

CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



Universidade Federal  
de Campina Grande

RAFAEL DOMINGOS DE BARROS

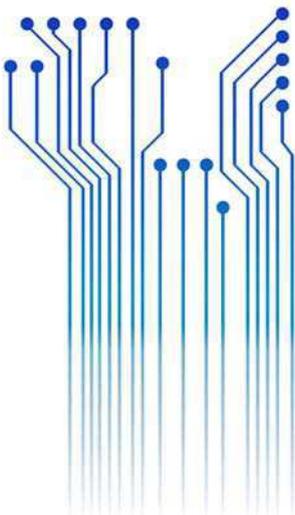


Centro de Engenharia  
Elétrica e Informática

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO  
IMPLEMENTAÇÃO DE FILTROS PARA APLICAÇÃO EM RADIOFREQUÊNCIA (RF)  
COM ALTA POTÊNCIA



Departamento de  
Engenharia Elétrica



Campina Grande  
2018

RAFAEL DOMINGOS DE BARROS

IMPLEMENTAÇÃO DE FILTROS PARA APLICAÇÃO EM RADIOFREQUÊNCIA (RF) COM ALTA  
POTÊNCIA

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido à  
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal de Campina Grande  
como parte dos requisitos necessários para a  
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no  
Domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Radiofrequência (RF)

Orientador:

Professor Edmar Candeia Gurjão, D. Sc.

Campina Grande  
2018

RAFAEL DOMINGOS DE BARROS

IMPLEMENTAÇÃO DE FILTROS PARA APLICAÇÃO EM RADIOFREQUÊNCIA (RF) COM ALTA  
POTÊNCIA

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido à  
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal de Campina Grande  
como parte dos requisitos necessários para a  
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no  
Domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Radiofrequência (RF)

Aprovado em        /        /

**Professor Avaliador**  
Universidade Federal de Campina Grande  
Avaliador

**Professor Edmar Candeia Gurjão, D. Sc.**  
Universidade Federal de Campina Grande  
Orientador, UFCG

## AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, primeiramente, autor de toda a criação, que pelo dom concedido aos homens permite que ele possa também participar da criação.

Agradeço aos meus pais, por sua dedicação ao longo de todos os meus anos de vida, cujo esforço e dedicação não consigo mensurar. O apoio prestado por eles foi essencial para a superação das adversidades enfrentadas durante todo o período na Academia.

Agradeço também ao meu orientador, o professor Edmar, por sua essencial ajuda no desenvolvimento deste trabalho, bem como de Válber, aluno orientando do professor Edmar, que também me auxiliou na etapa final de medições.

Enfim, agradeço aos que de alguma forma, me apoiaram e contribuíram para que hoje eu pudesse ter a oportunidade de desenvolver este trabalho.

## RESUMO

Um projeto de filtro passa-faixas para radioamadorismo, desenvolvido com sucesso pelo grupo PI4CC foi o principal motivador para a elaboração deste trabalho de conclusão de curso.

Os filtros são elementos indispensáveis na área das telecomunicações, sobretudo na recepção de sinais. Em estações-base é comum transmitir e receber sinais, cuja potência é da ordem centenas ou até mesmo milhares de watts e, nesse caso, os tradicionais circuitos de micro-ondas que utilizam elementos como microlinhas e *stubs* não são adequados para este tipo de aplicação.

Sendo assim, auxiliado por ferramentas computacionais, tal como os *softwares* do pacote ANSYS *Electromagnetics*<sup>®</sup> e baseado nas técnicas de concepção de filtros passa-faixa com parâmetros concentrados, foi possível projetar e construir os indutores do filtro, cujas indutâncias, em grande parte, estiveram de acordo com o valor esperado, salvo uma pequena margem de erro.

**Palavras-chave:** Filtro Passa-faixa, Alta Potência, Radioamadorismo, Telecomunicações, Simulação Eletromagnética, Design de indutores.

# RESUMÉ

Un projet de filtre passe-bande d'haute puissance pour le radio amateur, développé avec succès par le groupe hollandais PI4CC, a été le principal facteur de motivation pour la préparation de ce travail de fin d'études.

Les filtres sont éléments indispensables dans le domaine des télécommunications, notamment dans la réception de signaux. Dans les stations de base, il est courant d'émettre et de recevoir des signaux dont la puissance est de l'ordre de centaines ou de milliers de watts et, dans ce cas, les circuits micro-ondes traditionnels utilisant des éléments tels que les microlignes ne conviennent pas pour ce type d'application.

Par conséquent, aidé par des outils de calcul, tels que le logiciel du progiciel ANSYS *Electromagnetics*<sup>®</sup> et basées sur les techniques de conception de filtres passe-bande avec paramètres concentrés, a été possible de concevoir e de construire les inducteurs du filtre, dont l'inductances, en grand partie, ont été d'accord avec la valeur attendue, sauf pour une petite marge d'erreur.

**Mots-clés:** Filtre passe-bande, haute puissance, radio amateur, télécommunications, simulation électromagnétique, projet d'inducteurs.

# LISTA DE ILUSTRAÇÕES

|  |    |
|--|----|
| Figura 1 – Protótipo de filtro passa-baixa, $N = 2$ .....  | 17 |
| Figura 2 – Regiões definidas pela ITU .....  | 22 |
| Figura 3 – Resposta em frequência de todos os filtros do PI4CC (resultados de simulação).....                          | 23 |
| Figura 4 – Resposta em frequência do filtro da banda de 10 m do PI4CC.....   | 24 |
| Figura 5 – Janela inicial do <i>Filter Design Wizard</i> .....   | 26 |
| Figura 6 – Janela de especificações do <i>Filter Design Wizard</i> .....   | 27 |
| Figura 7 – Circuito do filtro passa faixa gerado pelo <i>Filter Design Wizard</i> .....                                | 28 |
| Figura 8 – Circuito exportado para o ANSYS Designer® .....   | 28 |
| Figura 9 – Resultados obtidos pelo para determinação do $Q$ ótimo .....  | 29 |
| Figura 10 – Janela de configuração da calculadora de indutância de Serge Stroobandt.....                               | 31 |
| Figura 11 – Resposta do filtro passa faixa (circuito exportado) após a inserção do fator de qualidade ( $Q$ )<br>..... | 31 |
| Figura 12 – Resultados do Parâmetro $S_{11}$ obtidos pelo PI4CC (a) e por simulação no ANSYS Designer®<br>(b) .....    | 32 |
| Figura 13 – Modelo físico do indutor no ANSYS Designer® .....  | 33 |
| Figura 14 – Simulação paramétrica para cálculo da indutância no ANSYS Designer® .....                                  | 34 |
| Figura 15 – Indutância em função da frequência para tubos de diferentes espessuras de parede.....                      | 35 |
| Figura 16 – Modelo de indutor construído no ANSYS HFSS® .....  | 36 |
| Figura 17 – Indutâncias $L_1$ (a), $L_2$ (b), $L_3$ (c) em função da frequência.....                                   | 37 |
| Figura 18 – Filtro da banda de 10m concebido pelo PI4CC.....   | 39 |
| Figura 19 – Algumas imagens extraídas durante as medições .....  | 39 |
| Figura 20 – Modelo Físico simulado no ANSYS Designer® .....  | 40 |
| Figura 21 – Resposta em frequência do modelo físico do filtro simulado no ANSYS Designer® .....                        | 41 |

# LISTA DE TABELAS

|  |    |
|--|----|
| Tabela 1 – Alocação de frequências do rádio amador .....   | 23 |
| Tabela 2 – Atenuação dos filtros passa-faixa do PI4CC em outras bandas .....   | 24 |
| Tabela 3 – Resposta em frequência do filtro da banda de 10 m do PI4CC.....   | 24 |
| Tabela 4 – Especificações do filtro da banda de 10m.....   | 25 |
| Tabela 5 – Resultados da calculadora e parâmetros inseridos para o cálculo.....  | 30 |
| Tabela 6 – Tabela comparativa das especificações e dos resultados obtidos para o filtro ideal .....                            | 32 |
| Tabela 7 – Resultados do Parâmetro $S_{11}$ obtidos pelo PI4CC e por simulação no ANSYS Designer® .....                        | 32 |
| Tabela 8 – Comparação entre as dimensões dos indutores calculados pelo ANSYS Designer® e calculadora de Serge Stroobandt ..... | 34 |
| Tabela 9 – Pesos e medidas referenciais para alguns tubos de cobre disponíveis no comércio .....                               | 35 |
| Tabela 10 – Indutância em função da frequência para tubos de diferentes espessuras de parede .....                             | 36 |
| Tabela 11 – Resultados obtidos no ANSYS HFSS®.....   | 37 |
| Tabela 12 – Comparação entre os resultados de medições e simulação dos indutores.....  | 38 |
| Tabela 13 – Dimensões dos indutores no HFSS e no Designer.....   | 40 |
| Tabela 14 – Capacitâncias do projeto e valores comerciais .....  | 40 |
| Tabela 15 – Comparação entre as respostas em frequência do filtro (projeto e simulação) .....                                  | 41 |

# SUMÁRIO

|   |      |
|---|------|
| Agradecimentos.....   | iv   |
| Resumo.....   | v    |
| Resumé.....   | vi   |
| Lista de Ilustrações.....                                   | vii  |
| Lista de Tabelas.....                                       | viii |
| Sumário.....  | ix   |
| 1 Introdução.....   | 14   |
| 1.1 Embasamento teórico.....                                | 14   |
| 1.1.1 Introdução.....                                       | 14   |
| 1.1.2 Concepção de Filtros com Parâmetros Concentrados..... | 15   |
| 1.1.3 Escalonamento em Impedância e Frequência.....         | 19   |
| 2 Desenvolvimento.....                                      | 22   |
| 2.1 Determinação das Especificações.....                    | 22   |
| 2.2 Simulação e concepção do circuito do filtro.....        | 25   |
| 2.3 Dimensionamento dos indutores do filtro.....            | 28   |
| 2.4 Confecção dos Indutores e Resultados Obtidos.....       | 38   |
| 3 Conclusão.....  | 42   |
| Referências.....  | 43   |

# 1 INTRODUÇÃO

Na área das telecomunicações a utilização das técnicas de filtragem de sinais é essencial para o processo de comunicação. Um dos ramos das telecomunicações no qual se usufrui dos filtros é no radioamadorismo.

A ITU (*International Telecommunications Union*), por meio do regulamento geral da Convenção de Radiotelegrafia (1927), define o Rádio Amador como sendo o uso do espectro de radiofrequências (RF) para fins de troca de mensagens não comerciais, experimentação sem fio, auto treinamento, recreação privada, eventos esportivos, disputa e comunicação de emergência. O termo "amador" é usado para especificar "uma pessoa devidamente autorizada interessada em prática radioelétrica com um objetivo puramente pessoal e sem fins lucrativos".

Este é trabalho inspirado no que foi realizado numa estação base de radioamadores, localizada em Hoek van Holland, Países Baixos, cujo erguimento teve a finalidade de favorecer a participação em concursos do ramo radioamador. A grande quantidade de antenas no local, faz com que sejam comuns problemas na recepção de sinais RF, como, por exemplo, a recepção de sinais fortes indesejados, seja por meio de interferências ou por meio de harmônicos de outros sinais, efeitos que degeneram a qualidade do sinal. Para solucionar tais problemas, poder-se-ia implementar filtros com uso de *stubs*, contudo, tratando-se de um filtro de alta potência, apenas uma faixa do espectro seria atenuada caso essa técnica fosse aplicada, portanto, para que o usuário possa lidar com potências da ordem de centenas de watts utiliza-se elementos discretos.

Objetiva-se produzir um filtro que possua capacidade de lidar com alta potência, baixa perda de inserção, atenua a banda adjacente a cerca de 80 dB, seja de fácil reprodução, modular, de habilitação robusta e estável. Por fim, além das análises tradicionais de resposta do filtro deseja-se realizar uma breve análise térmica.

## 1.1 EMBASAMENTO TEÓRICO

### 1.1.1 INTRODUÇÃO

Um filtro micro-ondas, segundo (Pozar, 1998), é uma rede de duas portas usada para controlar a resposta em frequência de um certo ponto em um sistema de micro-ondas, fornecendo transmissão em frequências dentro da banda passante do filtro e atenuação na faixa de rejeição do filtro.

