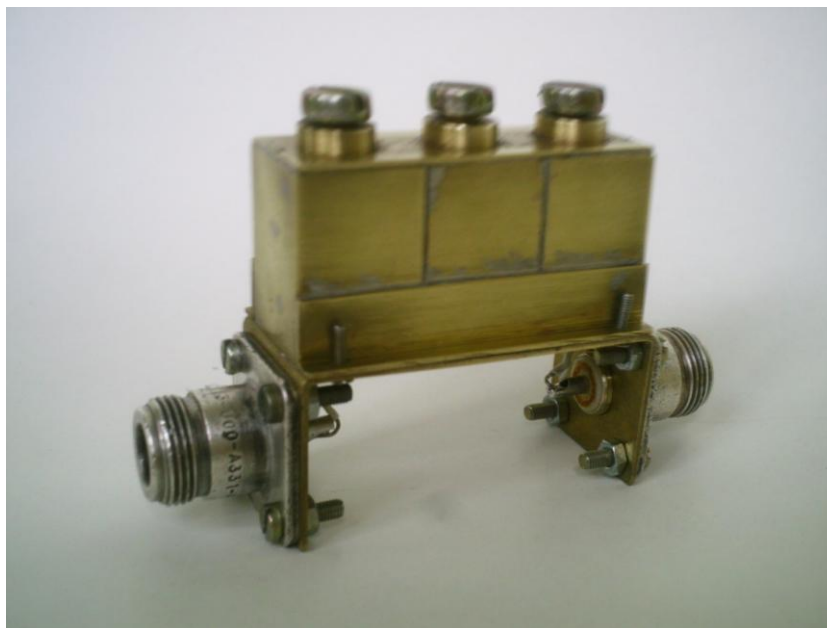


Figura 5.7 Filtro 1 concluído.

5.2.1 Ensaio experimental

Para o ensaio experimental, dos dois filtros, foi usado o Analisador de Redes HewLett Packard 8720C 50MHz-20GHz. Com este equipamento foi possível medir a resposta em frequência do filtro, assim como a relação de onda estacionária em cada entrada dos filtros.

A relação da onda estacionária será representada por S_{11} para a porta de entrada e S_{22} para a porta de saída. Um valor ideal de S_{11} e S_{22} seria 1.

A configuração do Analisador com o filtro está ilustrada na figura 5.8.



Figura 5.8 Configuração do Analisador de rede e o filtro para a análise experimental.

Em todas as respostas foi usada a sintonia fina através do parafuso colocado em cada helicóide na parte superior, para ajustar sempre a frequência central em 401,6MHz.

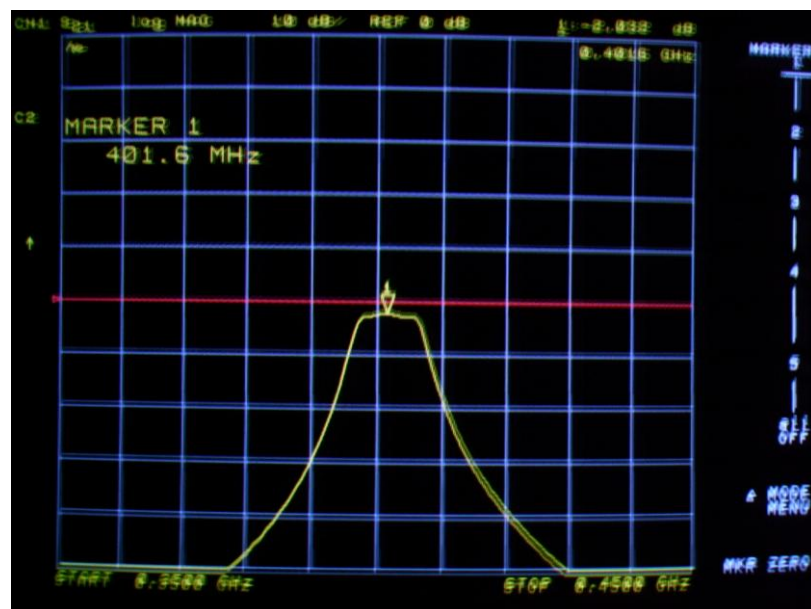


Figura 5.9 Resposta do filtro 1 com os valores de $f_0 = 401,6$ MHz e $I_L = 2,038$ dB

Na figura 5.9 é observado a resposta do filtro, e se pode observar que a frequência central está em 401,6MHz e com uma perda por inserção de 2,038dB.

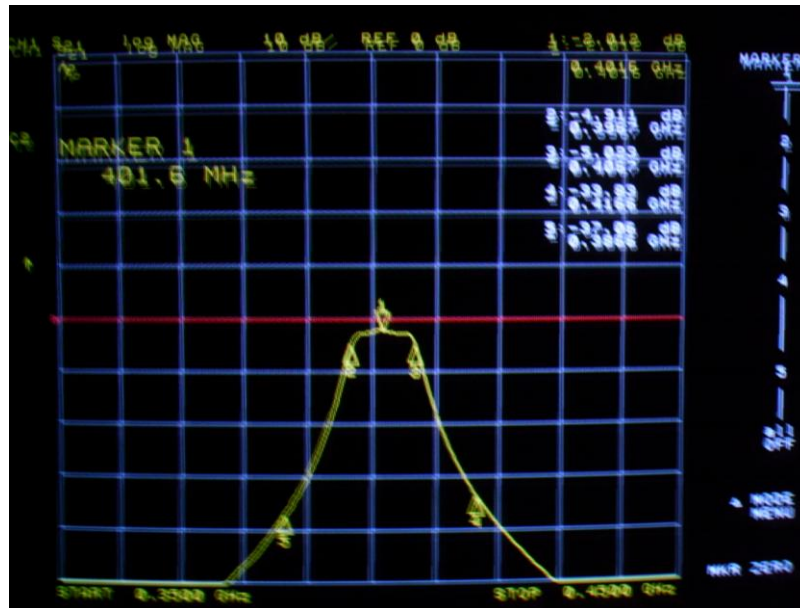


Figura 5.10 Resposta do filtro 1 com destaque nos valores de $BW_{-3dB} = 10$ MHz , $A = -37$ dB inferior e -33 dB superior.

