UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

MARIANA ALBUQUERQUE REYNAUD SCHAEFER

IMPLEMENTAÇÃO DE FILTROS EM *MICROSTRIP* NA FAIXA DO LTE

NITERÓI
2017

MARIANA ALBUQUERQUE REYNAUD SCHAEFER

IMPLEMENTAÇÃO DE FILTROS EM *MICROSTRIP* NA FAIXA DO LTE

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Comunicações.

Orientador: Tadeu Nagashima Ferreira
Coorientadora: Vanessa Przybylski Ribeiro Magri Souza

NITERÓI
2017

MARIANA ALBUQUERQUE REYNAUD SCHAEFER

IMPLEMENTAÇÃO DE FILTROS MICROSTRIP NA FAIXA LTE

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações.
Área de concentração: Sistemas de Telecomunicações

Aprovada em 29 de junho de 2017.

Prof. Dr. Tadeu Nagashima Ferreira - Orientador
Universidade Federal Fluminense - UFF

Profª. Dra. Vanessa Przybylski Ribeiro Magri Souza - Coorientadora
Universidade Federal Fluminense - UFF

Profª. Dra. Leni Joaquim de Matos
Universidade Federal Fluminense - UFF

Prof. Dr. Jorge Angelo Mitrione Souza
Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro – PUC-Rio

Prof. Dr. Michel Pompeu Tcheou
Universidade do Estado do Rio de Janeiro - UERJ

Niterói
2017

Agradecimentos

Agradeço à minha família, especialmente: ao meu marido Gilbert, pelo exemplo de profissional e, principalmente, de pessoa, por ajudar na revisão do texto e pelas dicas e apoio em todas as etapas do meu trabalho. Obrigada por me dar um enorme motivo para ser uma pessoa melhor. Aos meus pais, Carlos e Míriam, por sempre estarem ao meu lado e por serem meu maior exemplo. Obrigada por ajudarem na revisão do texto, mesmo sem entenderem tanto do assunto.

Aos orientadores Tadeu Ferreira e Vanessa Magri pela oportunidade de realizar o trabalho e pelos conhecimentos repassados, e ao Eng. Roberto B. di Renna, M. Sc., pela ajuda na fabricação do circuito.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS **7**

LISTA DE TABELAS **9**

GLOSSÁRIO **10**

RESUMO **11**

ABSTRACT **12**

1 INTRODUÇÃO **13**

1.1 OBJETIVO 13
1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO 13

2 LONG TERM EVOLUTION (LTE) **14**

2.1 ARQUITETURA 14
2.2 MODULAÇÃO E DUPLEXAÇÃO 15
2.3 FAIXA DE FREQUÊNCIAS 16
2.4 FILTROS EM MICROSTRIP NA FAIXA DO LTE 17

3 LINHAS DE TRANSMISSÃO **19**

3.1 PARÂMETROS DA LINHA DE TRANSMISSÃO 19
3.2 MATRIZ DE TRANSMISSÃO ABCD 24
3.3 MICROSTRIP 26

4 FILTROS ANALÓGICOS PASSIVOS **29**

4.1 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA 29
4.1.1 Filtro Butterworth 29
4.1.2 Filtro Chebyshev 30
4.1.3 Filtro Elíptico 30
4.1.4 Filtro de Bessel 31
4.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA 32
4.3 FILTRO BUTTERWORTH 34
4.4 FILTRO CHEBYSHEV 35
4.5 COMPARAÇÃO ENTRE FILTROS BUTTERWORTH E CHEBYSHEV 36

5 SIMULAÇÕES DO FILTRO **38**

5.1 OBTENÇÃO DOS CIRCUITOS LC 38
5.1.1 Filtro 1 – Butterworth no Uplink 38
5.1.2 Filtro 2 – Butterworth no Downlink 39
5.1.3 Filtro 3 – Chebyshev no Uplink 40
5.1.4 Filtro 4 – Chebyshev no Downlink 42
5.2 CÁLCULO DA MATRIZ ABCD E DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA 43
5.3 OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DA LINHA DE TRANSMISSÃO 47
5.4 LAYOUT DO FILTRO 48

6 IMPLEMENTAÇÃO DO FILTRO EM PCB E TESTES **56**

6.1 FABRICAÇÃO DO FILTRO 56
6.2 TESTES E RESULTADOS 58

7 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS 61
8 REFERÊNCIAS 63

LISTA DE FIGURAS

Figura 2-1 – Arquitetura de rede do LTE.....14
Figura 2-2 – Comparativo entre FDD e TDD.....15
Figura 2-3 – Espectro em torno de 2,5 GHz do LTE no Brasil [2].....16
Figura 2-4 – Técnica OFDMA [3].....17
Figura 2-5 – Técnica OFDMA x SC-FDMA.....17
Figura 3-1 – Tipos de Linha de Transmissão: a) Coaxial; b) Fios Paralelos; c) Microfita [10].....19
Figura 3-2 – Representação de Linha de Transmissão com dois condutores [10].....20
Figura 3-3 – Representação de Linha de Transmissão com circuito RLC [10].....20
Figura 3-4 – Linha de Transmissão terminada em uma carga de impedância $\boldsymbol{ZL}$.....22
Figura 3-5 – (a) Uma rede de duas portas; (b) Rede em cascata de redes de duas portas [10].....24
Figura 3-6 – Geometria da linha de transmissão em Microstrip.....27
Figura 4-1 – Resposta de um filtro Butterworth para diferentes valores de ordem.....30
Figura 4-2 – Resposta de um filtro Chebyshev (a) Tipo 1 e (b) Tipo 2.....30
Figura 4-3 – Resposta de um filtro Elíptico.....31
Figura 4-4 – Resposta de um filtro de Bessel, em comparação com os outros tipos de filtro.....31
Figura 4-5 – Rede passiva de duas portas.....32
Figura 4-6 – Representação das ondas incidentes e refletidas em cada porta.....33
Figura 4-7 – Resposta em amplitude do filtro Butterworth para diferentes valores de ordem.....34
Figura 4-8 – Resposta em amplitude do filtro Butterworth para diferentes valores de ordem.....35
Figura 4-9 – Resposta em amplitude do filtro Chebyshev para diferentes valores de ordem.....36
Figura 4-10 – Resposta em amplitude do filtro Chebyshev para diferentes valores de ordem.....36
Figura 4-11 – Comparação da resposta em amplitude dos filtros Butterworth e Chebyshev para n=7.....37
Figura 5-1 – Circuito LC do Filtro 1.....38
Figura 5-2 – Parâmetros $\boldsymbol{S11}$ e $\boldsymbol{S21}$ do Filtro 1.....39
Figura 5-3 – Circuito LC do Filtro 2.....40
Figura 5-4 – Parâmetros $\boldsymbol{S11}$ e $\boldsymbol{S21}$ do Filtro 2.....40
Figura 5-5 – Circuito LC do Filtro 3.....41
Figura 5-6 – Parâmetros $\boldsymbol{S11}$ e $\boldsymbol{S21}$ do Filtro 3.....41
Figura 5-7 – Circuito LC do Filtro 4.....42
Figura 5-8 – Parâmetros $\boldsymbol{S11}$ e $\boldsymbol{S21}$ do Filtro 4.....43
Figura 5-9 – Circuito equivalente ao filtro escolhido.....45
Figura 5-10 – Circuito obtido no HFSS com parâmetros de Linha de Transmissão.....48
Figura 5-11 –Banda passante do circuito obtido pelo HFSS.....48
Figura 5-12 – Parâmetros das linhas de transmissão.....49
Figura 5-13 – Layout das linhas de transmissão dos elementos do filtro.....49
Figura 5-14 – Teste 1 de layout no HFSS.....50
Figura 5-15 – Banda passante do teste 1 de layout.....51
Figura 5-16 – Teste 2 de layout no HFSS.....51
Figura 5-17 – Banda passante do teste 2 de layout.....52
Figura 5-18 – Teste 3 de layout no HFSS.....52
Figura 5-19 – Banda passante do teste 3 de layout.....53
Figura 5-20 – Teste 4 de layout no HFSS.....53
Figura 5-21 – Banda passante do teste 4 de layout.....54
Figura 5-22 – Teste 5 de layout no HFSS.....54