Como o objetivo deste trabalho é o projeto de um filtro passa-faixas, a primeira seção deste capítulo será dedicada à explanação da técnica utilizada para reprodução do filtro concebido pelo PI4CC. Embora, a técnica não tenha sido aplicada manualmente, mas com o auxílio de uma ferramenta computacional, faz-se necessária a justificativa dos resultados obtidos.

### 1.1.2 CONCEPÇÃO DE FILTROS COM PARÂMETROS CONCENTRADOS

Uma das etapas necessárias à concepção de um filtro diz respeito à escolha da sua topologia. De acordo com o apresentado no site (PI4CC, 1996-2018), sugere-se a escolha de uma topologia híbrida, que reúna características das topologias de *Chebyshev* e de *Cauer*. Para uma mesma especificação de filtro, quando se utiliza as topologias de *Cauer* ou de *Chebyshev*, obtêm-se filtros de ordem inferior àquela se obtiveria com a utilização da topologia de *Butterworth* (Maximamente plana), além de proverem também uma atenuação mais rápida com o aumento da frequência.

Contudo, durante o projeto para reprodução do filtro, determinou-se que seria apenas utilizada a topologia de *Chebyshev*, pois a topologia de *Cauer*, apesar de gerar filtros de menor ordem, por outro lado exige a utilização de uma maior quantidade de componentes. Além disso, a topologia de *Chebyshev* fornece maior atenuação nas bandas mais distantes da faixa de passagem e, por fim, (do próprio autor, 2018) do site PI4CC não especifica quais são as modificações necessárias num filtro passa-faixas de modo a se obter o filtro híbrido (*Chebyshev* e *Cauer*), nem qual literatura que pudesse servir de auxílio.

O método do *insertion loss* (IL), também chamado de perdas de inserção, foi escolhido para o design do filtro e, segundo (Pozar, 1998), este método melhora o desempenho do filtro de forma direta, à custa de um filtro de ordem superior e, além disso, a topologia de *Chebyshev* é mais adequada quando o objetivo é de reduzir as perdas de inserção.

No método das perdas de inserção, utilizado neste projeto de filtros RF, o filtro tem resposta definida pela perda de inserção, ou pela taxa de perda de energia,  $P_{LR}$  (*power loss ratio*):

$$P_{LR} = \frac{\text{Potência disponível na fonte}}{\text{Potência entregue à carga}} = \frac{P_{\text{inc}}}{P_{\text{load}}} = \frac{1}{1 - |\Gamma(\omega)|^2}. \quad (1)$$

Se tanto a carga quanto a fonte estiverem com as impedâncias casadas, a quantidade apresentada em (1) é recíproca a  $|S_{12}|^2$ . Desse modo, as perdas por inserção, em decibéis (dB) são dadas por

$$IL = 10 \log_{10} P_{LR}. \quad (2)$$

O coeficiente de reflexão,  $|\Gamma(\omega)|^2$ , é uma função par de  $\omega$ , desse modo, pode ser expresso como um polinômio de  $\omega^2$ , que pode ser escrito da seguinte maneira:

$$|\Gamma(\omega)|^2 = \frac{M(\omega^2)}{M(\omega^2) + N(\omega^2)}, \quad (3)$$

em que  $M(\omega^2)$  e  $N(\omega^2)$  são polinômios em  $\omega^2$ . Desse modo, a taxa de perda de potência,  $P_{LR}$ , a partir da expressão (1) pode ser escrita como:

$$P_{LR} = 1 + \frac{M(\omega^2)}{N(\omega^2)}. \quad (4)$$

Caso substitua-se em (4), tanto  $M(\omega^2)$  e  $N(\omega^2)$ , será obtida uma especificação das perdas de inserção de um filtro passa-baixa de ordem  $N$ , com resposta de ondulação igual (*Equal ripple – Chebyshev*).

$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2 \left( \frac{\omega}{\omega_c} \right), \quad (5)$$

A função apresentada em (5), fornece ondulações de amplitude  $1 + k^2$ , uma vez que o polinômio de *Chebyshev*,  $T_N(x)$ , oscila entre  $\pm 1$  para  $|x| \leq 1$ . Assim,  $k^2$  determina o nível de oscilação da banda passante (quanto maior o  $k$ , maior o nível de oscilação). Para um valor grande de  $x$ , o polinômio de *Chebyshev* é,  $T_N(x) \simeq 1/2(2x)^N$ , então para  $\omega \gg \omega_c$  (frequência de corte,  $\omega_c$ ) a perda por inserção torna-se:

$$P_{LR} \simeq \frac{k^2}{4} \left( \frac{2\omega}{\omega_c} \right)^{2N}, \quad (6)$$

que também aumenta numa taxa de  $20N$  dB/década. Mas a perda por inserção para o caso de *Chebyshev* é  $(2^{2N})/4$  vezes maior do que a resposta binomial em qualquer frequência onde  $\omega \gg \omega_c$ .

Para a concepção de um filtro passa-faixa, uma alternativa possível é a de projetar um filtro passa-baixa com especificações análogas a do filtro passa-faixa, que depois deve ser transformado em frequência, de modo a deslocar a frequência central do filtro para a frequência desejada.

Para o projeto de um filtro passa-baixa com frequência de corte  $\omega_c = 1$ , a taxa de perda de potência será dada por:

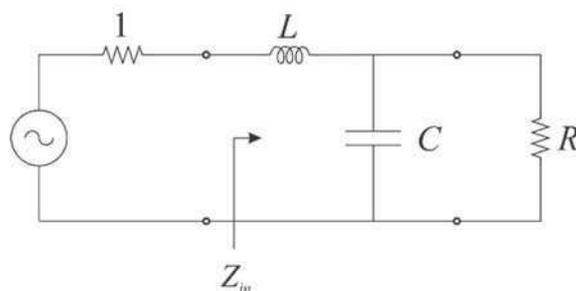
$$P_{LR} = 1 + k^2 T_N^2(\omega), \quad (7)$$

em que  $1 + k^2$  é a oscilação na banda de passagem. Os polinômios de Chebyshev possuem a seguinte propriedade:

$$T_N(0) = \begin{cases} 0, & \text{para } N \text{ par} \\ 1, & \text{para } N \text{ ímpar} \end{cases} \quad (8)$$

desse modo, pode-se observar que  $P_{LR}$  na frequência  $\omega = 0$  será igual a 0 ou  $1 + k^2$  a depender do valor de  $N$  (ímpar ou par). Portanto, deve-se considerar dois casos distintos para o cálculo de  $P_{LR}$  de acordo com o valor de  $N$ .

Figura 1 – Protótipo de filtro passa-baixa,  $N = 2$ .



Fonte: (Pozar, 1998).

Para o filtro de segunda ordem apresentado na Figura 1, tem-se o seguinte:

$$P_{LR} = \frac{1}{1-|\Gamma|^2} = \frac{1}{1-\left(\frac{Z_{in}-1}{Z_{in}+1}\right)\left(\frac{Z_{in}^*-1}{Z_{in}^*+1}\right)} = \frac{|Z_{in}+1|^2}{2(Z_{in}+Z_{in}^*)}, \quad (9)$$

porém, para o filtro da Figura 1, a impedância de entrada  $Z_{in}$  é dada por:

$$Z_{in} = j\omega L + \frac{R(1-j\omega RC)}{1+\omega^2 R^2 C^2}, \quad (10)$$

por consequência, tem-se que:

$$Z_{in} + Z_{in}^* = \frac{2R}{1+\omega^2 R^2 C^2}, \quad (11)$$

e também que:

$$|Z_{in} + 1|^2 = \left(\frac{R}{1+\omega^2 R^2 C^2} + 1\right)^2 + \left(\omega L - \frac{\omega CR^2}{1+\omega^2 R^2 C^2}\right)^2, \quad (12)$$

Substituindo as equações em (11) e (12) em (9), é possível obter  $P_{LR}$  para o filtro da Figura 1.

$$\begin{aligned} P_{LR} &= \frac{1 + \omega^2 R^2 C^2}{4R} \left[ \left(\frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} + 1\right)^2 + \left(\omega L - \frac{\omega CR^2}{1 + \omega^2 R^2 C^2}\right)^2 \right] \\ &= \frac{1}{4R} (R^2 + 2R + 1 + R^2 \omega^2 C^2 + \omega^2 L^2 + \omega^4 L^2 C^2 R - 2\omega^2 LCR^2) \quad (13) \\ &= 1 + \frac{1}{4R} [(1 - R)^2 + (R^2 C^2 + L^2 - 2LCR^2)\omega^2 + L^2 C^2 R^2 \omega^4]. \end{aligned}$$

Como o filtro da Figura 1 é de segunda ordem, deve-se utilizar um polinômio de *Chebyshev* de segunda ordem,  $T_2(x) = 2x^2 - 1$ . Igualando as equações (7) e (13) obtém-se:

$$1 + k^2(4\omega^4 - 4\omega^2 + 1) = 1 + \frac{1}{4R} [(1 - R)^2 + (R^2 C^2 + L^2 - 2LCR^2)\omega^2 + L^2 C^2 R^2 \omega^4], \quad (14)$$

A equação em (14) pode ser resolvida para  $R$  (carga),  $L$  (indutância) e  $C$  (capacitância) se o nível de oscilação (determinado por  $k^2$ ) é conhecido. Então, para o caso em que  $\omega = 0$ , tem-se:

$$k^2 = \frac{(1-R)^2}{4R}, \text{ ou } R = 1 + 2k^2 \pm 2k\sqrt{1+k^2} \text{ (para } N \text{ ímpar)} \quad (15)$$

Equacionando os coeficientes de  $\omega^2$  e  $\omega^4$  produz-se as relações adicionais,

$$\begin{aligned} 4k^2 &= \frac{1}{4R} L^2 C^2 R^2, \\ -4k^2 &= \frac{1}{4R} (R^2 C^2 + L^2 - 2LCR^2), \end{aligned} \quad (16)$$

as quais podem ser utilizadas para determinar o valor de  $L$  e  $C$ .

Existem tabelas normalizadas, obtidas com a resolução da equação (15), para o protótipo de um filtro passa baixa, porém estas dependem do valor de  $k^2$ , ou seja, do nível de oscilação determinado previamente (parâmetro presente na especificação).

### 1.1.3 ESCALONAMENTO EM IMPEDÂNCIA E FREQUÊNCIA

Os protótipo de filtro passa baixa apresentado na Figura 1 está normalizado, ou seja, a impedância da fonte,  $R_s$ , é igual a  $1 \Omega$  e a frequência de corte  $\omega_c = 1$ . Porém para que seja obtido um filtro passa-faixa é necessário realizar o escalonamento em impedância e em frequência.

Num projeto de protótipo de filtro tanto a resistência da carga,  $R_L$ , quanto a resistência da fonte,  $R_o$ , são unitárias, exceto quando o filtro utiliza a topologia de *Chebyshev* com ordem par, pois nesse caso a impedância da carga é não unitária. A resistência da fonte de  $R_o$  podem ser obtidas multiplicando as impedâncias do protótipo projetado por  $R_o$ . As impedâncias escalonadas tornam-se as seguintes:

$$\begin{aligned} L' &= R_o L, \\ C' &= \frac{C}{R_o}, \\ R'_s &= R_o, \\ R'_L &= R_o R_L, \end{aligned} \quad (17)$$

em que  $L$ ,  $C$  e  $R_L$  são os valores dos componentes do protótipo original.