Como está ilustrado na figura 5.10, para observar a banda de passagem do filtro, foram colocados os marcadores do Analisador, Marker 2 e 3, nos pontos de -3 dB em relação à frequência central. Já para observar o quanto foi a atenuação A na faixa de proteção BW colocou-se os marcadores, Marker 4 e 5, do Analisador nas frequências 416,6 MHz e 386,6 MHz ,respectivamente, e observou-se quais eram as atenuações nesses pontos.

Respostas encontradas:

Marker 2	396,7MHz
Marker 3	406,7MHz
Marker 4	-33dB
Marker 5	-37dB

Assim, $BW_{-3dB} = 10$ MHz , $A = -37$ dB inferior e -33 dB superior.

A Razão de Onda Estacionária é a medição da máxima tensão para a mínima tensão em uma linha de transmissão, e mede a perfeição da terminação da linha. Uma razão de 1:1 descreve uma linha terminada em sua impedância característica.(SARTORI,1999)

Neste caso, S_{11} representa a Razão de Onda Estacionária na porta 1 e S_{22} representa a Razão na porta 2.

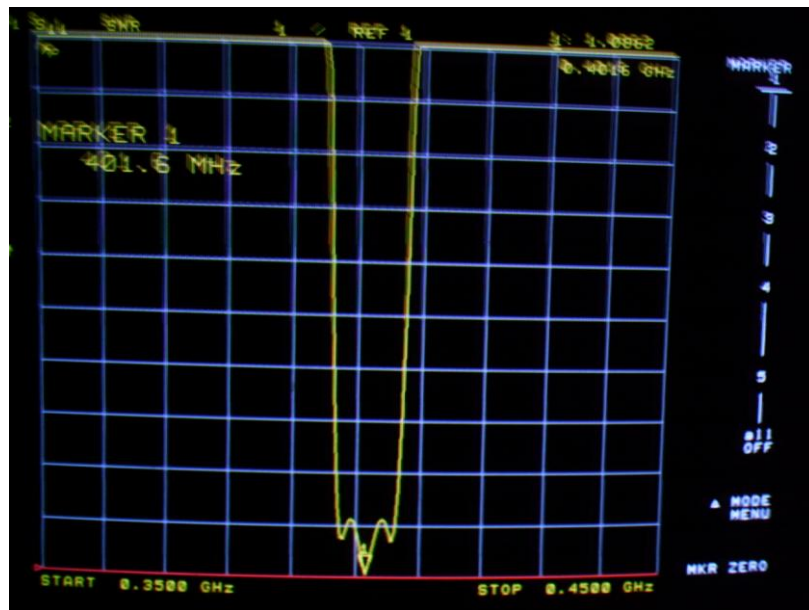


Figura 5.11 Razão de onda estacionária na porta 1 do analisador medida na frequência central. $S_{11} = 1,08$.

Nas figuras 5.11 e 5.12 é possível observar também 3 picos, os quais se referem aos 3 ressonadores do filtro. No caso dos testes, a razão de onda estacionária foi medida na frequência central de 401,6MHz.

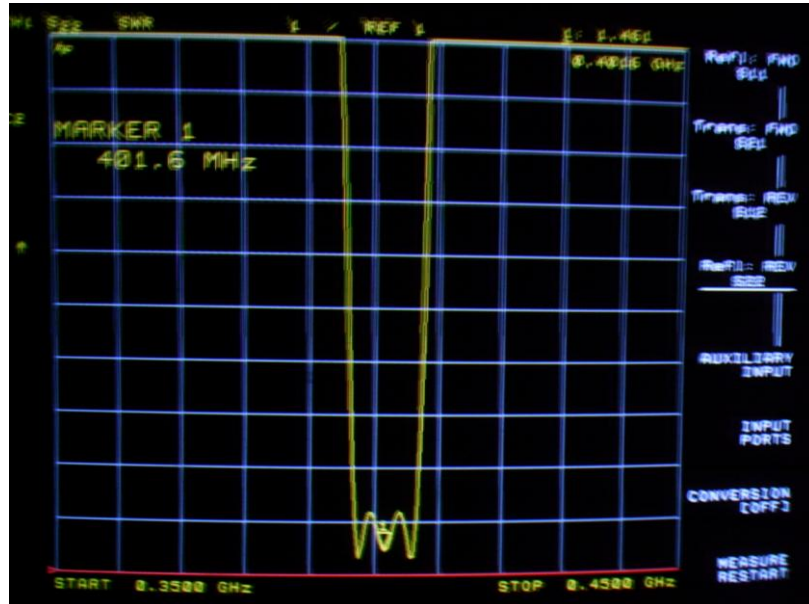


Figura 5.12 Razão de onda estacionária na porta2 do analisador medida na frequência central. $S_{22} = 1,46$.