FIGURA 5-23 – GRÁFICO DA BANDA PASSANTE DO TESTE 5 DE LAYOUT.....55
FIGURA 6-1 – CORROSÃO DO COBRE POR IMERSÃO NO PERCLORETO DE FERRO. 56
FIGURA 6-2 – PREPARO DO LOCAL DE INSTALAÇÃO DOS CONETORES. 57
FIGURA 6-3 – CONECTORES NA PARTE SUPERIOR (ACIMA) E INFERIOR DA PLACA (ABAIXO).....57
FIGURA 6-4 – CONECTORES (PARTE SUPERIOR E INFERIOR DA PLACA). 58
FIGURA 6-5 – CIRCUITO DO FILTRO IMPRESSO EM PCB. 58
FIGURA 6-6 – CIRCUITO DO FILTRO IMPRESSO EM PCB CONECTADO AO ANALISADOR DE ESPECTRO. 59
FIGURA 6-7 – RESULTADO DO TESTE REALIZADO COM O FILTRO IMPRESSO. 59
FIGURA 6-8 – COMPARATIVO ENTRE GRÁFICOS. 60

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 – PARÂMETROS ABCD EM DIVERSOS CIRCUITOS DE DUAS PORTAS [10]. 26
TABELA 2 – PROPRIEDADES DO SUBSTRATO RO5880LZ UTILIZADO. 49
TABELA 3 – COMPARATIVO DOS VALORES OBTIDOS EM CADA SIMULAÇÃO DO FILTRO. 60

GLOSSÁRIO

3GPP – *3rd Generation Partnership Project*

EPC – *Evolved Packet Core*

EPS – *Evolved Packet System*

ERB – Estação Rádio-Base

E-UTRAN – *Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network*

FDD – *Frequency Division Duplex*

HFSS – Ansys *High Frequency Structural Simulator*

HSS – *Home Subscriber Service*

IP – *Internet Protocol*

LTE – *Long Term Evolution*

MIMO – *Multiple Input Multiple Output*

MME – *Mobility Management Entity*

OFDMA – *Orthogonal Frequency Division Multiple Access*

PCB – *Printed Circuit Board*

PCRF – *Policy and Charging Rules Function*

P-GW – *PDN Gateway*

RNC – *Radio Network Controller*

SC-FDMA – *Single Carrier Frequency Division Multiple Access*

S-GW – *Serving Gateway*

TDD – *Time Division Duplex*

UE – *User Terminal*

RESUMO

Com o objetivo de testar a eficiência de um filtro em PCB que opere na faixa de *downlink* do LTE no Brasil, construído a partir de um circuito LC, esta dissertação aborda o caminho percorrido e o comparativo entre o primeiro circuito simulado em *software* até chegar ao circuito impresso para testes práticos.

Foram detalhadas as etapas de obtenção do circuito LC, obtenção do circuito com parâmetros de linha de transmissão *microstrip*, montagem e simulação do *layout* e fabricação e testes do filtro, ao final verificando-se que houve resposta em frequência de acordo com o previsto.

Palavras-chave: PCB, *Microstrip*, LTE, Filtro

ABSTRACT

This dissertation aims at testing the efficiency of a specific PCB-filter operating at the downlink range of LTE It is built from an LC circuit, focusing on the step between the first simulated circuit in software, until the printed circuit for practical purposes. The following steps were attained and detailed: (i) LC circuit; (ii) microstrip transmission lines parameter; and (iii) assembly and simulation of a layout and production of the filter. Finally, the frequency respose was verified to perform as predicted.

Key words: PBC, Microstrip, LTE, Filter

1 INTRODUÇÃO

O crescente avanço tecnológico, a partir da recente demanda por dispositivos compactos, a maior necessidade de mobilidade e redução de custos na impressão de circuitos cada vez menores, fazem com que sejam necessários elementos de circuito customizados. A criação de dispositivos de telecomunicações cada vez menores gera um impacto positivo na indústria, habilitando e facilitando a inserção de novos elementos, como filtros e antenas cada vez mais eficientes e compactos. Dentro desse cenário, placas de circuito impresso são utilizadas para fabricação de antenas, filtros e outros elementos de um sistema de telecomunicações.

1.1 OBJETIVO

O objetivo deste trabalho é projetar, simular e fabricar um filtro em uma das faixas de frequência do LTE em operação no Brasil, numa placa de circuito impresso, e testar seu funcionamento. As características consideradas mais importantes, neste trabalho, para fabricação do filtro na faixa de frequência de *downlink* do LTE, são a maior banda passante e a queda mais acentuada na banda de transição, não sendo importante a resposta plana na banda passante, considerando-se assim, um filtro do tipo *Chebyshev*.

1.2 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Seguindo à introdução geral do capítulo 1, o capítulo 2 apresenta um resumo das principais características do LTE, bem como o estado atual da tecnologia no Brasil. No capítulo 3, é apresentado o conceito de filtros, abordando as principais características de cada tipo. O capítulo 4 é voltado à teoria básica de Linhas de Transmissão, com ênfase em microfita, ou *microstrip*, que é o foco deste trabalho. No capítulo 5 são detalhadas todas as etapas práticas de laboratório, como os *softwares* utilizados para simulação do circuito e os parâmetros utilizados. O capítulo 6 detalha a etapa de impressão do circuito e os testes práticos, apresentando e avaliando os resultados obtidos. Por fim, no capítulo 7, são apresentadas as considerações finais, conclusões e sugestões para trabalhos futuros.

2 *LONG TERM EVOLUTION* (LTE)

O LTE foi desenvolvido pelo 3GPP, um grupo de padronização destinado ao desenvolvimento da tecnologia móvel. Este padrão evoluiu no que hoje em dia é chamada de 4G.

Atualmente, algumas faixas de frequência de operação para o LTE foram propostas e dependeriam da evolução do desligamento da TV analógica em alguns países.

Neste trabalho serão abordadas de forma sucinta algumas características do sistema LTE, detalhando as faixas de frequência, item necessário para definição e construção do filtro utilizado.

2.1 ARQUITETURA

A quarta geração de telefonia móvel adota o protocolo IP, com migração de toda rede para comutação de pacotes. O LTE é compatível com as demais gerações de telefonia móvel, como o 2G e 3G. A arquitetura EPS permite a integração com as demais tecnologias. A Figura 2-1 ilustra a arquitetura.