Seja um filtro passa-faixa delimitado pelas frequências  $\omega_1$  e  $\omega_2$  e frequência central  $\omega_o$ , para obtê-lo a partir de filtro passa baixa, faz-se a seguinte substituição:

$$\omega \leftarrow \frac{\omega_o}{\omega_2 - \omega_1} \left( \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) = \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right),$$

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_o} \quad (18)$$

sendo

O  $\Delta$ , apresentado na expressão (18), também é chamado de largura de faixa fracional do filtro passa-faixa. A frequência central,  $\omega_o$ , é obtida pelo cálculo da média geométrica das frequências de corte do filtro,  $\omega_1$  e  $\omega_2$ .

$$\omega_o = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (19)$$

Alguns resultados importantes são obtidos com expressão (18), para os casos em que a frequência  $\omega$  é igual às frequências central e corte do filtro.

$$\begin{aligned} \text{Quando } \omega = \omega_o, & \quad \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) = 0 \\ \text{Quando } \omega = \omega_1, & \quad \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) = -1 \\ \text{Quando } \omega = \omega_2, & \quad \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) = 1 \end{aligned} \quad (20)$$

Para o escalonamento dos elementos do filtro, basta utilizar a expressão (18) e modificar os elementos reativos.

$$jX_k = \frac{j}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) L_k = j \frac{\omega L_k}{\Delta \omega_o} - j \frac{\omega_o L_k}{\Delta \omega} = j\omega L'_k - j \frac{1}{\omega C'_k}, \quad (21)$$

vale salientar que a modificação apresentada na expressão (21) transforma um elemento indutivo em série em dois elementos LC em série.

$$\begin{aligned} L'_k &= \frac{L_k}{\Delta \omega_o}, \\ C'_k &= \frac{\Delta}{\omega_o L_k}. \end{aligned} \quad (22)$$

De modo análogo, é feito o mesmo procedimento para a susceptância:

$$jB_k = \frac{j}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right) C_k = j \frac{\omega C_k}{\Delta \omega_o} - j \frac{\omega_o C_k}{\Delta \omega} = j\omega C'_k - j \frac{1}{\omega L'_k}, \quad (23)$$

Vale salientar que a modificação apresentada na expressão (23) transforma um elemento capacitivo em *shunt* em dois elementos LC em *shunt*.

$$\begin{aligned} L'_k &= \frac{\Delta}{\omega_o C_k}, \\ C'_k &= \frac{C_k}{\Delta \omega_o}. \end{aligned} \quad (24)$$

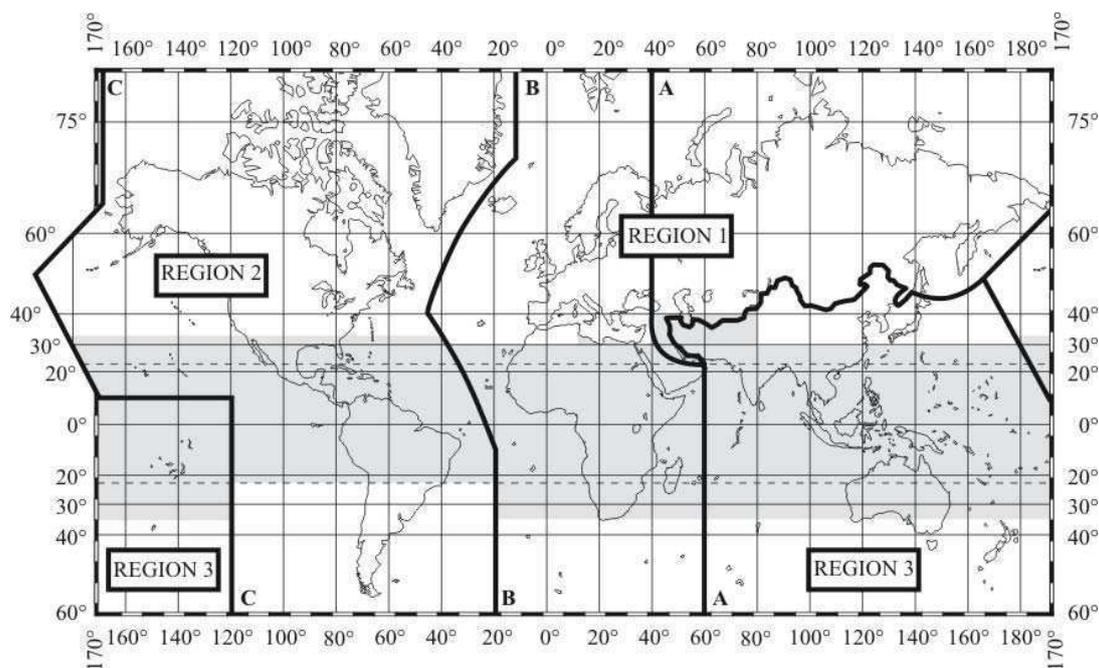
## 2 DESENVOLVIMENTO

No decorrer deste serão apresentados o conjunto de procedimentos que foram adotados para o projeto do filtro passa-faixa, desde as especificações, utilização de ferramentas computacionais e, por fim, a implementação.

### 2.1 DETERMINAÇÃO DAS ESPECIFICAÇÕES

A ITU faz diferentes alocações de frequência para as faixas de rádio amador, porém a depender da região, conforme a Figura 2, elas podem variar ligeiramente.

Figura 2 – Regiões definidas pela ITU



Fonte: (ITU, 2018).

O projeto original do PI4CC consiste na elaboração de um banco de filtros para as faixas de 10 m, 15 m, 20 m, 40 m, 80 m e 160 m. Contudo, decidiu-se neste trabalho em escolher apenas realizar o projeto do filtro que opera na faixa de 10 m. A Tabela 1 apresenta a alocação das faixas definidas pela ITU para cada uma das três regiões, sendo a região 2 a que corresponde às Américas. Vale salientar que nessa banda de operação, as faixas de frequências são nomeadas pelo comprimento de onda.

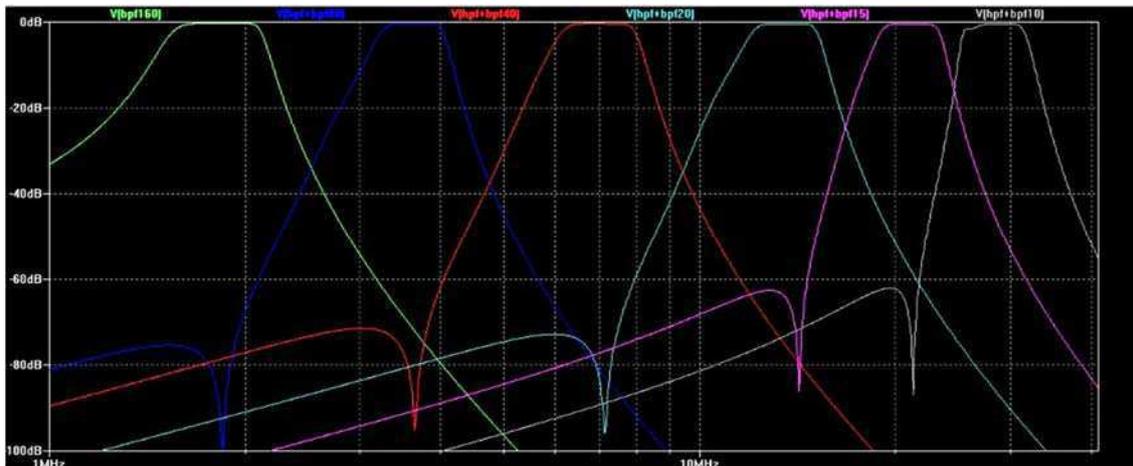
Tabela 1 – Alocação de frequências do rádio amador

| Banda | Frequências             |                       |                       |
|-------|-------------------------|-----------------------|-----------------------|
|       | Região 1                | Região 2              | Região 3              |
| 160 m | 1.810 MHz – 1.850 MHz   | 1.800 MHz – 2.000 MHz |                       |
| 80 m  | 3.500 MHz – 3.800 MHz   | 3.500 MHz – 4.000 MHz | 3.500 MHz – 3.900 MHz |
| 40 m  | 7.000 MHz – 7.200 MHz   | 7.000 MHz – 7.300 MHz | 7.000 MHz – 7.200 MHz |
| 20 m  | 14.000 MHz – 14.350 MHz |                       |                       |
| 15 m  | 21.000 MHz – 21.450 MHz |                       |                       |
| 10 m  | 28.000 MHz – 29.700 MHz |                       |                       |

Fonte: (FCC, 2011)

Com as informações fornecidas na Tabela 1 já seria ao menos possível determinar as frequências de corte do filtro, sendo esta por exemplo, a frequência em que ocorre a queda de -3 dB. Porém, para que a resposta do filtro deste projeto assemelhe-se ao máximo com filtro projetado pelo PI4CC é necessário analisar tanto os resultados de simulação, quanto o a resposta do filtro da banda de 10 m do PI4CC, conforme apresentado na Figura 3.

Figura 3 – Resposta em frequência de todos os filtros do PI4CC (resultados de simulação)



Fonte: (PI4CC, 1996-2018).

A Figura 3 ilustra a resposta em frequência, obtida por simulação, de cada um dos filtros projetados pelo PI4CC, que posteriormente foram utilizados para implementá-los. A Tabela 2 apresenta os valores numéricos extraídos do gráfico da Figura 3, na seção seguinte esses valores servirão para comparar a resposta de simulação do filtro do PI4CC e do filtro objeto de estudo deste trabalho, além de justificar, por exemplo, a escolha da ordem dele.

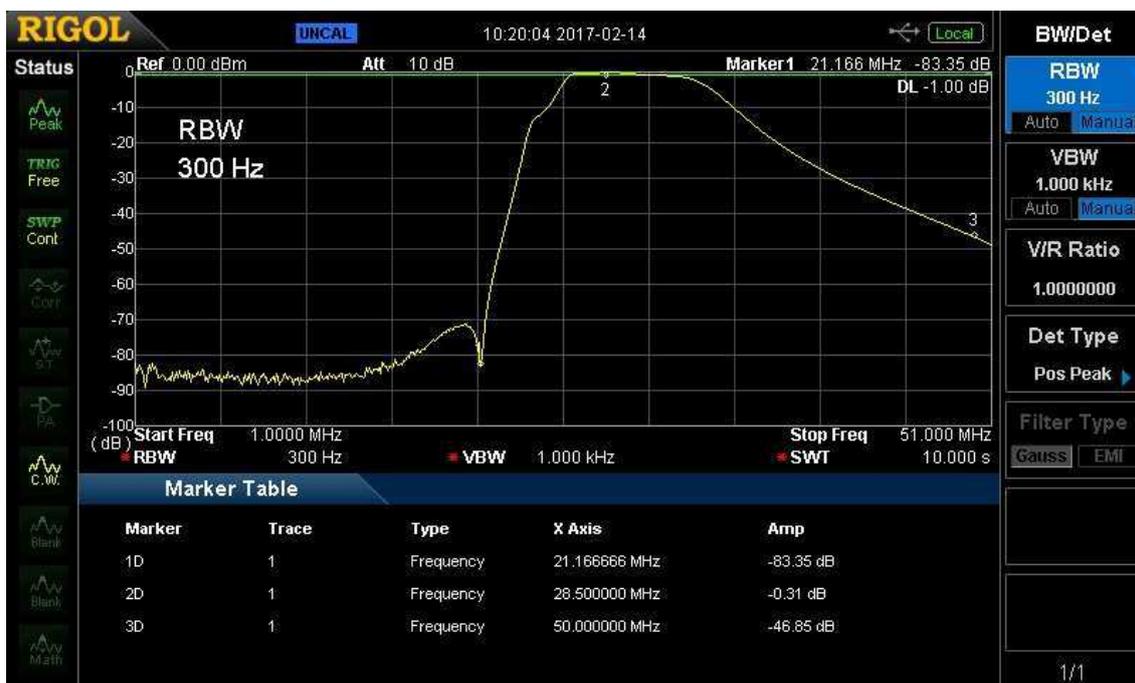
Tabela 2 – Atenuação dos filtros passa-faixa do PI4CC em outras bandas

| Bandas | 10 m    | 15 m    | 20 m    | 40 m    | 80 m    | 160 m   |
|--------|---------|---------|---------|---------|---------|---------|
| 10 m   |         | -85 dB  | -70 dB  | -98 dB  | -105 dB | -115 dB |
| 15 m   | -40 dB  |         | -84 dB  | -76 dB  | -92 dB  | -101 dB |
| 20 m   | -85 dB  | -56 dB  |         | -95 dB  | -82 dB  | -92 dB  |
| 40 m   | -128 dB | -108 dB | -80 dB  |         | -94 dB  | -80 dB  |
| 80 m   | -176 dB | -155 dB | -130 dB | -82 dB  |         | -98 dB  |
| 160 m  | -206 dB | -185 dB | -160 dB | -118 dB | -67 dB  |         |

Fonte: (PI4CC, 1996-2018)

Não menos importante é considerar também os resultados obtidos pelas medições da resposta em frequência do filtro efetuadas pelo PI4CC, pois assim é possível obter uma melhor estimativa das especificações mínimas do filtro a ser projetado.