5.3 Processo de montagem do filtro 2

Para a construção das helicóides foi utilizado fio esmaltado nº 14 (AWG) que corresponde a 1,63mm de diâmetro, o valor mais próximo do valor de $d_0 = 1,6$ mm. Pela mesma

razão do filtro 1, as helicóides foram enroladas com número maior de espiras. Para o filtro 2, o número calculado foi $N = 5.5311$ e, na construção empregou-se 6 espiras. Esse tipo de problema, frequência central abaixo da projetada, foi esperado já que a distância de centro a centro das helicóides é de $25mm$, bem maior que o valor de $b=18mm$. Essa grande diferença foi pela construção da fenda entre as cavidades para que fosse possível o ajuste do tamanho da janela e assim, fazer os estudos de diferentes graus de acoplamento. O modo de construção dessa fenda será melhor descrito adiante.

Como no filtro 1 as helicóides foram soldadas em uma placa de latão, a qual se tornou a tampa inferior do filtro. Nessa mesma placa também estão fixados os conectores tipo N.

Na figura 5.13 pode ser observado como ficou a construção dessa parte do filtro:



Figura 5.13 Tampa inferior removível do filtro2 , com as helicóides soldadas e o com conectores tipo N .

Já para a montagem da blindagem do filtro foi usado um pedaço maciço de latão de secção quadrada com $25,6mm$ de lado. Em seguida esse tubo foi cortado em três pedaços de $33,9mm$, que correspondem a H , comprimento interno da cavidade, mais $5mm$ de sobra que correspondem a espessura da parede superior. Com os pedaços cortados, foi feito, em cada um deles, um furo de diâmetro $D=21,9mm$ com profundidade correspondente a $H=28,9mm$. Depois disso foram feitas as janelas, que medem $7mm$ de largura e $18mm$ de altura, centralizadas na parede de cada peça da blindagem. Estas dimensões podem ser melhor observadas na figura 5.2 anteriormente apresentada.

Tais janelas foram feitas em um lado de dois dos três pedaços, e em dois lados opostos do terceiro pedaço, como já explicado no filtro anterior. Em cada janela foi retirado material na parte externa, partindo da parte superior do filtro e descendo até um pouco depois da extremidade inferior da janela, com largura de $11mm$ e altura de $29mm$, e profundidade suficiente para que, quando as peças fossem soldadas umas com as outras, a fenda entre as

cavidades ficasse com medida em torno de $1,5mm$. Esses pedaços foram então soldados com estanho um do lado do outro, como no filtro anterior. A representação na figura 5.14 ilustra melhor o que foi feito:

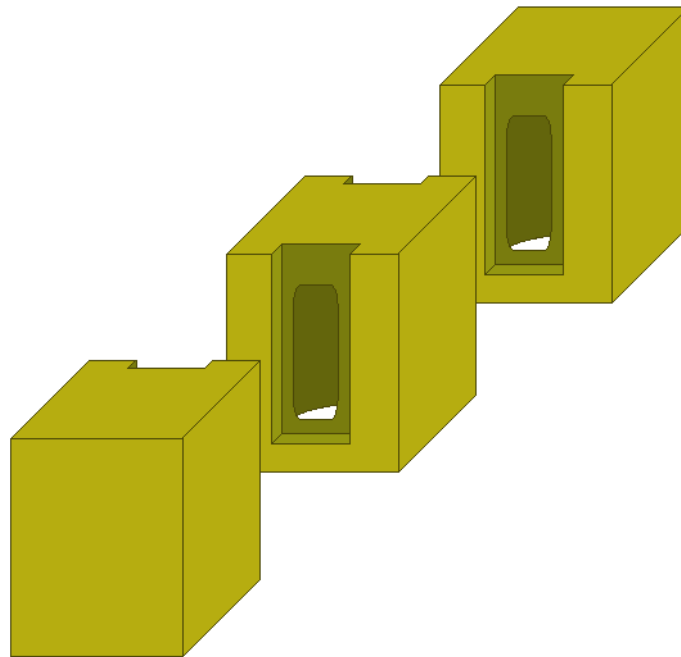


Figura 5.14 Desenho das peças referentes à construção da blindagem do filtro 2.

Na parte superior do filtro foi feito um furo de 6mm no local correspondente ao centro de cada cavidade para colocar o parafuso de ajuste fino.

Na figura 5.15 podem ser observadas as fotos com as vistas inferior e superior da blindagem. Na foto apresentada na figura 5.15(a) podem ser vistos os furos que serão utilizados para fixação da blindagem à outra parte do filtro, aquela que contém as helicóides.

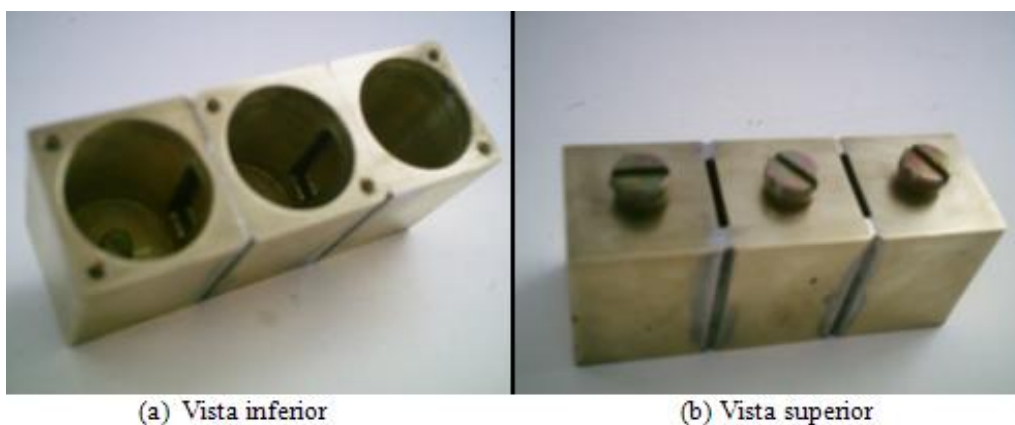


Figura 5.15 Blindagem do filtro2 concluída, com vista inferior (a) e vista superior(b).