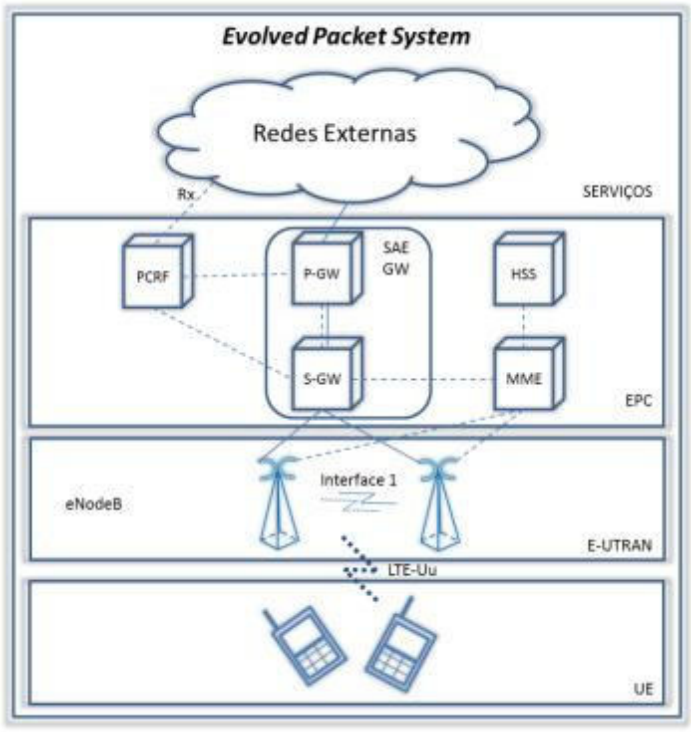


Figura 2-1 – Arquitetura de rede do LTE.

Esta arquitetura possui 4 domínios. O UE é o terminal móvel utilizado pelo usuário e sua identidade de serviços (USIM); E-UTRAN é a rede terrestre de acesso rádio; EPC é o núcleo da rede que suporta os serviços de dados e voz, e Serviços representam as redes externas.

O domínio UE é responsável pelas configurações individuais de cada usuário dentro da rede. Estas configurações podem ser controladas remotamente, já que a arquitetura de rede é baseada em IP e se integra com outras redes de comunicação baseadas no mesmo protocolo, além de permitir a integração com outras formas de acesso padronizadas pelo 3GPP ou de banda larga fixa.

O E-UTRAN é formada pela ERB, chamada de Node-B e pelo RNC, que controla os recursos rádio e acesso. Um único RNC controla várias ERBs, que são responsáveis pelo controle da camada física.

O EPC contempla os equipamentos do *core* da rede, como MME, S-GW, HSS, P-GW e PCRF, que proveem serviços e aplicações IP. O MME, principal equipamento do EPC, é responsável pela autenticação, segurança, gerenciamento de mobilidade e perfil de usuário, autorização de serviços, conexão, entre outros.

2.2 MODULAÇÃO E DUPLEXAÇÃO

O LTE emprega a técnica de múltiplo acesso OFDMA e utiliza MIMO para as antenas, ou seja, múltiplas antenas na transmissão e recepção. Para o *uplink*, a técnica de acesso utilizada é o SC-FDMA [1].

O LTE possui a vantagem de permitir a flexibilidade na alocação espectral, podendo operar em diferentes bandas, operando tanto no modo FDD quanto no TDD. No FDD, são utilizadas duas bandas: uma para *uplink* e outra para o *downlink*. Já no TDD, os recursos são divididos no tempo entre *uplink* e *downlink*. Neste capítulo, o foco será no modo FDD, que é o modo utilizado no Brasil.

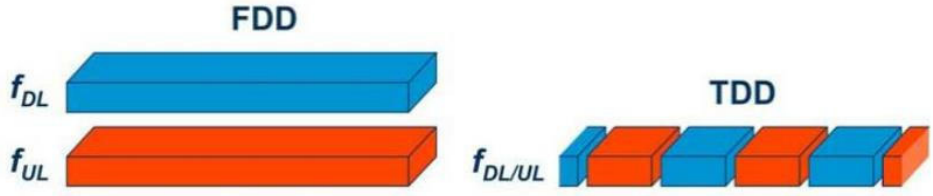


Figura 2-2 – Comparativo entre FDD e TDD.

2.3 FAIXA DE FREQUÊNCIAS

A faixa de frequências considerada para a fabricação do filtro é a utilizada atualmente para o LTE no Brasil, a quarta geração de tecnologia utilizada nos aparelhos móveis pessoais. Dentro da faixa, existe a faixa de *uplink* (transmissão do móvel para a torre), que abrange de 2500 MHz até 2570 MHz e a faixa de *downlink* (recepção no móvel), de 2620 MHz até 2690 MHz. Ambas as faixas utilizam a técnica de modulação FDD e possuem uma banda total de 70 MHz. As taxas máximas alcançadas pela 4ª geração de telefonia móvel são de 100 Mbps de *downlink* e 50 Mbps de *uplink*.

Além da faixa atualmente utilizada, também é prevista a utilização da faixa de 700 MHz. Esta faixa ainda não foi adotada, pois ainda é utilizada para sistemas de TV analógica, que devem ser desativados até 2018, além da necessidade de redes com maior capacidade.

As faixas de frequência entre 2500 a 2570 MHz e 2620 a 2690 MHz (P, W, V e X) utilizam FDD. Já a faixa entre 2570 a 2620 MHz utiliza TDD. Pode-se observar a alocação espectral na Figura 2-3. Conforme mencionado anteriormente, as faixas consideradas neste trabalho são as que utilizam a técnica FDD, sendo uma banda para *uplink* e outra para *downlink*.

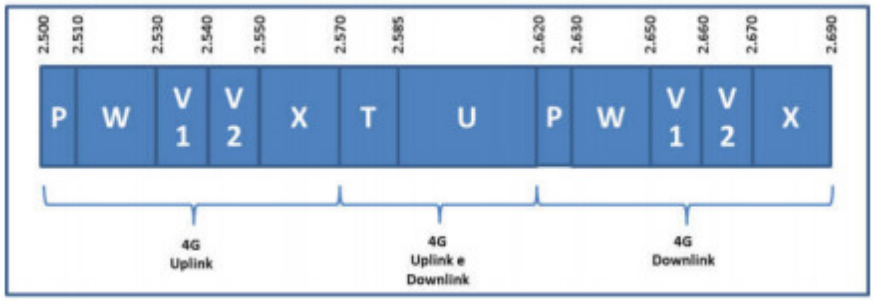


Figura 2-3 – Espectro em torno de 2,5 GHz do LTE no Brasil [2].

No *downlink*, utiliza-se OFDMA, que é um método de acesso ao canal baseado na divisão de frequências ortogonais (OFDM). A ODFM distribui a informação sobre um grande número de subportadoras que são ortogonais entre si, permitindo o envio de informação por subportadoras sobrepostas e fazendo com que não ocorra interferência entre estas na demodulação. Esta técnica utiliza 256 portadoras no total e pode utilizar modulação QAM ou PSK. Na técnica OFDMA, os subcanais são alocados no domínio da frequência e os símbolos OFDM são alocados no domínio do

tempo e da frequência, conforme ilustrado na Figura 2-4 [3]. O conjunto de múltiplas subportadoras são independentes quanto à modulação utilizada, podendo ser QPSK, 16-QAM ou 64-QAM.

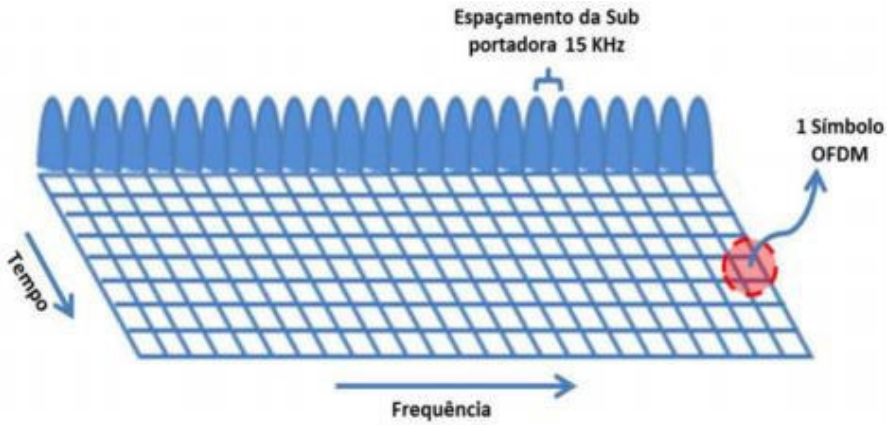


Figura 2-4 – Técnica OFDMA [3].