Figura 4 – Resposta em frequência do filtro da banda de 10 m do PI4CC



Fonte: (PI4CC, 1996-2018).

Tabela 3 – Resposta em frequência do filtro da banda de 10 m do PI4CC

| Frequência | Atenuação |
|------------|-----------|
| 21,16 MHz  | -83,35 dB |
| 28,5 MHz   | -0,31 dB  |
| 50 MHz     | -46,85 dB |

Fonte: (do próprio autor, 2018)

Na Tabela 3 estão os dados extraídos da Figura 4, de modo a complementar as informações já apresentadas.

Mesclando os dados de simulação com os dados e medição é possível elaborar a Tabela 4 com as especificações do filtro a ser projetado.

Tabela 4 – Especificações do filtro da banda de 10m

| Frequência       | Atenuação |
|------------------|-----------|
| 2 MHz (160 m)    | -115 dB   |
| 3,5 MHz (80 m)   | -105 dB   |
| 7 MHz (40 m)     | -98 dB    |
| 14 MHz (20 m)    | -70 dB    |
| 21,16 MHz (15 m) | -83,35 dB |
| 28,5 MHz (10 m)  | -0,31 dB  |
| 50 MHz           | -46,85 dB |

Fonte: (do próprio autor, 2018)

De modo geral, nota-se que a atenuação nas bandas vizinhas é de pelo menos 70 dB de acordo com os resultados de medição obtidos pelo PI4CC, portanto, o projeto realizado neste trabalho deve ao menos apresentar resultados semelhantes e nessa ordem de grandeza.

## 2.2 SIMULAÇÃO E CONCEPÇÃO DO CIRCUITO DO FILTRO

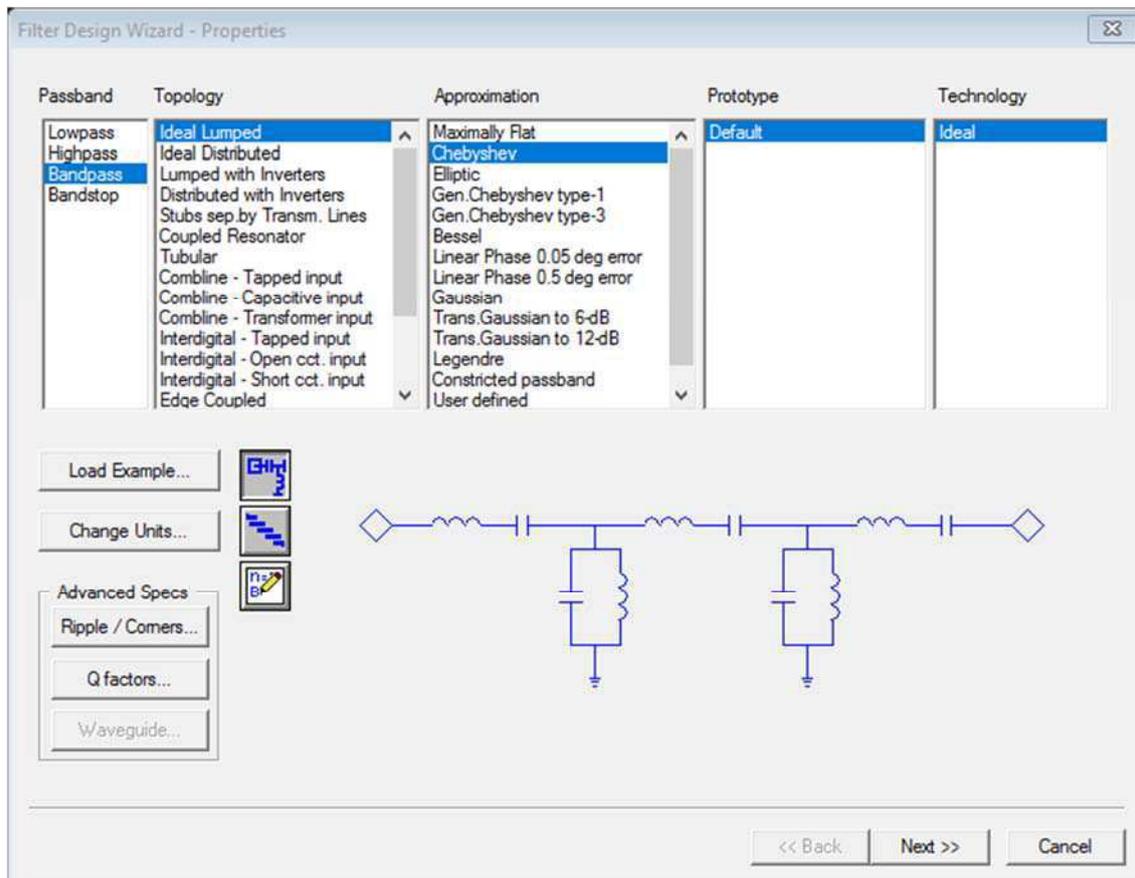
Nesta subseção, o objetivo é apresentar o conjunto de procedimentos adotados para a realizar a simulação do filtro utilizando as ferramentas computacionais disponíveis durante a execução do projeto.

Durante essa fase do projeto foi utilizada a ferramenta *Filter Design Wizard*, do pacote de *softwares ANSYS Electromagnetics*<sup>®</sup>, da companhia americana ANSYS<sup>®</sup>. A ferramenta *Filter Design Wizard* é capaz de conceber um modelo circuito de filtro que atenda às especificações determinadas previamente pelo usuário. Ela também dispõe de um grande banco de modelos de topologia (18 topologias) e aproximação (14 aproximações) para filtros passa-faixa. É possível, inclusive, realizar uma aproximação de características híbridas, tal como foi proposto pelo PI4CC, todavia, conforme fora apresentado, escolheu-se a topologia de *Chebyshev*.

A Figura 5 ilustra a primeira janela que o usuário encontra ao abrir a ferramenta *Filter Design Wizard* do ANSYS Designer<sup>®</sup>, nela escolhe-se o tipo de resposta do filtro (passa baixa, passa alta, passa faixa, rejeita faixa), a topologia, que neste caso foi o

modelo ideal de parâmetros concentrados, além da aproximação, sendo a *Chebyshev* a que foi escolhida.

Figura 5 – Janela inicial do *Filter Design Wizard*



Fonte: (do próprio autor, 2018).

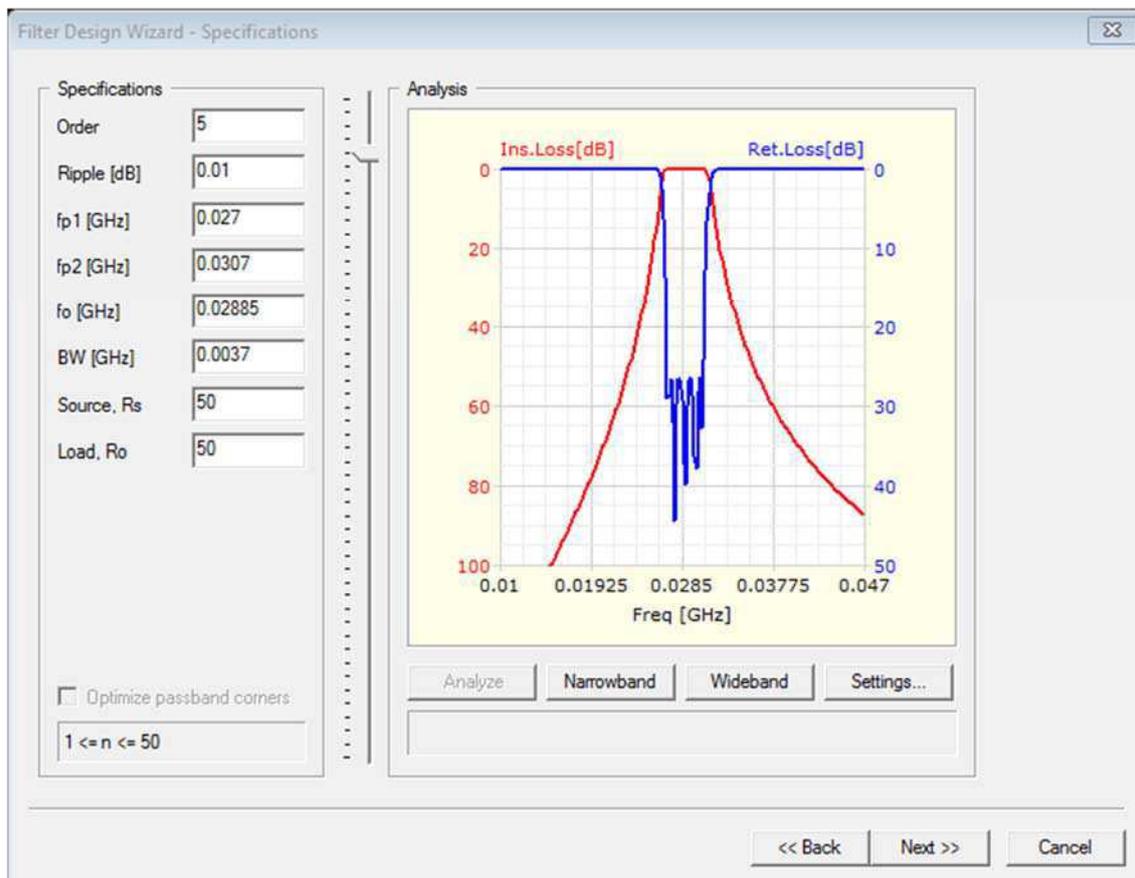
Além das configurações básicas que determinarão qual a resposta do filtro, a ferramenta dispõe de configurações para oscilação, frequências de borda e fator de qualidade. Inicialmente, o fator de qualidade não foi levado em consideração para análise da resposta em frequência do filtro, portanto, a resposta obtida é a ideal.

Na Figura 6, observa-se que é possível especificar a ordem do filtro, o nível de oscilação, a largura da faixa de passagem com suas frequências de borda específicas, além das impedância da fonte e da carga. Em razão do fato de que a ferramenta *Filter Design Wizard* fornece resultados (resposta em frequência) automaticamente, é possível, ao menos de modo grosseiro, observar se as especificações correspondem ao esperado, apresentado na Tabela 4.

Diferentemente do resultado obtido pelo PI4CC, escolheu-se um valor menor para o nível de oscilação na faixa de passagem. Enquanto o filtro do PI4CC, segundo as

medições, teve oscilação da ordem de 0,31 dB, enquanto neste projeto fixou-se esse valor em 0,01 dB. A motivação para essa escolha é a obtenção de uma menor oscilação na faixa de passagem, ou seja, uma resposta praticamente “plana” para todas as frequências inclusas nessa faixa.