Para o ajuste do tamanho de cada janela foi utilizado um pedaço de folha de alumínio, com dimensões suficientes e formato adequado para poder deslizar em cada fenda. Na figura 5.16 é apresentada uma foto com o filtro montado e com as folhas de alumínio:

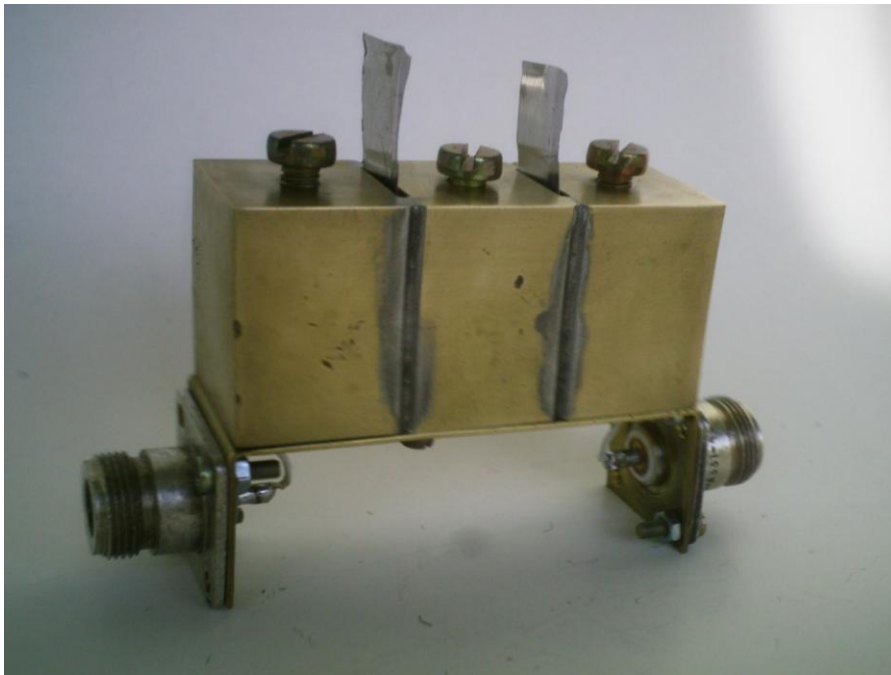


Figura 5.16 Filtro2 concluído com as folhas de alumínio para a regulação da abertura das janelas de acoplamento.

5.3.1 Ensaio experimental

A configuração do analisador de redes e o filtro foi a mesma que no ensaio anterior. A diferença é que neste ensaio serão estudadas as respostas do filtro quando as helicóides estão com acoplamento crítico, sub-acoplamento e super-acoplamento.

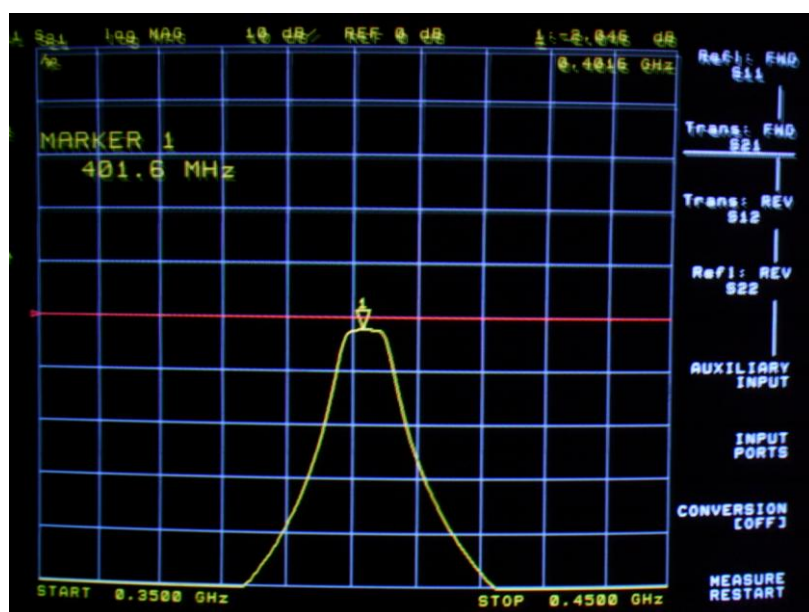


Figura 5.17 Resposta do Filtro2 no acoplamento crítico, com os valores de $f_0=401,6\text{MHz}$ e $I_L = 2,038\text{ dB}$

Na figura 5.17 é mostrada a resposta do filtro, onde pode ser observado que a frequência central está em 401,6MHz e com uma perda por inserção de 2,046dB. O acoplamento crítico foi definido em um ponto em que não houvesse uma perda por inserção alta e com uma largura de banda relativamente estreita.