As principais características do OFDMA são o excelente desempenho em canais com desvanecimento seletivo em frequência, a baixa complexidade do receptor em banda base e a readequação do domínio de frequências, a compatibilidade com tecnologias avançadas de receptores e antenas, além de gerenciamento de múltiplas larguras de banda.

No *uplink* é utilizada a técnica SC-FDMA. Enquanto no OFDMA cada subportadora carrega informações de um símbolo, no SC-FDMA, cada subportadora carrega informações de todos os símbolos, como nota-se na Figura 2-5 [1].

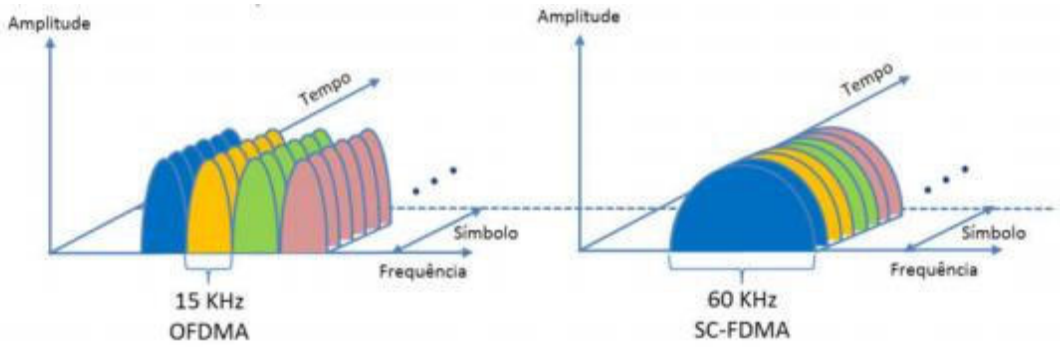


Figura 2-5 – Técnica OFDMA x SC-FDMA.

2.4 FILTROS EM *MICROSTRIP* NA FAIXA DO LTE

A implementação de modelos de componentes como antenas e filtros em *microstrip* vem crescendo nos últimos anos. Existem implementações de filtros, com

impressão e testes, para a faixa do LTE em *microstrip*, como um estudo que também utiliza o filtro *Chebyshev* para simulação no HFSS, utilizando modelos de filtros de linhas acopladas [4]. Apesar da semelhança, esta dissertação tem como base para o filtro um circuito LC, que deve ser convertido para elementos de linha de transmissão *microstrip*.

Em outros casos, os filtros são apenas simulados em *software* e são baseados em modelos existentes de filtros *microstrip*, como por exemplo, filtros de acoplamento paralelo e interdigital, com resultados de acordo com o esperado pelos autores [5-7]. Existem, também, diversas aplicações de *microstrip*, principalmente em antenas [8-9].

3 LINHAS DE TRANSMISSÃO

Uma linha de transmissão pode ser definida como um dispositivo utilizado para guiar ondas eletromagnéticas. Existem diversos tipos de linhas de transmissão, conforme a Figura 3-1, sendo a *microstrip* (microfita) utilizada neste trabalho.

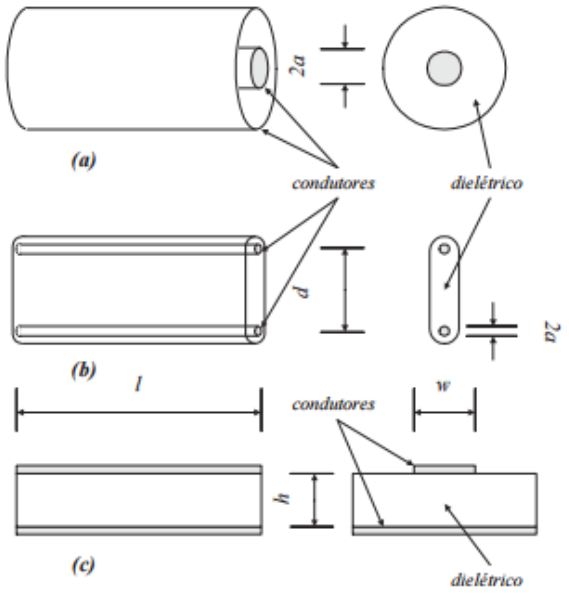


Figura 3-1 – Tipos de Linha de Transmissão: a) Coaxial; b) Fios Paralelos; c) Microfita [10].

O primeiro tipo apresentado é o cabo coaxial, onde uma linha condutora fica rodeada por uma camada dielétrica cilíndrica, sendo esta coberta por uma camada de condutor. O segundo tipo são as linhas paralelas, onde existem dois fios condutores paralelos, separados por uma distância d, com dielétrico entre os condutores. O terceiro tipo é a microfita, onde uma placa de material dielétrico é coberta por uma fina camada de material condutor na parte inferior, e os elementos são formados por finas camadas de condutor de largura W na parte superior.

3.1 PARÂMETROS DA LINHA DE TRANSMISSÃO

A forma comumente utilizada para representar uma linha de transmissão é com dois condutores paralelos, conforme a Figura 3-2. Esta mesma linha de transmissão pode ser representada por meio de circuito RLC, conforme a Figura 3-3 [10].

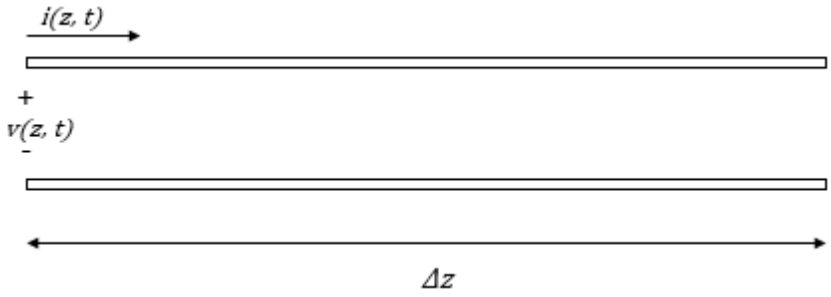


Figura 3-2 – Representação de Linha de Transmissão com dois condutores [10].

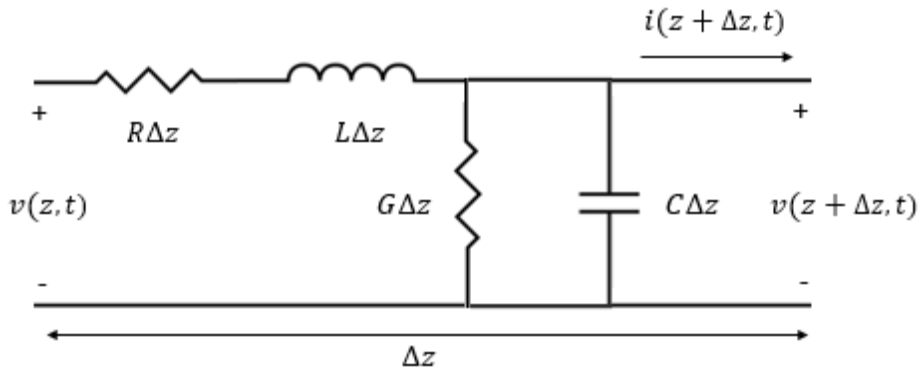


Figura 3-3 – Representação de Linha de Transmissão com circuito RLC [10].