Figura 6 – Janela de especificações do *Filter Design Wizard*



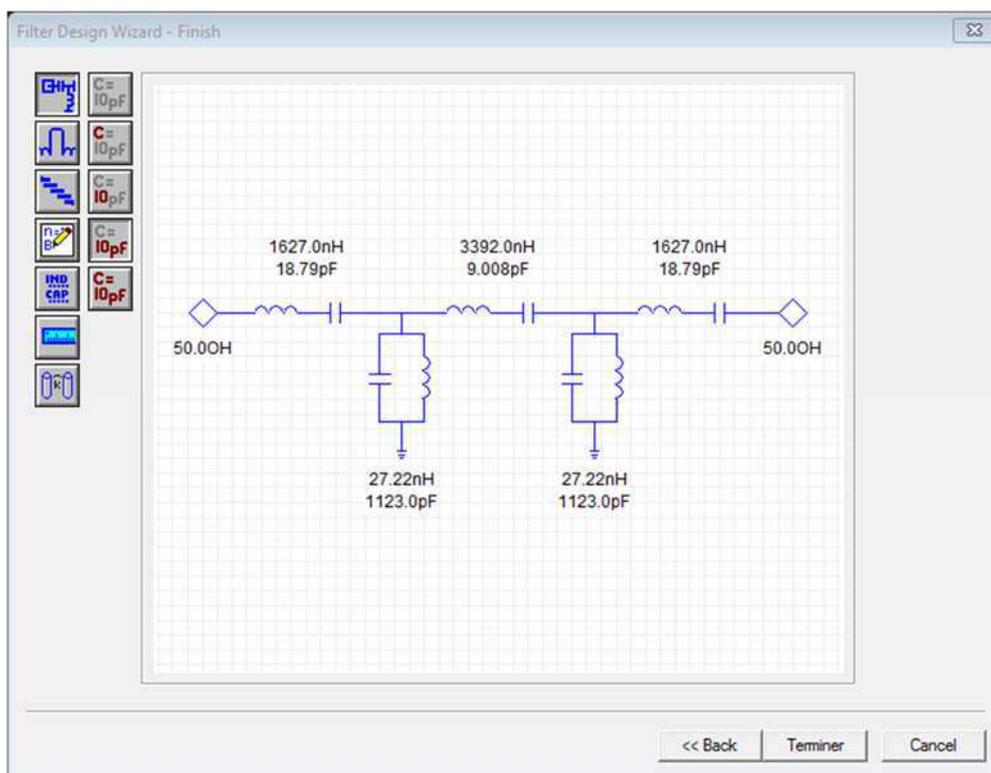
Fonte: (do próprio autor, 2018).

Nota-se também na Figura 6 que escolheu-se uma faixa de passagem ligeiramente maior do que a largura da chamada banda de 10 m definida pela (FCC, 2011). Nesse caso, a motivação para essa escolha é a obtenção de uma resposta parecida com a do filtro projetado pelo PI4CC, ao menos no quesito atenuação em outras bandas.

A Figura 7 ilustra o circuito do filtro de acordo com a especificações determinadas anteriormente, que por fim, deve ser exportado para o ANSYS Designer<sup>®</sup>, no intuito de se realizar análises mais precisas da resposta do filtro.

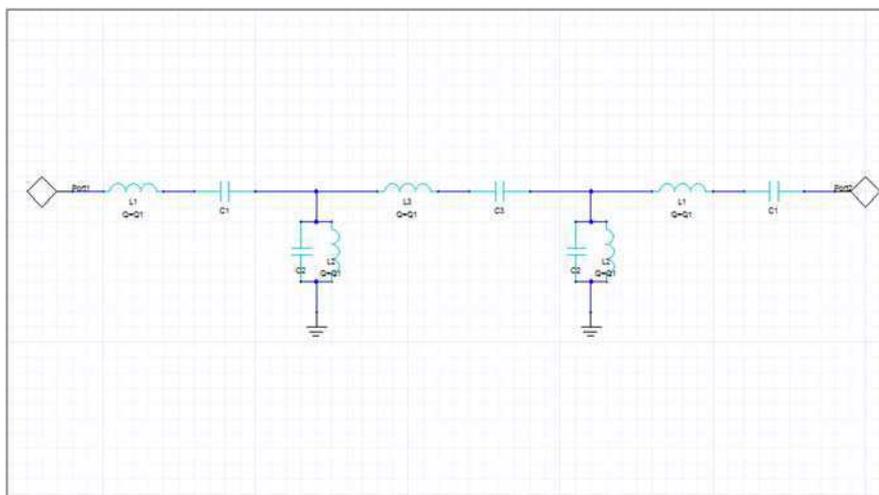
A Figura 8 ilustra o circuito do filtro exportado. Vale salientar que nesse circuito utiliza-se um modelo de indutor caracterizado apenas pelo valor de sua indutância e por seu fator de qualidade.

Figura 7 – Circuito do filtro passa faixa gerado pelo *Filter Design Wizard*



Fonte: (do próprio autor, 2018).

Figura 8 – Circuito exportado para o ANSYS Designer®



Fonte: (do próprio autor, 2018).

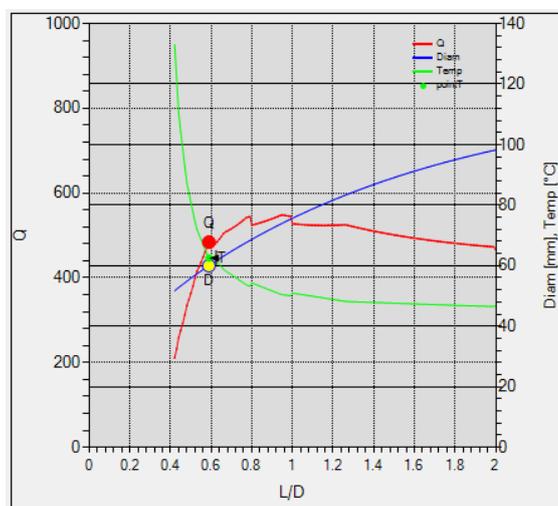
### 2.3 DIMENSIONAMENTO DOS INDUTORES DO FILTRO

Após a obtenção do circuito do filtro, a próxima etapa do projeto consiste em calcular o dimensionamento de indutores em forma de solenoide, cujas indutâncias sejam

aproximadamente as mesmas do filtro. Os indutores solenoidais com núcleo de ar são utilizados durante a implementação, visto que por serem circuitos cuja entrada de potência é da ordem de centenas de watts, a utilização de circuitos com elementos distribuídos (*stubs*, por exemplo) não é adequada. A troca de calor com o ambiente é mais efetiva com indutores solenoidais com núcleo de ar do que a que ocorre em circuitos com elementos distribuídos.

Baseado nos artigos de (Corum & Corum, 2001), (David, 2016), (Lundin, 1985) e de (Grover, 2004) foi desenvolvida pelo radioamador Serge Stroobandt uma calculadora de indutâncias para indutores solenoidais com núcleo de ar, no intuito de auxiliar outros radioamadores na execução dos seus projetos. Essa calculadora foi utilizada como ferramenta auxiliadora neste projeto, porém não foi a única escolhida no intuito de realizar o dimensionamento dos indutores do filtro. Além da calculadora, que está disponível no site hamwaves.com (Stroobandt, 2015), utilizou-se o modelo físico de indutores solenoidais com núcleo de ar do ANSYS Designer<sup>®</sup>, como também o ANSYS HFSS para a construção do modelo 3D desses indutores e o cálculo de suas indutâncias.

Figura 9 – Resultados obtidos pelo para determinação do  $Q$  ótimo



Fonte: (PI4CC, 1996-2018).

Segundo (PI4CC, 1996-2018), é quase impossível encontrar experimentalmente o valor ótimo do fator de qualidade,  $Q$ , por meio da variação do comprimento, do diâmetro e da espessura do fio do solenoide e, desse modo, uma abordagem matemática torna-se inevitável. Os cálculos adequados são muito mais complicados do que as fórmulas encontradas nos livros didáticos, por isso, um *software* (incluindo a animação em tempo real) foi escrito para chegar à relação de compromisso desejada entre tamanho, fio,

material e dissipação de calor. A Figura 9 mostra o diâmetro, a relação entre o comprimento,  $L$ , pelo diâmetro,  $D$ , e a temperatura da superfície para uma autoindução dada, material, espessura do fio e corrente RMS.

Observa-se na Figura 9, que o para a obtenção do fator de qualidade ótimo, a relação entre o comprimento e o diâmetro do solenoide ( $L/D$ ) deve ser de 0,6. Ao utilizar a calculadora do site [hamwaves.com](http://hamwaves.com), esse resultado foi levado em conta nas estimativas utilizadas para o dimensionamento dos indutores.

Para o cálculo da indutância com o uso da calculadora são necessários inserir cinco parâmetros: o diâmetro, o número de voltas, o comprimento, o diâmetro do fio e a frequência de operação do indutor e, posteriormente, são os resultados são entregues ao usuário. Em razão da quantidade de parâmetros indispensáveis para o uso da calculadora, e da velocidade com que os resultados são fornecidos, a técnica de tentativa e erro foi escolhida. O critério de parada para a inserção de valores na calculadora foi a obtenção de resultados próximos do calculados no *Filter Design Wizard*, normalmente com erro na ordem das unidades.

A Tabela 5 fornece um resumo dos valores inseridos para o dimensionamento, assim como resultados obtidos para cada indutor do filtro.

Tabela 5 – Resultados da calculadora e parâmetros inseridos para o cálculo

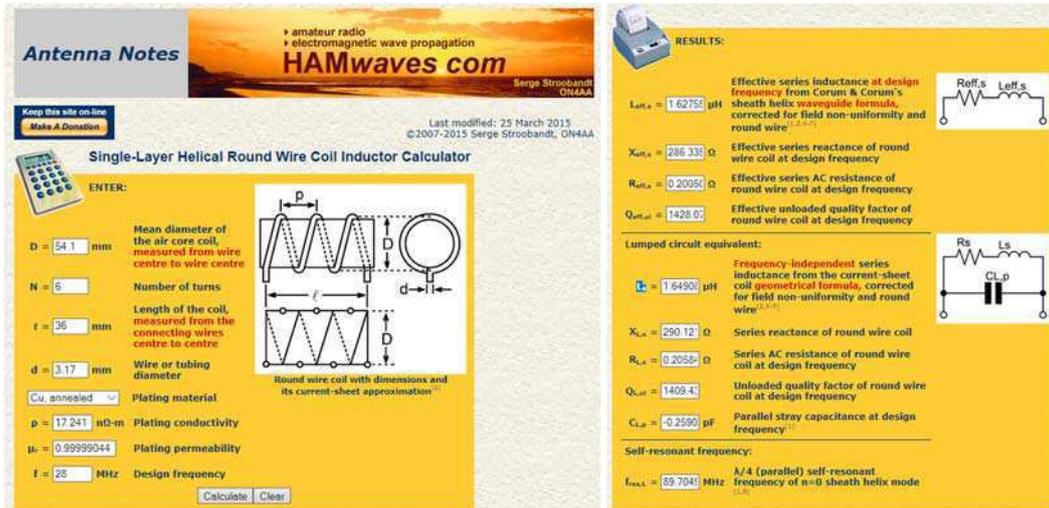
|  | $L_1$   | $L_2$  | $L_3$   |
|--|---------|--------|---------|
| Indutância (nH) – <i>Filter Wizard Design</i>                  | 1626,67 | 27,22  | 3392,37 |
| Indutância (nH) – <i>hamwaves.com</i><br>(Corum & Corum, 2001) | 1632,22 | 27,35  | 3292,03 |
| Comprimento ( $L$ ) (mm)                                       | 41      | 14     | 55      |
| Diâmetro ( $D$ ) (mm)  | 61,6    | 17,1   | 74,4    |
| $L/D$  | 0,66    | 0,81   | 0,73    |
| Diâmetro do tubo ( $d$ ) (mm)                                  | 6,35    | 6,35   | 6,35    |
| Frequência de operação ( $f$ ) (MHz)                           | 28,85   | 28,85  | 28,85   |
| Número de voltas ( $N$ )                                       | 6       | 2      | 8       |
| Fator de qualidade ( $Q$ )                                     | 962,31  | 688,98 | 1361,40 |

Fonte: (do próprio autor, 2018)

A Figura 10 apresenta a visão geral da calculadora desenvolvida por Serge Stroobandt que foi utilizada no projeto, bem como dos resultados fornecidos. Dentre os resultados fornecidos, estão o valor de indutância de acordo com a fórmula do artigo de (Corum & Corum, 2001), como também pela fórmula geométrica baseada nos artigos de (Grover, 2004), (Lundin, 1985) e (David, 2016), além dos resultados da reatância efetiva,

a resistência efetiva, o fator de qualidade, a capacitância parasita e a frequência de auto ressonância.