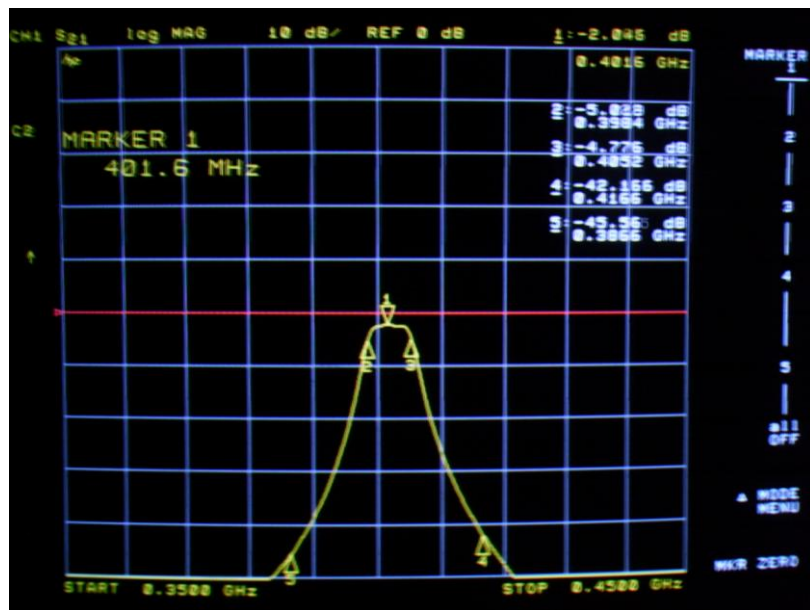


Figura 5.18 Resposta do Filtro2 no acoplamento crítico com destaque nos valores de BW_{-3dB} =6,8MHz, A = -45,56dB inferior e -42,17dB superior

Para observar a banda de passagem do filtro e a atenuação A na faixa de proteção BW foi feito o mesmo procedimento no filtro anterior.

Respostas encontradas:

Marker 2	398,4MHz
Marker 3	405,2MHz
Marker 4	-42,17dB
Marker 5	-45,56dB

Assim, como ilustrado na figura 5.18, BW_{-3dB} foi igual 6,8MHz , A igual a -45,56 dB inferior e -42,17dB superior.

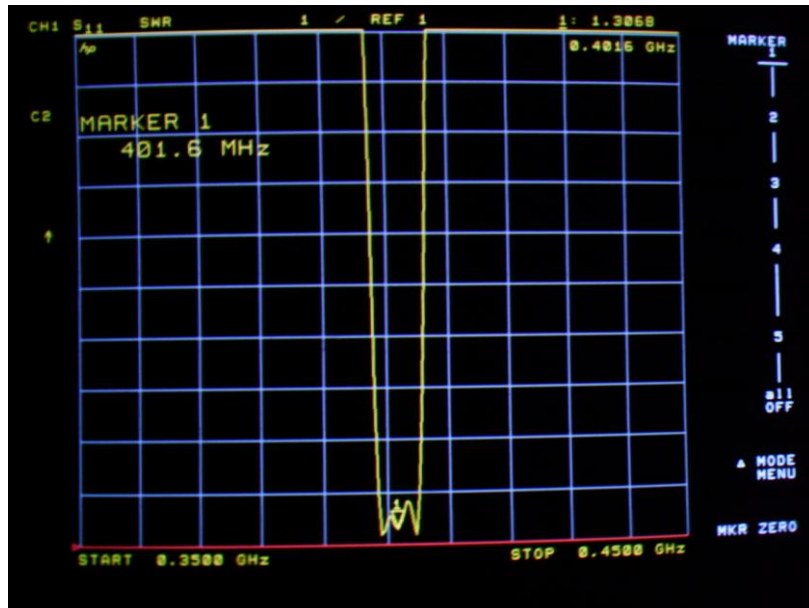


Figura 5.19 Razão de onda estacionária na porta 1 do Analisador medida na frequência central. $S_{11}=1,307$

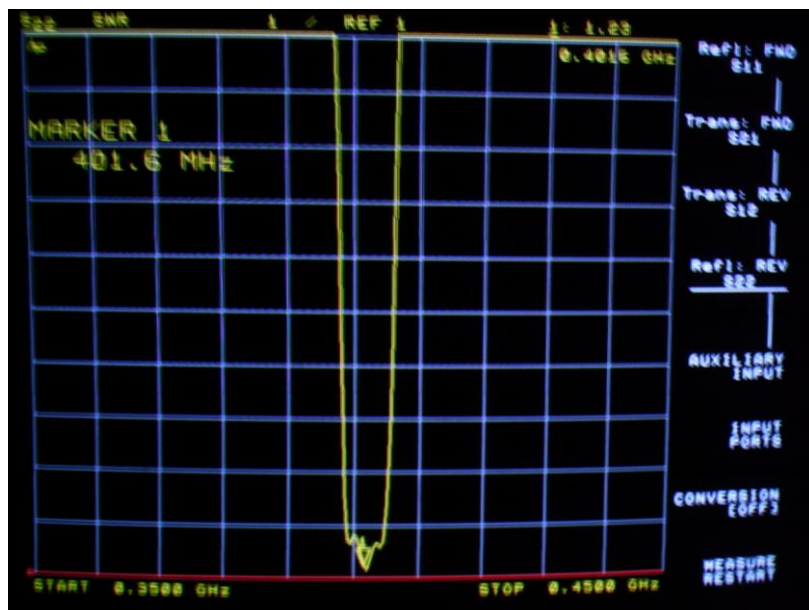


Figura 5.20 Razão de onda estacionária na porta 2 do Analisador medida na frequência central. $S_{22}=1,23$

As relações de onda estacionária nesse filtro no acoplamento crítico foram de $S_{11}=1,307$ e $S_{22}=1,23$, medidas na frequência central.