O indutor L, em série no circuito, representa a indutância gerada pelos dois condutores, e o capacitor C, em paralelo, representa a capacitância gerada pela proximidade entre os dois. O elemento R, em série, representa a resistência devido à condutividade finita dos condutores, e a condutância G, em paralelo, representa a condutância devido à perda dielétrica no material entre os condutores, ou seja, R e G representam perdas. Um comprimento finito de linha de transmissão pode ser representado como uma cascata do circuito RLC da Figura 3-3. A partir do circuito RLC da Figura 3-3, aplicando-se as Leis de tensão e corrente de *Kirchhoff* [10], são obtidas:

$$v(z,t) - R\Delta z i(z,t) - L\Delta z \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} - v(z+\Delta z,t) = 0 \quad \textbf{(3-1)}$$

$$i(z,t) - G\Delta z v(z+\Delta z,t) - C\Delta z \frac{\partial v(z+\Delta z,t)}{\partial t} - i(z+\Delta z,t) = 0 \quad \textbf{(3-2)}$$

Dividindo-se as equações (3-1) e (3-2) por Δz e tomando o limite com $\Delta z \rightarrow 0$, obtêm-se as equações (3-3) e (3-4), que são as equações de uma Linha de Transmissão no domínio do tempo.

$$\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -Ri(z,t) - L\frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \quad \textbf{(3-3)}$$

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -Gv(z,t) - C\frac{\partial v(z,t)}{\partial t} \quad \textbf{(3-4)}$$

Passando-se para o domínio da frequência, são obtidas as equações (3-5) e (3-6):

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} = -(R + j\omega L)I(z) \quad \textbf{(3-5)}$$

$$\frac{\partial I(z)}{\partial z} = -(G + j\omega C)V(z) \quad \textbf{(3-6)}$$

Derivando-se as equações (3-5) e (3-6) em relação a z, obtêm-se, respectivamente, as equações de onda para V(z) e I(z):

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad \textbf{(3-7)}$$

$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} - \gamma^2 I(z) = 0 \quad \textbf{(3-8)}$$

onde γ é a constante de propagação em uma linha de transmissão e é descrita como:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad \textbf{(3-9)}$$

A solução para as equações (3-7) e (3-8) é da forma:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad \textbf{(3-10)}$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad \textbf{(3-11)}$$

O termo $e^{-\gamma z}$ representa a propagação na direção z^+, e o termo $e^{\gamma z}$ representa a propagação na direção z^-. Podemos obter, ainda, aplicando-se a equação (3-5) na tensão da (3-10), a corrente na linha:

$$I(z) = \frac{\gamma}{R+j\omega L}[V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}] \quad \textbf{(3-12)}$$

A impedância característica da linha de transmissão pode ser definida como:

$$Z_0 = \frac{R+j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{-V_0^-}{I_0^-} \quad \textbf{(3-13)}$$

No domínio do tempo, a equação de tensão fica:

$$v(z,t) = |V_0^+|\cos(\omega t - \beta z + \emptyset^+)\, e^{-\alpha z} + |V_0^-|\cos(\omega t + \beta z + \emptyset^-)\, e^{\alpha z} \quad \textbf{(3-14)}$$

onde $\emptyset^{\pm}$ é a fase de ${V_0}^{\pm}$.

Para uma linha sem perdas ($R = G = 0$), tem-se:

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad \textbf{(3-15)}$$

A velocidade de fase pode ser calculada como:

$$v_f = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \textbf{(3-16)}$$

A impedância característica neste caso, fica:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \textbf{(3-17)}$$

As equações de tensão e corrente na linha sem perdas podem ser escritas como:

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad \textbf{(3-18)}$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad \textbf{(3-19)}$$

O comprimento de onda pode ser dado por:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad \textbf{(3-20)}$$

e a velocidade de fase:

$$v_f = \frac{\omega}{\beta} \quad \textbf{(3-21)}$$

Para ilustrar a reflexão em uma linha de transmissão, considere a linha sem perdas terminada em uma impedância Z_L, que pode ser observada na Figura 3-4.

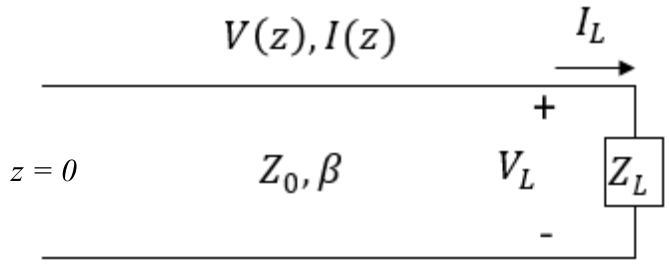


Figura 3-4 – Linha de Transmissão terminada em uma carga de impedância Z_L

Se uma onda da forma $V_0^+ e^{j\beta z}$ é gerada em uma fonte em z<0, a tensão total da linha pode ser escrita como:

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad \textbf{(3-22)}$$

E a corrente total, como:

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad \textbf{(3-23)}$$

A corrente e a tensão na carga estão relacionadas à impedância Z_L. Em z=0, tem-se:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} Z_0 \quad \textbf{(3-24)}$$

Resolvendo-se a Equação (3-24), obtém-se o coeficiente de reflexão Γ:

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad \textbf{(3-25)}$$

A tensão e corrente na linha de transmissão podem ser escritos como:

$$V(z) = V_0^+ [e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}] \quad \textbf{(3-26)}$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}] \quad \textbf{(3-27)}$$

Pelas equações, pode-se observar que a tensão e corrente na linha consistem de uma superposição de onda incidente e onda refletida, formando as ondas estacionárias. Se $\Gamma = 0$ não há onda refletida e, para que isto aconteça, é necessário que a impedância Z_L seja igual à impedância característica Z_0, representando o que é chamado casamento de impedância.

A potência média que flui na linha em z é dada como:

$$P_m = \frac{1}{2} Re[V(z) I(z)^*] = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} Re\{1 - \Gamma^* e^{-2j\beta z} + \Gamma e^{2j\beta z} - |\Gamma|^2\} \quad \textbf{(3-28)}$$

Simplificando-se:

$$P_m = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} [1 - |\Gamma|^2] \quad \textbf{(3-29)}$$

Pela equação (3-29), pode-se notar que a potência é constante para todos os pontos da linha e que a potência total na linha é igual à potência incidente menos a potência refletida. Se $\Gamma = 0$, a potência média tem o seu máximo valor, e se $|\Gamma| = 1$, a potência média é nula.

Chama-se perda de retorno (RL) à razão $RL = 20 \log {}^{P_i}/_{P_r}$, que é tanto maior quanto menor é a reflexão de sinal pela carga. Assim, se a carga estiver casada ($\Gamma = 0$), a perda de retorno é $+\infty$ dB (sem potência refletida). Se houver reflexão total ($\Gamma = 1$), a perda de retorno é 0 dB. [11]

Da equação (3-26), no caso de haver reflexão, obtém-se:

$$|V(z)| = |V_0^+| \left|1 + \Gamma e^{2j\beta z}\right| = |V_0^+| \left|1 + \Gamma e^{-2j\beta l}\right| = |V_0^+| \left|1 + |\Gamma| e^{j(\theta - 2\beta l)}\right| \quad \textbf{(3-30)}$$

Onde $l = -z$ é a distância positiva da carga em $z = 0$ e θ é a fase do coeficiente de reflexão. Os valores máximo e mínimo da tensão ficam:

$$V_{max} = |V_0^+|(1 + |\Gamma|) \quad \textbf{(3-31)}$$

$$V_{min} = |V_0^+|(1 - |\Gamma|) \quad \textbf{(3-32)}$$

Se $|\Gamma|$ aumenta, a taxa entre V_{max} e V_{min} aumenta. Com isto, podemos medir o casamento em uma linha por um parâmetro chamado taxa de onda estacionária de tensão (VSWR), definida como:

$$VSWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \quad \textbf{(3-33)}$$

O VSWR é sempre um número real, maior ou igual a 1. Para VSWR igual a 1 a linha está casada.