Figura 10 – Janela de configuração da calculadora de indutância de Serge Stroobandt



(a)

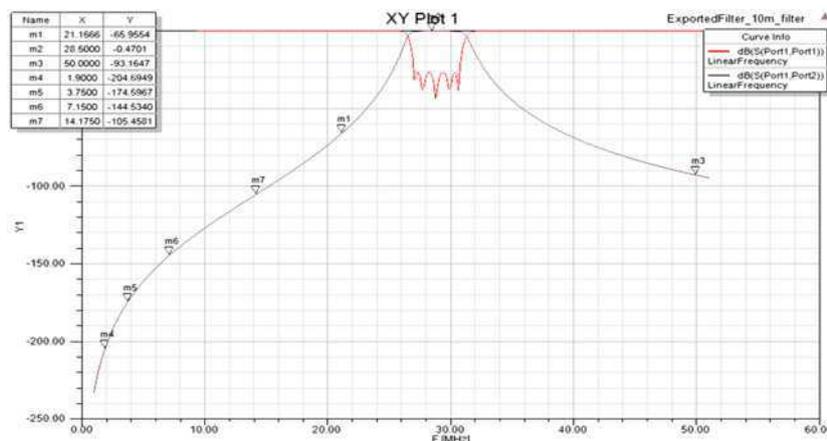
(b)

Fonte: (Stroobandt, 2015).

Visto que a calculadora fornece resultados de fator de qualidade dos indutores, eles podem ser utilizados no ANSYS Designer<sup>®</sup> de modo a refinar os resultados de resposta em frequência do filtro. A Figura 11 apresenta os resultados da resposta em frequência após o refinamento citado.

A Tabela 6 possui dados comparativos entre as especificações iniciais do filtro e com os resultados obtidos em simulação no ANSYS Designer<sup>®</sup>.

Figura 11 – Resposta do filtro passa faixa (circuito exportado) após a inserção do fator de qualidade ( $Q$ )



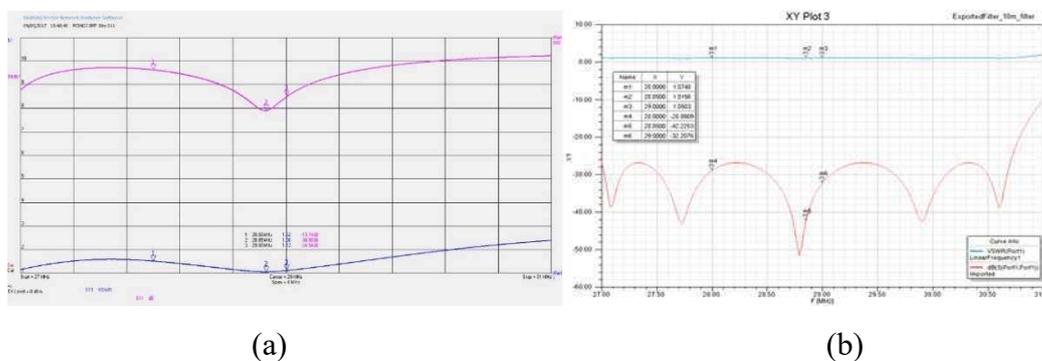
Fonte: (do próprio autor, 2018)

Tabela 6 – Tabela comparativa das especificações e dos resultados obtidos para o filtro ideal

| Frequência       | Atenuação da Especificação (dB) | Atenuação obtida (dB) |
|------------------|---------------------------------|-----------------------|
| 2 MHz (160 m)    | -115 dB                         | -204,69               |
| 3,5 MHz (80 m)   | -105 dB                         | -174,59               |
| 7 MHz (40 m)     | -98 dB                          | -144,53               |
| 14 MHz (20 m)    | -70 dB                          | -105,45               |
| 21,16 MHz (15 m) | -83,35 dB                       | -65,94                |
| 28,5 MHz (10 m)  | -0,31 dB                        | -0,47                 |
| 50 MHz           | -46,85 dB                       | -93,16                |

Fonte: (do próprio autor, 2018)

Figura 12 – Resultados do Parâmetro  $S_{11}$  obtidos pelo PI4CC (a) e por simulação no ANSYS Designer® (b)



(a)

(b)

Fonte: (do próprio autor, 2018)

O PI4CC também efetuou medições do parâmetro  $S_{11}$  filtro utilizando um VNA, além da taxa da amplitude máxima de tensão sobre a amplitude mínima de tensão (WSVR – *Voltage Standing Wave Ratio*), os quais são comparados na Figura 12 bem como na Tabela 7.

Tabela 7 – Resultados do Parâmetro  $S_{11}$  obtidos pelo PI4CC e por simulação no ANSYS Designer®

| Frequência | PI4CC         |      | $S_{11}$ (PI4CC) |        |
|------------|---------------|------|------------------|--------|
|            | $S_{11}$ (dB) | WSVR | $S_{11}$ (dB)    | WSVR   |
| 28 MHz     | -13,74        | 1,52 | -28,86           | 1,0748 |
| 28,5 MHz   | -30,90        | 1,06 | -42,22           | 1,0156 |
| 29 MHz     | -24,94        | 1,12 | -32,20           | 1,0503 |

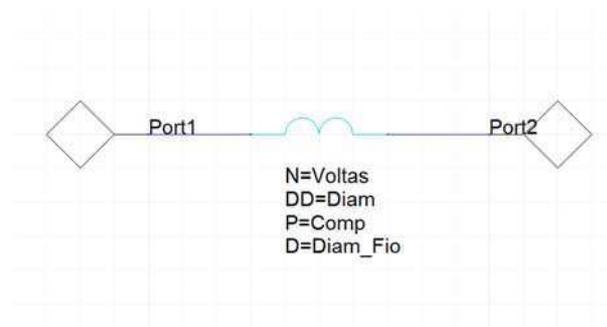
Fonte: (do próprio autor, 2018)

O ANSYS Designer® possui um modelo físico de indutor solenoidal de núcleo de ar caracterizado pelas variáveis  $N$  (quantidade de voltas),  $DD$  (diâmetro),  $P$  (comprimento) e  $DD$  (diâmetro do fio), que são, basicamente, as mesmas variáveis

utilizadas para caracterizar o indutor na calculadora de Serge Stroobandt. Desse modo, resolveu-se utilizar o modelo físico de indutor do ANSYS Designer<sup>®</sup> no intuito de estimar as suas dimensões e comparar com os resultados obtidos pela calculadora.

O trabalho realizado no ANSYS Designer<sup>®</sup> consiste em realizar uma análise paramétrica, basicamente, variando apenas as dimensões de comprimento e diâmetro do indutor e plotar o valor da indutância calculada em função da frequência para verificar se ele é o desejado.

Figura 13 – Modelo físico do indutor no ANSYS Designer<sup>®</sup>



Fonte: (do próprio autor, 2018)

Numa rede de duas portas os seus parâmetros Y (parâmetros de dispersão, do inglês *scattering parameters*) podem ser utilizados para a determinação da impedância série e, posteriormente, sua indutância. A expressão (25) apresenta o cálculo da impedância em série vista da porta 1 para a porta 2.

$$Z_{\text{series}} = -\frac{2}{Y_{12}+Y_{21}}, \quad (25)$$

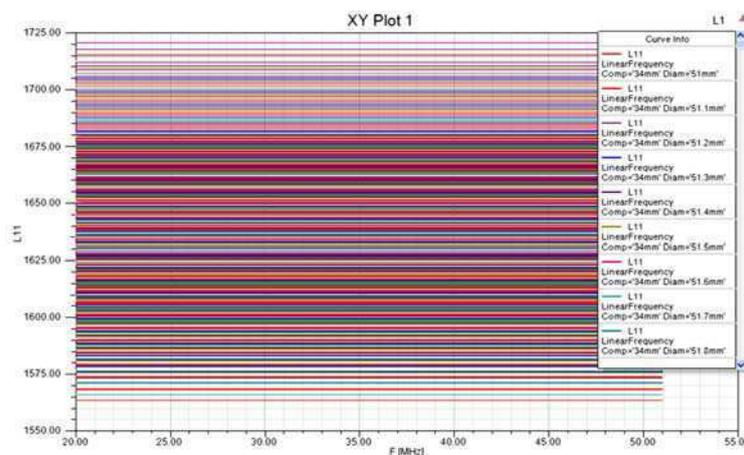
e a partir da expressão (25), calcula-se a indutância em *nano henries*.

$$L_{11} = \frac{\text{im}(Z_{\text{series}})}{2\pi f} \cdot 10^9, \quad (26)$$

em que  $f$  é a frequência de operação.

A Figura 14 ilustra os diversos resultados obtidos com a simulação paramétrica, vale salientar que os valores iniciais utilizados para a realização dessa simulação foram os obtidos na calculadora apresentada anteriormente. Coube então ao autor, escolher dentre os mais diversos valores da simulação qual deles fornecia uma indutância mais próxima do valor exato, conforme o circuito ideal exportado.

Figura 14 – Simulação paramétrica para cálculo da indutância no ANSYS Designer®



Fonte: (do próprio autor, 2018)

O mesmo procedimento anteriormente descrito foi realizado para todos os indutores do filtro. Torna-se necessário comparar as dimensões dos indutores para os resultados obtidos na calculadora e no ANSYS Designer®, eles foram sintetizados na Tabela 8.

Tabela 8 – Comparação entre as dimensões dos indutores calculados pelo ANSYS Designer® e calculadora de Serge Strobandt

| Frequência                  | Calculadora    |                |                | ANSYS Designer® |                |                |
|-----------------------------|----------------|----------------|----------------|-----------------|----------------|----------------|
|                             | L <sub>1</sub> | L <sub>2</sub> | L <sub>3</sub> | L <sub>1</sub>  | L <sub>2</sub> | L <sub>3</sub> |
| Diâmetro (mm)               | 61,6           | 17,1           | 74,4           | 54,9            | 11,5           | 67,9           |
| Comprimento (mm)            | 41             | 14             | 55             | 41              | 14             | 55             |
| Diâmetro do fio (mm)        | 6,35           | 6,35           | 6,35           | 6,35            | 6,35           | 6,35           |
| Número de voltas            | 6              | 2              | 8              | 6               | 2              | 8              |
| Indutância (28,85 MHz) (nH) | 1627,58        | 27,63          | 3392,03        | 1625,37         | 27,15          | 3394,52        |

Fonte: (do próprio autor, 2018)

A notável diferença no resultado fornecido pelas duas ferramentas faz com que seja inescusável mais um processo de validação dos resultados. Esse processo consiste em construir o modelo tridimensional do indutor e utilizar o ANSYS HFSS® com o objetivo de realizar a simulação eletromagnética para também calcular a indutância. Cabe destacar que por se tratar de uma simulação eletromagnética, outros tipos de análise, como por exemplo a distribuição da densidade de corrente ao longo do indutor, se fazem possível.

Considerando todos os resultados (calculadora e ANSYS Designer®) como referência para o design dos modelos de indutor. O modelo construído no ANSYS HFSS® possui além do indutor solenoidal, o PCB (*printed circuit board*) feito de com o dielétrico

FR4 e seu respectivo plano de referência GND (*ground*) feito de cobre, de modo a representar da melhor forma a estrutura futuramente construída.