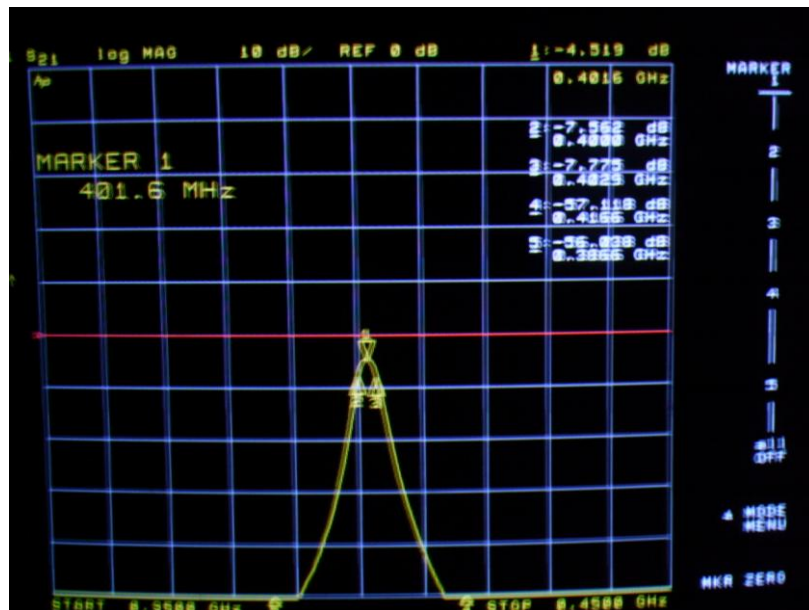


Figura 5.21 Resposta do Filtro2 no sub-acoplamento com destaque nos valores de $I_L = -4,52\text{dB}$, $BW_{-3\text{dB}} = 2,9\text{ MHz}$, $A = -56,0\text{ dB}$ inferior e $-57,1\text{dB}$ superior.

No sub-acoplamento, com a abertura da janela mais fechada, foi observado os seguintes resultados repetindo os mesmos procedimentos anteriores:

Marker 1	-4,52dB
Marker 2	400MHz
Marker 3	402,9MHz
Marker 4	-57,1dB
Marker 5	-56.0dB

Assim os resultados obtidos foram I_L igual à $-4,52\text{dB}$, $BW_{-3\text{dB}}$ igual à $2,9\text{ MHz}$, A igual à $-56,0\text{ dB}$ inferior e $-57,1\text{dB}$ superior. Pode-se observar que, nessa situação, o filtro ficou muito mais seletivo, porém com uma perda por inserção maior.

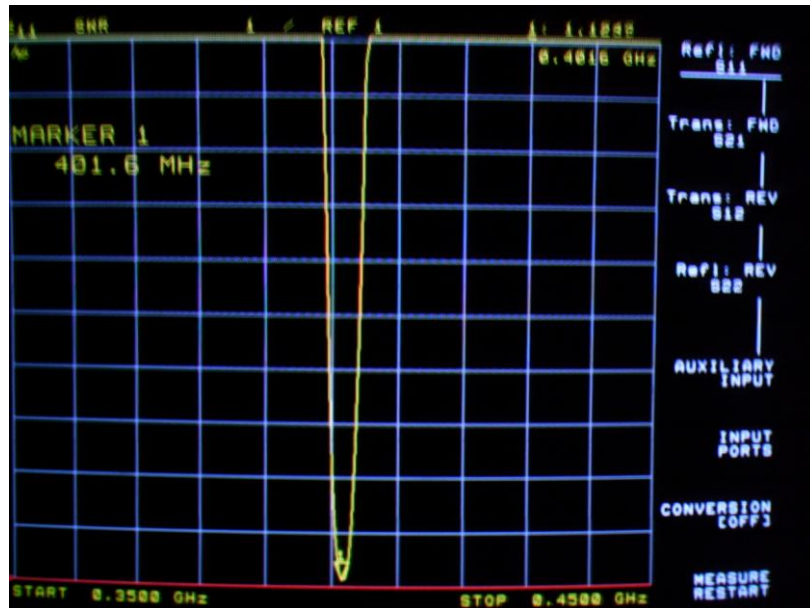


Figura 5.22 Razão de onda estacionária do Filtro2 no sub-acoplamento medida na frequência central. $S_{11} = 1,12$

Já a relação de onda estacionária foi de 1,12. Nesta situação, como o filtro ficou muito seletivo, não é possível observar os 3 picos.

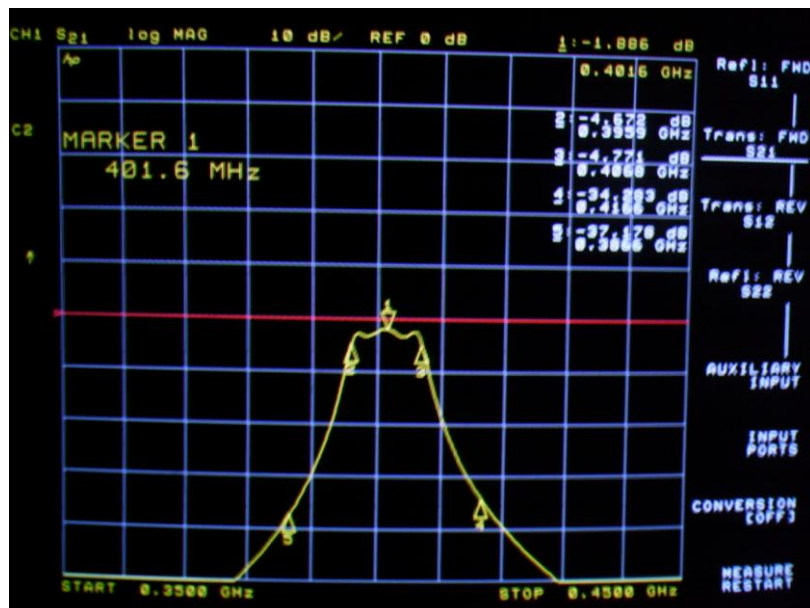


Figura 5.23 Resposta do Filtro2 no super-acoplamento com destaque nos valores de $I_L = -1,89\text{dB}$, $BW_{-3\text{dB}} = 10,9\text{ MHz}$, $A = -37,17\text{dB}$ inferior e $-34,2\text{dB}$ superior