3.2 MATRIZ DE TRANSMISSÃO ABCD

Os parâmetros Z, Y e S podem ser utilizados para caracterizar uma rede com um número qualquer de portas. Na maior parte dos casos, as redes consistem em uma cascata de duas ou mais redes de duas portas, como pode-se observar na . Figura 3-5. Neste caso, pode ser definida uma matriz 2x2 de transmissão, conhecida como matriz ABCD para cada rede de duas portas [10].

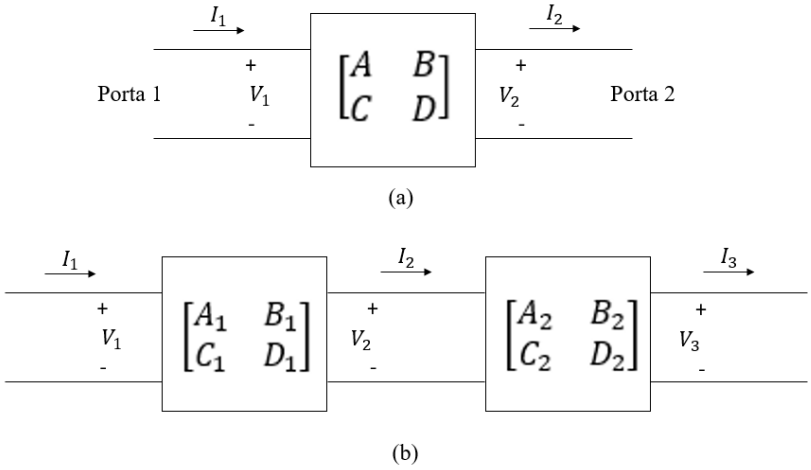


Figura 3-5 – (a) Uma rede de duas portas; (b) Rede em cascata de redes de duas portas [10].

A matriz ABCD é definida em relação às tensões e correntes da rede:

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad \textbf{(3-34)}$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \tag{3-35}$$

E na forma de matriz:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \tag{3-36}$$

No caso da rede em cascata, tem-se:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \tag{3-37}$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \tag{3-38}$$

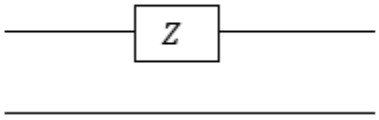
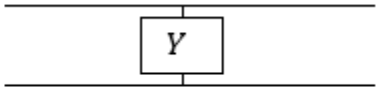
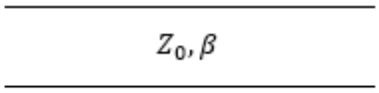
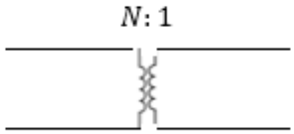
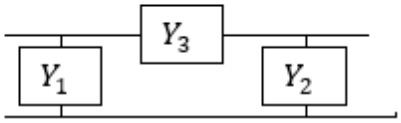
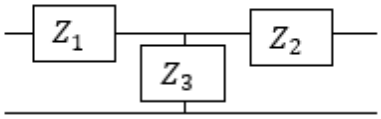
Substituindo (3-39) em (3-38):

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \tag{3-39}$$

Com este resultado, nota-se que a matriz ABCD da cascata de duas redes é o produto das matrizes ABCD de cada uma das redes.

Na Tabela 1, estão listadas diversas redes de duas portas e seus respectivos parêmetros das matrizes ABCD, onde Z é impedância, Y é admitância, Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão e β é a constante de fase (parte imaginária da constante de propagação γ) e N é a relação de indutância.

Tabela 1 – Parâmetros ABCD em diversos circuitos de duas portas [10].

Circuito	Parâmetros ABCD
	$A = 1 \quad B = Z$ $C = 0 \quad D = 1$
	$A = 1 \quad B = 0$ $C = Y \quad D = 1$
	$A = cos\beta l \quad B = jZ_0 sen\beta l$ $C = jY_0 sen\beta l \quad D = \cos\beta l$
	$A = N \quad B = 0$ $C = 0 \quad D = \frac{1}{N}$
	$A = 1 + \frac{Y_2}{Y_3} \quad B = \frac{1}{Y_3}$ $C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3} \quad D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3}$
	$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3} \quad B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$ $C = \frac{1}{Z_3} \quad D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$

3.3 *MICROSTRIP*

Linhas de transmissão do tipo *microstrip* são muito utilizadas para dispositivos de microondas, principalmente devido à fácil integração com outros dispositivos, ativos e passivos. São formadas por uma placa de material dielétrico com uma fina camada de material condutor. Na Figura 3-6 pode-se observar uma linha *microstrip* e seus parâmetros.

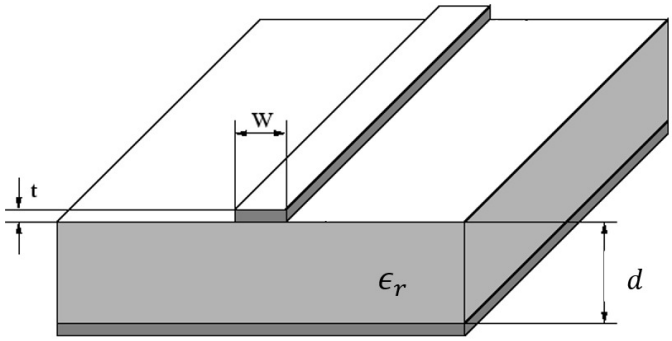


Figura 3-6 – Geometria da linha de transmissão em *Microstrip*.

Uma camada de condutor de largura W é impressa na parte superior da placa de material dielétrico, de espessura d e permissividade relativa ϵ_r. A velocidade de fase (v_p) e constante de propagação (β) podem ser escritas como [10]:

$$v_p = \frac{c}{\epsilon_{ef}} \tag{3-40}$$

$$\beta = k_0\sqrt{\epsilon_{ef}} \tag{3-41}$$

onde ϵ_{ef} é a constante dielétrica efetiva na *microstrip*, que obedece à relação:

$$1 < \epsilon_{ef} < \epsilon_r$$

A constante dielétrica efetiva depende dos valores de d e W, e é dada pela equação (3-43) [10]:

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2}\frac{1}{\sqrt{1+{}^{12d}/_{W}}} \tag{3-42}$$

Dados os parâmetros d e W, a impedância característica pode ser calculada como:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ef}}}\ln\left(\frac{8d}{W}+\frac{W}{4d}\right) & , \frac{W}{d} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ef}}[W/d+1{,}393+0{,}667\ln(W/d+1{,}444)]}, & \frac{W}{d} \geq 1 \end{cases} \tag{3-43}$$

Dada a impedância característica Z_0, a relação entre os parâmetros pode ser calculada como:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & , \frac{W}{d} < 2 \\ \frac{2}{\pi}\left[B-1-\ln(2B-1)+\frac{\epsilon_r-1}{2\epsilon_r}\left\{\ln(B-1)+0{,}39-\frac{0{,}61}{\epsilon_r}\right\}\right], & \frac{W}{d} > 2 \end{cases} \tag{3-44}$$

onde

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}} + \frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1}\left(0{,}23 + \frac{0{,}11}{\epsilon_r}\right) \quad \textbf{(3-45)}$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad \textbf{(3-46)}$$

Pode-se definir a atenuação devido à perda no dielétrico por [10]:

$$\alpha_d = \frac{k_0\epsilon_r(\epsilon_{ef}-1)\tan(\delta)}{2\sqrt{\epsilon_{ef}}(\epsilon_r-1)} \text{ Np/m} \quad \textbf{(3-47)}$$

onde $\tan(\delta)$ é a tangente de perdas do dielétrico. Os campos em torno da *microstrip* estão parte no dielétrico e parte no ar (sem perdas).