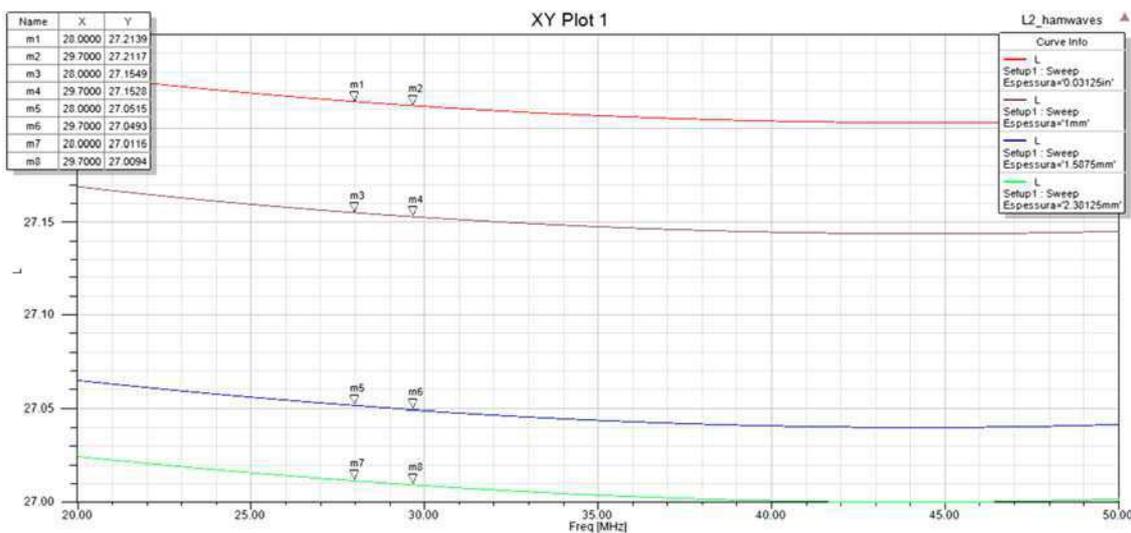
Tabela 9 – Pesos e medidas referenciais para alguns tubos de cobre disponíveis no comércio

| Diâmetro externo (pol.) | Diâmetro externo (mm) | Espessura da parede (pol.) | Espessura da parede (mm) | Peso (kg/m) |
|-------------------------|-----------------------|----------------------------|--------------------------|-------------|
| 1/8                     | 3,17                  | 1/32                       | 0,79                     | 0,053       |
| 1/8                     | 3,17                  | -                          | 1,00                     | 0,061       |
| 5/32                    | 3,97                  | 1/32                       | 0,79                     | 0,070       |
| 5/32                    | 3,97                  | -                          | 1,00                     | 0,083       |
| 3/16                    | 4,76                  | 1/32                       | 0,79                     | 0,088       |
| 3/16                    | 4,76                  | -                          | 1,00                     | 0,105       |
| 1/4                     | 6,35                  | 1/32                       | 0,79                     | 0,123       |
| 1/4                     | 6,35                  | -                          | 1,00                     | 0,150       |
| 1/4                     | 6,35                  | 1/16                       | 1,58                     | 0,211       |
| 1/4                     | 6,35                  | 3/32                       | 2,38                     | 0,264       |

Fonte: (Shockmetais, 2014).

É importante destacar que diferentemente das outras ferramentas utilizadas, com o ANSYS HFSS<sup>®</sup> foi possível utilizar ao invés de um fio, um tubo de cobre como material condutor. Na Tabela 9 observa-se as dimensões de alguns tubos de cobre (os que possuem menor diâmetro) disponíveis no comércio. Contudo, os tubos com os menores diâmetros nem sempre são encontrados facilmente no comércio, de tal sorte que, por vezes é possível apenas obtê-los por meio de grandes encomendas.

Figura 15 – Indutância em função da frequência para tubos de diferentes espessuras de parede



Fonte: (do próprio autor, 2018)

Em Campina Grande, por exemplo, local da compra dos tubos, o menor diâmetro encontrado foi de 3/16" e este valor foi utilizado para a construção do modelo no ANSYS HFSS®. Quanto a espessura do tubo, escolheu-se a espessura mínima para esse diâmetro que é de 1/32". Notou-se que não há grande diferença no resultado da indutância para tubos de diferentes espessuras de parede, tal como atestado na Figura 15 e na Tabela 10.

Tabela 10 – Indutância em função da frequência para tubos de diferentes espessuras de parede

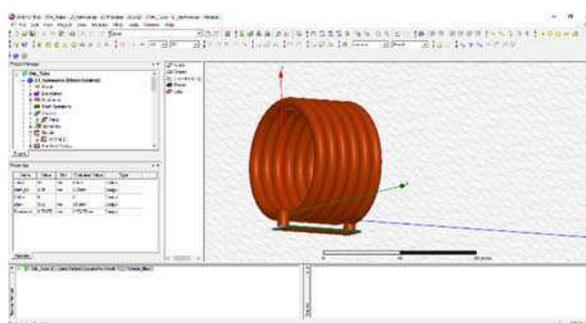
| Espessura da parede | Indutância de $L_2$ (nH)       |                                |
|---------------------|--------------------------------|--------------------------------|
|                     | (Frequência de borda inferior) | (Frequência de borda superior) |
|                     | 28 MHz                         | 29,7 MHz                       |
| 1/32"               | 27,2139                        | 27,2117                        |
| 1 mm                | 27,1549                        | 27,1528                        |
| 1/16"               | 27,0515                        | 27,0493                        |
| 3/32"               | 27,0116                        | 27,0094                        |

Fonte: (do próprio autor, 2018)

A Figura 16 ilustra um dos modelos de indutor construídos. Foram inseridas duas portas em cada modelo para que inserção das respectivas excitações. Posteriormente, a análise no domínio da frequência foi realizada e por meio do uso das expressões (25) e (26) calculada indutância de cada um dos indutores.

Com a conclusão das simulações, notou-se que o dimensionamento dos indutores precisava ser modificado no intuito de que o valor desejado de indutância fosse obtido, ou seja, na faixa de passagem do filtro, cada indutor deveria ter o valor mais próximo possível do valor ideal gerado pelo *Filter Design Wizard*®.

Figura 16 – Modelo de indutor construído no ANSYS HFSS®

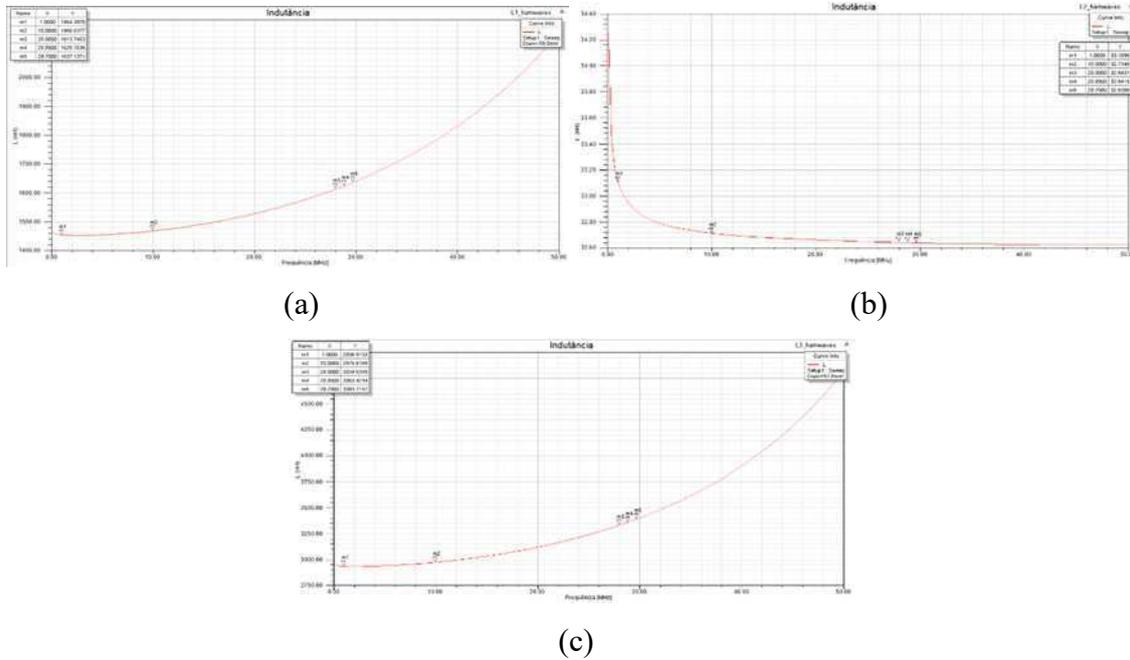


Fonte: (do próprio autor, 2018)

Os resultados, após as correções do dimensionamento, são apresentados na Figura 17 bem como na Tabela 11. Nessa mesma tabela está o valor do fator de qualidade ( $Q$ ), que foi calculado por meio da expressão apresentada em (27).

$$Q = \frac{|\text{im}(Y_{11})|}{\text{re}(Y_{11})} \quad (27)$$

Figura 17 – Indutâncias L<sub>1</sub> (a), L<sub>2</sub> (b), L<sub>3</sub> (c) em função da frequência



Fonte: (do próprio autor, 2018)

Tabela 11 – Resultados obtidos no ANSYS HFSS<sup>®</sup>

| Exato                | Indutância (nH) |                 | Diâmetro (mm) | Comprimento (mm) | Núm. de voltas | Espessura da parede (mm) | Diâmetro do fio (mm) | Fator de qualidade (Q) (28,85 MHz) |
|----------------------|-----------------|-----------------|---------------|------------------|----------------|--------------------------|----------------------|------------------------------------|
|                      | HFSS (28 MHz)   | HFSS (29,7 MHz) |               |                  |                |                          |                      |                                    |
| <b>L<sub>1</sub></b> |                 |                 |               |                  |                |                          |                      |                                    |
| 1626,6               | 1613,74         | 1637,3          | 59,8          | 41               | 6              | 0,79375                  | 6,35                 | 336,86                             |
| <b>L<sub>2</sub></b> |                 |                 |               |                  |                |                          |                      |                                    |
| 27,22                | 32,64           | 32,64           | 15            | 14               | 2              | 0,79375                  | 4,7625               | 257,43                             |
| <b>L<sub>3</sub></b> |                 |                 |               |                  |                |                          |                      |                                    |
| 3392,3               | 3334,53         | 3393,71         | 67,8          | 55               | 8              | 0,79375                  | 4,7625               | 225,48                             |

Fonte: (do próprio autor, 2018)

Ao comparar os resultados da Tabela 8 e da Tabela 11, nota-se uma ligeira diferença entre valores do diâmetro e uma grande diferença dos valores do fator qualidade. Embora exista essa discrepância dos resultados de fator de qualidade, esse parâmetro não é o mais crítico do circuito, afinal o objetivo da utilização das três ferramentas citadas anteriormente foi o de calcular o dimensionamento dos indutores.

De certo modo, a utilização tanto do ANSYS Designer<sup>®</sup>, quanto da calculadora serviram como etapas de pré-cálculo, pois seria inviável a utilização somente do HFSS<sup>®</sup>, visto que suas simulações necessitaram de muito mais tempo (cerca de horas) para o fornecimento dos resultados. Os resultados fornecidos na Tabela 11 foram utilizados para a construção dos indutores.

## 2.4 CONFECÇÃO DOS INDUTORES E RESULTADOS OBTIDOS

O circuito do filtro não pôde ser montado, pois os capacitores necessários não estavam disponíveis no comércio local e, por essa razão, precisaram ser encomendados do sudeste do país. Infelizmente o prazo do fornecedor não foi compatível com o prazo estabelecido para a entrega deste relatório.

A Figura 18, que apresenta a montagem final do filtro para a banda de 10 m do PI4CC, sugere a utilização de capacitores SMD, que de acordo com o *site* (Mouser Electronics, 2018) para este tipo de aplicação, podem ser componentes do tipo cerâmico de multicamada.

Todavia, ainda assim foram confeccionados os indutores projetados e suas indutâncias foram mensuradas 1 MHz, utilizando medidor de resistência, capacitância e indutância de programação automática, cujo fabricante é a empresa FLUKE, modelo PM6306 (FLUKE *PM6306 Programmable Automatic RCL Meter*). Os resultados obtidos são apresentados na Tabela 12.

A partir dos resultados obtidos em medições, é possível estimar que os indutores confeccionados estão bem dimensionados, salvo um dos indutores  $L_1$ , cuja indutância foi bastante discrepante do valor esperado. Além disso, não é possível estimar o quanto os indutores  $L_2$  estão bem dimensionados, mas apenas em razão da precisão do equipamento de medição.

Vale salientar que a discrepância encontrada pode ser explicada pela confecção inadequada do indutor e, desse modo, torna-se obrigatório reconstruí-lo com maior destreza. A Figura 19 contém imagens realizadas durante as medições das indutâncias de cada um dos indutores.