No super-acoplamento, com a abertura da janela maior, foi observado os seguintes resultados repetindo os mesmos procedimentos anteriores:

Marker 1 -1,89dB
 Marker 2 395,9MHz

Marker 3	406,8MHz
Marker 4	-34,20dB
Marker 5	-37,17dB

Assim os resultados obtidos foram I_L igual à $-1,89\text{dB}$, $BW_{-3\text{dB}}$ igual à $10,9\text{ MHz}$, A igual à $-37,17\text{ dB}$ inferior e $-34,2\text{dB}$ superior. Pode-se observar que nessa situação, o filtro ficou menos seletivo, porém com a vantagem de uma perda por inserção menor.

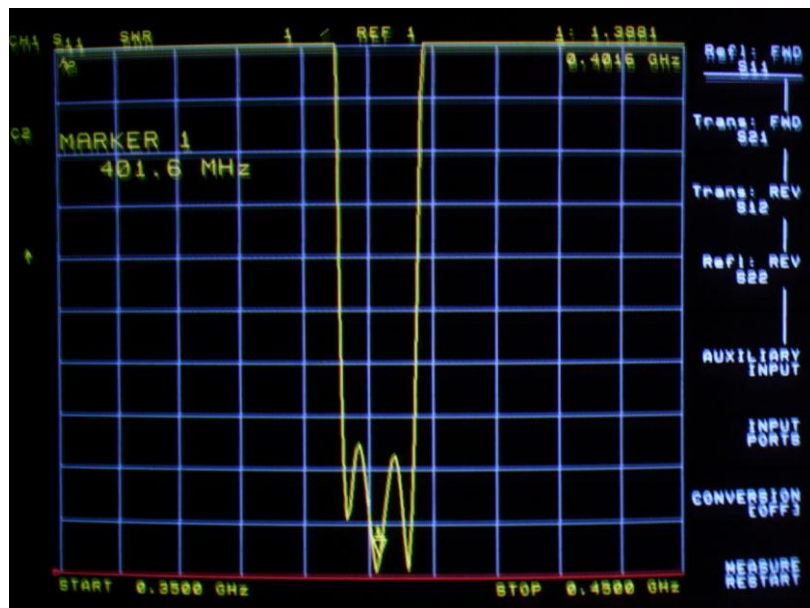


Figura 5.24 Razão de onda estacionária do Filtro2 no sub-acoplamento medida na frequência central. $S_{11} = 1,388$

A relação de onda estacionário foi de $1,388$ e, nitidamente, pode ser observado, na figura 5.24, os picos referentes aos 3 ressonadores pois a largura de faixa foi maior.

5.4 Discussão dos Resultados Obtidos

O comportamento dos filtros foi compatível com a teoria. As respostas conseguidas depois de alguns ajustes chegaram muito próximas do esperado. Esses resultados foram conseguidos através dos parafusos de ajustes e no segundo tipo de filtro também pelo ajuste nas dimensões das janelas de acoplamento. Na medida em que o parafuso se aproxima da helicóide ocorre um aumento na capacitância entre a helicóide e a blindagem e, conseqüentemente uma diminuição na frequência de ressonância. Esse fato foi essencial para conseguir a frequência central projetada.

Como foi dito anteriormente, na construção dos filtros, as helicóides foram enroladas com um número maior de voltas, pois provavelmente seria necessário reduzir um pouco o

número de voltas para que a frequência central aumentasse. Esse fato ocorre porque diminuindo o número de espiras, a indutância diminui, aumentando a frequência de ressonância. No final dos ajustes, o número de espiras do primeiro filtro passou de $N = 5,862$ (valor projetado) para aproximadamente 5,1 voltas, e do segundo filtro de $N = 5,5311$ para aproximadamente 4,7 voltas.

No teste referente ao grau de acoplamento, verificou-se exatamente o que, segundo a teoria, era esperado. Quanto maior o grau de acoplamento, menores são as perdas, mas em consequência a largura da faixa de passagem aumenta e surgem ondulações na faixa. Com um grau de acoplamento menor, o filtro acaba ficando muito mais seletivo, mas, em contrapartida, sua perda por inserção aumenta. Foi verificado também que, quanto maior o grau de acoplamento, maior será o desvio na frequência central, o que dá para ser compensado através dos parafusos de ajuste fino.

5.5 Comparação com produtos similares comerciais

Foi pesquisado no comércio um produto com frequência central semelhante à pretendida neste trabalho. Na tabela 5.1 podem ser observadas as características dos filtros construídos com um do mesmo tipo encontrado comercialmente projetado para uma frequência central próxima de 401,6MHz.

Tabela 5.1 Comparação dos filtros construídos com um filtro comercial de frequência central próxima.