A atenuação devido à perda no condutor é dada por:

$$\alpha_c = \frac{R_S}{Z_o W} \text{ Np/m} \quad \textbf{(3-48)}$$

onde $R_S = \sqrt{\omega\mu_0/2\sigma}$ é a resistividade na superfície do condutor. Para a maior parte dos substratos de *microstrip*, as perdas no condutor são mais significativas que as perdas no dielétrico.

4 FILTROS ANALÓGICOS PASSIVOS

Filtros são sistemas que possuem respostas diferentes para faixas diferentes de frequências. Pode-se classificar um filtro de acordo com a banda que é selecionada, ou seja, em passa-altas, passa-baixas, passa-faixa e rejeita-faixa.

Um filtro considerado ideal é aquele que não causa distorções no sinal em sua banda passante e elimina todo o sinal da banda rejeitada, além de possuir faixa de transição extremamente pequena. Este tipo de filtro não é realizável, porém quanto mais próximas destas características estiver um filtro, melhor será seu desempenho [12].

Para aproximar-se de um filtro ideal, deve-se especificar o método de síntese de filtro e a ordem de um filtro, que determina vários parâmetros, como o ganho ou atenuação em função da frequência.

Para os filtros passivos de ordem 1, tem-se a frequência de corte dada pelo inverso da constante de tempo do circuito:

$$\omega_c = \frac{1}{\tau} \quad \textbf{(4-1)}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} \quad \textbf{(4-2)}$$

Os métodos de síntese de filtros mais utilizados são *Butterworth*, *Chebyshev*, Elíptico e *Bessel* [10]. As principais características de cada um destes tipos estão descritas a seguir.

4.1 RESPOSTA EM FREQUÊNCIA

4.1.1 Filtro *Butterworth*

O filtro *Butterworth* possui resposta plana (sem oscilações no ganho da função de transferência), transição lenta entre as bandas de passagem e rejeição e amplitude que decai até zero (LPF). A Figura 4-1 exemplifica funções de transferência de um filtro *Butterworth* para diversas ordens. O protótipo passa-baixas *Butterworth* é obtido alternando-se indutores e capacitores de valores pré-definidos e normalizados para 1 Ω com frequência de corte de 1 rad/s [13].

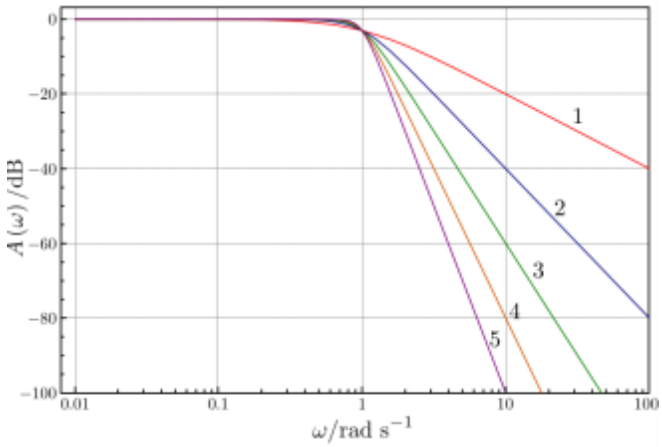


Figura 4-1 – Resposta de um filtro *Butterworth* para diferentes valores de ordem.

4.1.2 Filtro *Chebyshev*

O filtro *Chebyshev* possui *ripple* (ondulações) na banda passante (tipo 1) ou na banda de rejeição (tipo 2) e transição rápida entre as bandas de passagem e rejeição, como mostra a Figura 4-2, onde o eixo vertical é a amplitude, em dB, e o eixo horizontal a frequência normalizada. Um filtro Chebyshev de ordem N possui $^{N}/_{2}$ *ripples* na banda de passagem ou rejeição. Para fabricar um filtro deste tipo é necessário consultar uma tabela de valores de protótipo para cada um dos valores de *ripple* máximo [13].

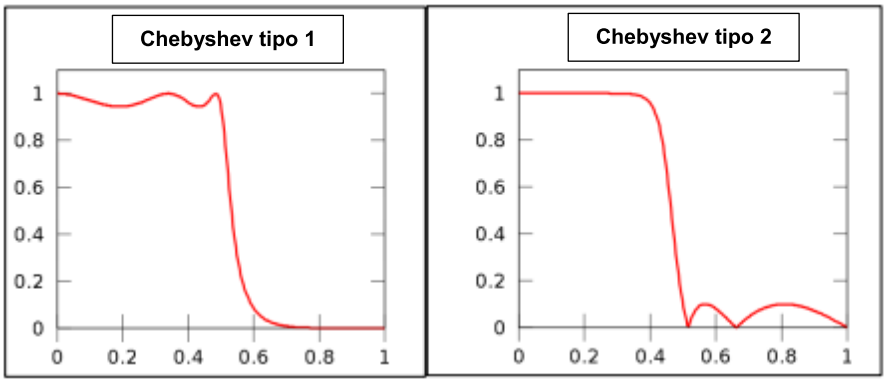


Figura 4-2 – Resposta de um filtro Chebyshev (a) Tipo 1 e (b) Tipo 2.

4.1.3 Filtro Elíptico

O filtro Elíptico possui *ripple* (ondulações) ajustável nas bandas de passagem e de rejeição e transição rápida entre as bandas de passagem e rejeição, tendo uma maior taxa de decaimento em relação aos outros tipos de filtros, como mostra a Figura

4-3, onde o eixo vertical é a amplitude, em dB, e o eixo horizontal a frequência normalizada.

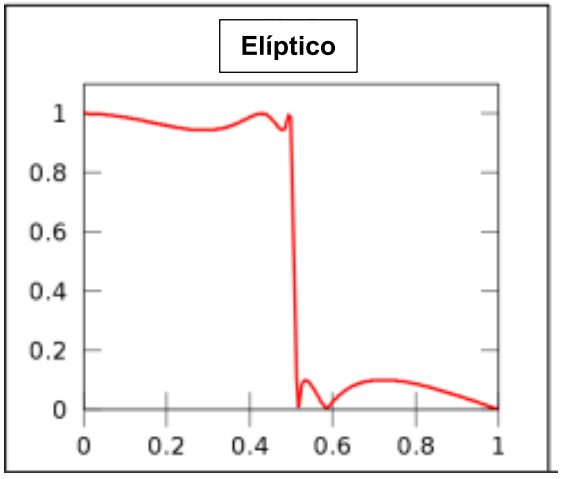


Figura 4-3 – Resposta de um filtro Elíptico.

4.1.4 Filtro de Bessel

Filtro de Bessel possui fase linear, preservando o formato dos sinais filtrados. As frequências da banda passante sofrem o mesmo atraso e possuem também transição lenta da faixa de passagem para atenuação. Uma comparação entre o filtro de Bessel e os filtros citados anteriormente pode ser vista na Figura 4-4.