Tabela 12 – Comparação entre os resultados de medições e simulação dos indutores

| Indutor | Indutância ( $\mu\text{H}$ ) |                 |                | Erro percentual |
|---------|------------------------------|-----------------|----------------|-----------------|
|         | HFSS (1 MHz)                 | Medição (1 MHz) | Exato (28 MHz) |                 |

|                |     |           |      |         |                        |
|----------------|-----|-----------|------|---------|------------------------|
| L <sub>1</sub> | (a) | 1,454397  | 1,36 | 1,6266  | 6,49 %                 |
|                | (b) |           | 0,25 |         | 82,81 %                |
| L <sub>2</sub> | (a) | 0,0331095 | 0,02 | 0,02722 | Entre 12,12% e 39,59 % |
|                | (b) |           | 0,04 |         | ≈ 20%                  |
| L <sub>3</sub> |     | 2,9369133 | 2,71 | 3,3923  | 7,72 %                 |

Fonte: (do próprio autor, 2018)

Figura 18 – Filtro da banda de 10m concebido pelo PI4CC



Fonte: (PI4CC, 1996-2018)

Em razão da não realização da montagem pelos motivos já apresentados, faz-se necessário realizar a validação do circuito projetado, por meio de simulação. O ANSYS *Designer*<sup>®</sup> foi utilizado para mais uma vez simular a resposta do filtro, porém, dessa vez, ao invés de utilizar o modelo de indutor baseado no valor de sua indutância, mas o modelo físico e, além disso, substituiu-se os valores das capacitâncias, por valores disponíveis comercialmente. As tabelas 13 e 14 contém um resumo dos componentes utilizados para a simulação final da resposta do filtro, bem como um breve comparativo entre as dimensões dos indutores (ANSYS HFSS<sup>®</sup> e ANSYS *Designer*<sup>®</sup>). A Figura 20 apresenta a topologia utilizada para a simulação.

Figura 19 – Algumas imagens extraídas durante as medições



Fonte: (do próprio autor, 2018)

Tabela 13 – Dimensões dos indutores no HFSS e no Designer

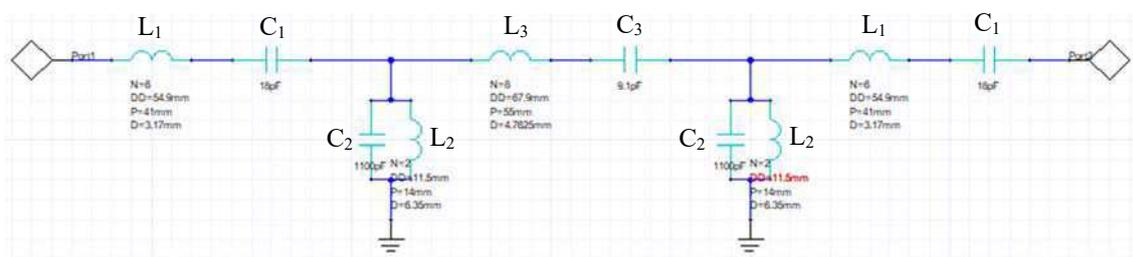
| Indutor        | Dimensões |               |                      |                  |
|----------------|-----------|---------------|----------------------|------------------|
|                | Volts     | Diâmetro (mm) | Diâmetro do fio (mm) | Comprimento (mm) |
| L <sub>1</sub> | HFSS      | 59,8          | 6,35                 | 41               |
|                | Designer  | 54,9          |                      |                  |
| L <sub>2</sub> | HFSS      | 15            | 6,35                 | 14               |
|                | Designer  | 11,5          |                      |                  |
| L <sub>3</sub> | HFSS      | 67,8          | 4,7625               | 55               |
|                | Designer  | 67,9          |                      |                  |

Fonte: (do próprio autor, 2018)

Tabela 14 – Capacitâncias do projeto e valores comerciais

| Capacitor      | Capacitância          |                      |
|----------------|-----------------------|----------------------|
|                | Valor de projeto (pF) | Valor comercial (pF) |
| C <sub>1</sub> | 18,786135             | 18                   |
| C <sub>2</sub> | 1122,619              | 1100                 |
| C <sub>3</sub> | 9,0081166             | 9,1                  |

Fonte: (do próprio autor, 2018)

Figura 20 – Modelo Físico simulado no ANSYS *Designer*<sup>®</sup>

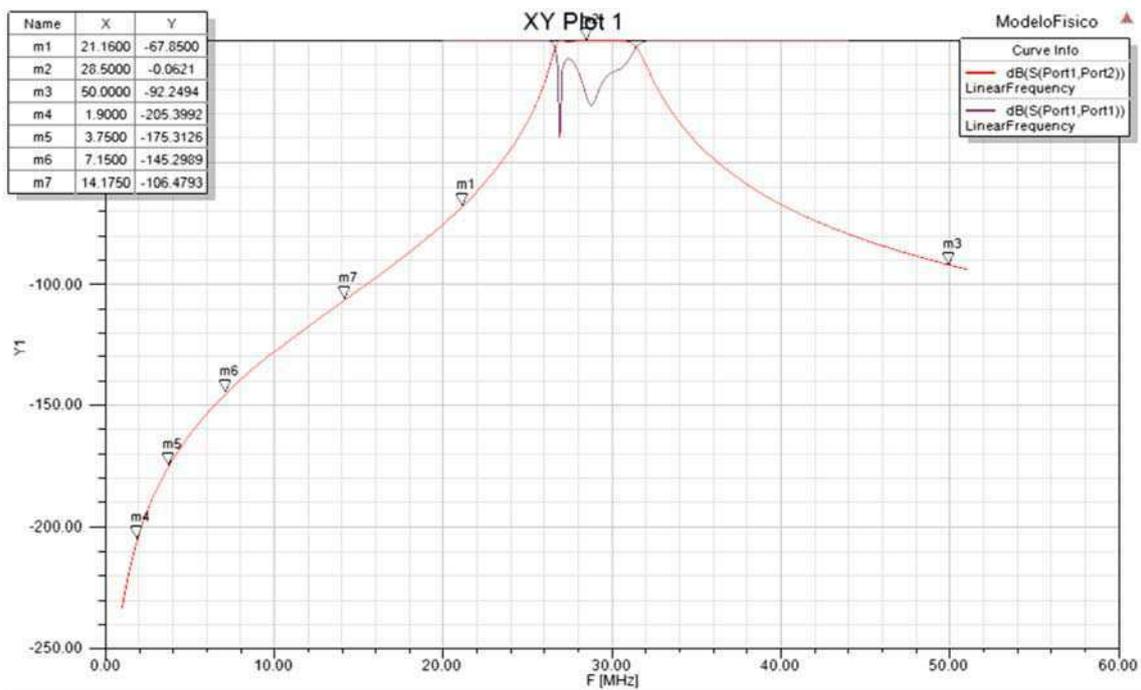
Fonte: (do próprio autor, 2018)

Nota-se que existe uma ligeira diferença entre o valor do diâmetro dos indutores para os modelos do ANSYS HFSS<sup>®</sup> e do ANSYS *Designer*<sup>®</sup>, e isso acontece em razão dos próprios métodos que cada um desses *softwares* utilizam para o cálculo da indutância. A simulação eletromagnética, caso do ANSYS HFSS<sup>®</sup>, é mais complexa e refinada do que a simulação realizada pelo ANSYS *Designer*<sup>®</sup> e, no momento em que um projetista decide construir os componentes, ele deve ponderar com maior peso os resultados dessa simulação eletromagnética.

Então, apenas para obter um valor de indutância compatível com o obtido pela simulação eletromagnética, utilizou-se diâmetros diferentes daqueles do ANSYS HFSS<sup>®</sup>. Na Figura 21 estão os gráficos dos parâmetros S<sub>11</sub> e S<sub>12</sub> e, na Tabela 15, as respectivas

atenuações em outras bandas para o filtro projetado, que ratificam, ao menos o desempenho satisfatório do filtro.

Figura 21 – Resposta em frequência do modelo físico do filtro simulado no ANSYS *Designer*<sup>®</sup>



Fonte: (do próprio autor, 2018)

Tabela 15 – Comparação entre as respostas em frequência do filtro (projeto e simulação)

| Frequência        | Atenuação da Especificação (dB) – PI4CC | Atenuação obtida (dB) – ANSYS <i>Designer</i> <sup>®</sup> |
|-------------------|---|--|
| 1,9 MHz (160 m)   | -115                                    | -205,3992  |
| 3,75 MHz (80 m)   | -105                                    | -175,3126  |
| 7,15 MHz (40 m)   | -98                                     | -145,2989  |
| 14,175 MHz (20 m) | -70                                     | -106,4793  |
| 21,16 MHz (15 m)  | -83,35                                  | -67,8500   |
| 28,5 MHz (10 m)   | -0,31                                   | -0,0621  |
| 50 MHz            | -46,85                                  | -92,2494   |

Fonte: (do próprio autor, 2018)

### 3 CONCLUSÃO

Neste documento foi realizado o projeto de um filtro passa-faixa para aplicações em alta potência, que, de acordo com os resultados de simulação, possui resposta e comportamento satisfatórios. Embora as etapas de confecção do PCB para a montagem e medição dos circuitos não tenham sido realizadas, que também seria mais um elemento comprobatório da qualidade do projeto, ao menos o modelo computacional mais próximo do que seria realizado fisicamente indica a possível obtenção de bons resultados.

Ademais, o trabalho desenvolvido, propiciou a oportunidade de trabalhar com uma técnica de projeto de filtro que, não é apresentada durante a estrutura curricular padrão do curso, de tal sorte que, foi necessário levar em consideração novos parâmetros e elementos de análise.

## REFERÊNCIAS

- Corum, K. L., & Corum, J. F. (2001). RF Coils, Helical Resonators and Voltage Magnification by Coherent Spatial Modes. *5th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service*. Niš, Sérvia. Fonte: <http://hamwaves.com/antennas/inductance/corum.pdf>
- David, W. K. (2016). *G3YNH*. Fonte: <http://www.g3ynh.info/zdocs/magnetics/Solenoids.pdf>
- FCC. (2011). Fonte: Federal Communications Commission: <http://transition.fcc.gov/oet/spectrum/table/fcctable.pdf>
- Grover, F. W. (2004). *Inductance Calculations: Working Formulas and Tables*. Nova Iorque, NY, Estados Unidos da América: Dover Phoenix Edition. Fonte: <https://books.google.com.br/books?isbn=0486318354>
- ITU. (2018). *Emergency-regions*. Acesso em 15 de Fevereiro de 2018, disponível em Site da ITU: <https://www.itu.int/net/ITU-R/information/docs/emergency-regions.jpg>
- Lundin, R. (Setembro de 1985). A handbook formula for the inductance of a single-layer circular coil. *Proc. IEEE, No. 9, 73*, pp. 1428-1429.
- Mouser Electronics. (2018). *Multilayer Ceramic Capacitors MLCC - SMD/SMT*. Acesso em 6 de Março de 2018, disponível em Site da Mouser Electronics: [https://br.mouser.com/Passive-Components/Capacitors/Ceramic-Capacitors/MLCCs-Multilayer-Ceramic-Capacitors/Multilayer-Ceramic-Capacitors-MLCC-SMD-SMT/\\_/N-bkrdv](https://br.mouser.com/Passive-Components/Capacitors/Ceramic-Capacitors/MLCCs-Multilayer-Ceramic-Capacitors/Multilayer-Ceramic-Capacitors-MLCC-SMD-SMT/_/N-bkrdv)
- PI4CC. (1996-2018). *Bandpass filters for PI4CC*. Acesso em 6 de Fevereiro de 2018, disponível em PI4CC Contest Club: <https://www.pi4cc.nl/tech-info/hp-filter/>
- Pozar, D. M. (1998). Microwave Filters. In D. M. Pozar, *Microwave Engineering* (2ª ed., pp. 422-494). Nova Iorque, Estados Unidos da América: John Wiley & Sons Inc.
- Shockmetais. (2014). *Tubos redondos de Cobre*. Fonte: Site da Shockmetais: <http://www.shockmetais.com.br/produtos/cobre/tubo-r>
- Stroobandt, S. (25 de Março de 2015). *Single-Layer Helical Round Wire Coil Inductor Calculator*. Acesso em 18 de Fevereiro de 2018, disponível em Hamwaves: <http://hamwaves.com/antennas/inductance.html>