		Comercial	Filtro 1	Filtro 2
Frequência central		434 MHz	401,6 MHz	401,6 MHz
Perda por inserção		< 3.0 dB	2,038 dB	2,046 dB
BW _{-3dB}		> 18 MHz	10 MHz	6,8 MHz
Atenuação na faixa de proteção *	inferior	16 dB	37 dB	45,56 dB
	superior	25 dB	33 dB	42,17 dB

*No filtro comercial, a faixa de proteção é de 100MHz, já no projetado neste trabalho, a faixa de proteção é de apenas 30MHz.

Os dados referentes ao produto similar comercial podem ser acessados em www.mcvtech.com/site/pdfs/catalogs/helical_filters_catalog.pdf, onde o modelo escolhido para a comparação foi o TDW2424B-434M-18M. Um fator importante a ser observado é que apesar do protótipo implementado neste trabalho apresentar uma performance bem melhor, o produto similar comercial apresenta dimensões e peso bem menores. Em um projeto, deve-se levar isso em consideração, quanto mais seletivo for o filtro, mais ressonadores terá o filtro, e consequentemente, maior ele será. Em se tratando de dispositivos a serem empregados na área espacial esses fatores são de suma importância e precisam ser cuidadosamente avaliados.

6 Conclusão

Neste trabalho desenvolveu-se um estudo sobre a maneira de se projetar um filtro helicoidal passa-faixa em frequências de VHF/UHF e, com a sua implementação prática, maneiras de se ajustar à característica desejada.

As verificações sobre o grau de acoplamento foram importantes, já que não se encontra muito material sobre o assunto. Mesmo que a análise feita neste trabalho tenha sido experimental, já há uma contribuição no que diz respeito à maneira como se comporta a resposta do filtro em relação ao seu grau de acoplamento. Com estas verificações experimentais torna-se possível construir filtros, com produção até em série, com as características desejadas, tomando como referência as dimensões das janelas obtidas no protótipo empregado.

Outra importante contribuição foram as maneiras de se ajustar o filtro, depois de projetado e construído, para alcançar a frequência e resposta desejadas. Uma das maneiras seria o ajuste fino feito pelo parafuso. A outra foi desenvolvida depois da implementação prática, na fase de testes, ao se diminuir o número de voltas das helicóides para aumentar a frequência central.

Este trabalho mostrou que com filtro helicoidal é possível se conseguir resposta muito próxima daquela desejada, com um dispositivo de dimensões pequenas em uma faixa de frequência em que filtros empregando indutores e capacitores convencionais assumem valores de difícil implementação e, quando construídos com linhas de transmissão estas se tornam grandes demais.

Neste trabalho foi feita uma análise qualitativa do grau de acoplamento, ou seja, apenas foi observado como se comporta a resposta do filtro em diferentes graus de acoplamento. Uma análise quantitativa do grau de acoplamento, fazendo o levantamento de uma curva da resposta do filtro em relação ao grau de acoplamento seria uma proposta para trabalhos futuros.

7 Referências

BLINCHIKOFF, HERMAN. J.; ZVEREV, ANATOL I. – Filtering in the Time na Frequency Domain. New York: John Wiley and Sons, 1976.

CAETANO, FÁBIO D. – Desenvolvimento de Aplicativo de Suporte a Projetos de Filtros Helicoidais na Faixa de VHF/UHF. Trabalho de Conclusão de Curso – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos. 2009.

HAAGEN, GARY A. V. – The Electrical Tuning of Helical Ressonators. The Microwave Journal, p. 84-90, August 1967.

HAYKIN, Simon; VEEN, Barry V. – Sinais e Sistemas. Trad. José Carlos Barbosa dos Santos. Porto Alegre: Bookman, 2001. Cap 8, p. 495-511.

KAUFMAN, Milton; SEIDMAN, Arthur H. – Handbook of Eletronics Calculations for Engineers and Technicians. New York: McGraw-Hill, 1979. Cap. 19.

MACALPINE, W. W.; SCHILDKNECHT, R. O. – Coaxial Ressonator with Helical Inner Conductor. Proceedings of The I.R.E., p. 2099-2105, December 1959.

NILSSON, James W.; RIEDEL, Susan A. – Circuitos Elétricos. 6ª Ed. Rio de Janeiro: LTC – Livros Técnicos e Científicos Editora SA, 2003. Cap. 14, p. 467-475.

O'MEARA, T. R.; ZVEREV, A. I.; BLINCHIKOFF, H. J. – Correspondence about “Ralization of a Filter with Helical Components”. IRE Transactions on Component Parts, p. 213-124, December 1962.

PALMA, DIEGO P. – Uma Nova Abordagem para o Projeto e Simulação Numérica do Comportamento de Filtros Helicoidais na Faixa de VHF. 2005. 130 p. Tese (Mestrado em Engenharia Elétrica)- Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí. 2005.

SARTORI, JOSÉ C. – Projeto de Filtro Passa Faixa Interdigital Utilizando Microfitas. 1981. 88 p. Tese (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos. 1981.

SARTORI, JOSÉ C. – Linhas de Transmissão e Carta de Smith: Projeto assistido por Computador –Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos. 1999.

Sítio eletrônico: www.mcvtech.com/site/pdfs/catalogs/helical_filters_catalog.pdf (último acesso em 08/11/2009)

VAN VALKENBURG, M. E. – Introduction to Modern Network Synthesis.1 Wiley International Edition, 1960.

ZVEREV, Anatol I. – Handbook of Filter Synthesis. New York: John Wiley and Sons, 1967. Cap. 9, p. 499-521.