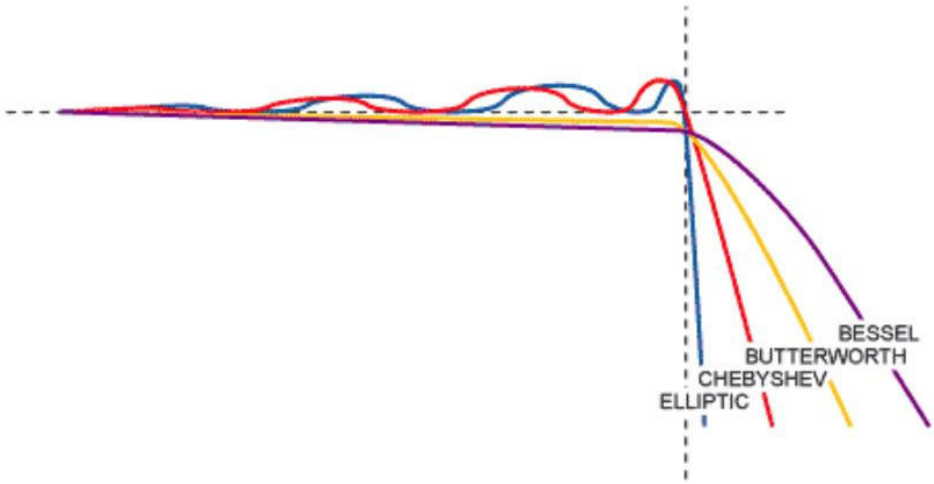


Figura 4-4 – Resposta de um filtro de Bessel, em comparação com os outros tipos de filtro.

Nesta dissertação, serão abordados com mais detalhes os filtros do tipo *Butterworth* e *Chebyshev*, que foram os tipos considerados para implantação em *microstrip*, devido à limitação do *software* utilizado ao simular outros tipos de filtros.

4.2 FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Um filtro pode ser representado como uma rede de duas portas (entrada e saída) com uma alimentação com resistência R_S em série na entrada e uma carga de resistência R_L na saída [10], conforme a Figura 4-5.

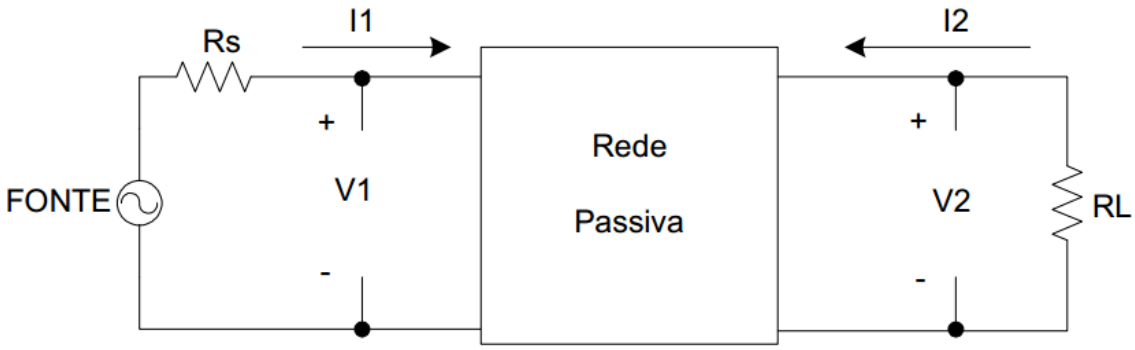


Figura 4-5 – Rede passiva de duas portas.

A função de transferência $H(s)$ é a relação entre a saída e a entrada de um sistema. Em um circuito elétrico, representa a relação entre a tensão de saída $V_o(s)$ e de entrada $V_i(s)$.

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} \quad \textbf{(4-3)}$$

onde $s = j\omega$ é a variável de Laplace [10].

Pode-se definir a matriz de espalhamento de uma rede de duas portas, levando-se em consideração as ondas incidentes e refletidas na entrada e na saída, conforme a Figura 4-6. Quando uma onda, vindo da fonte, incide na rede, parte dela é transmitida e outra parte é refletida. Na saída da rede também existem ondas refletidas e ondas incidentes. Tomando-se o quadrado do módulo de cada uma das ondas, incidentes e refletidas, tem-se a potência de cada uma delas.

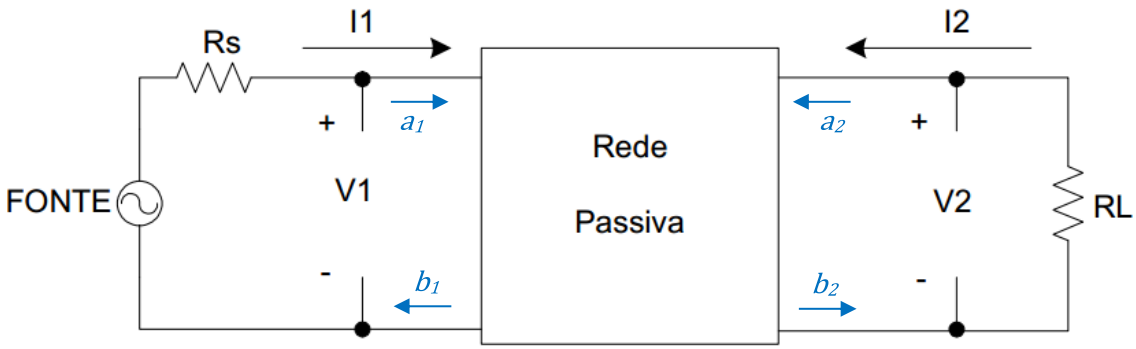


Figura 4-6 – Representação das ondas incidentes e refletidas em cada porta.

Podem-se obter os parâmetros S pelas equações:

$$b_1 = a_1 S_{11} + a_2 S_{12} \quad \textbf{(4-4)}$$

$$b_2 = a_1 S_{21} + a_2 S_{22} \quad \textbf{(4-5)}$$

Se a carga de saída possuir impedância igual à impedância de referência, $a_2 = 0$ e obtêm-se os coeficientes de reflexão na entrada (S_{11}) e o coeficiente de transmissão (S_{21}):

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \quad \textbf{(4-6)}$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \quad \textbf{(4-7)}$$

Se a carga de entrada possuir impedância igual à impedância de referência, $a_1 = 0$ e obtêm-se os coeficientes de reflexão na saída (S_{22}) e o coeficiente de transmissão inverso (S_{12}):

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad \textbf{(4-8)}$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \quad \textbf{(4-9)}$$

Pode-se expressar os parâmetros S também em dB, como:

$$|S_{11}|_{dB} = 20\log|S_{11}| \quad \textbf{(4-10)}$$

$$|S_{22}|_{dB} = 20\log|S_{22}| \quad \textbf{(4-11)}$$

$$|S_{21}|_{dB} = 20\log|S_{21}| \quad \textbf{(4-12)}$$

$$|S_{12}|_{dB} = 20\log|S_{12}| \quad \textbf{(4-13)}$$

onde, em dB, $|S_{11}|$ é a Perda de Retorno, $|S_{22}|$ é o Ganho de Reflexão na saída, $|S_{21}|$ é a Perda de Inserção e $|S_{12}|$ é o Ganho Inverso.

4.3 FILTRO *BUTTERWORTH*

A resposta de amplitude de um filtro *Butterworth* é dada por:

$$|S_{21}(jf)|^2 = \frac{1}{1+f^{2n}} \quad \textbf{(4-14)}$$

onde n é a ordem do filtro.

Pode-se observar que a frequência de corte deste tipo de filtro é $^{f}/_{f_c} = 1$, que é onde as perdas de inserção valem 3 dB. Para $f \gg 1$, $|S_{21}|^2 \cong f^{-2n}$ e a atenuação vale:

$$\alpha(f) = -20n \log f \text{ dB} \quad \textbf{(4-15)}$$

Na

Figura 4-7 nota-se a resposta em amplitude do filtro *Butterworth* para diferentes valores de ordem. Na

Figura 4-8 tem-se a atenuação, também para diferentes valores de ordem.

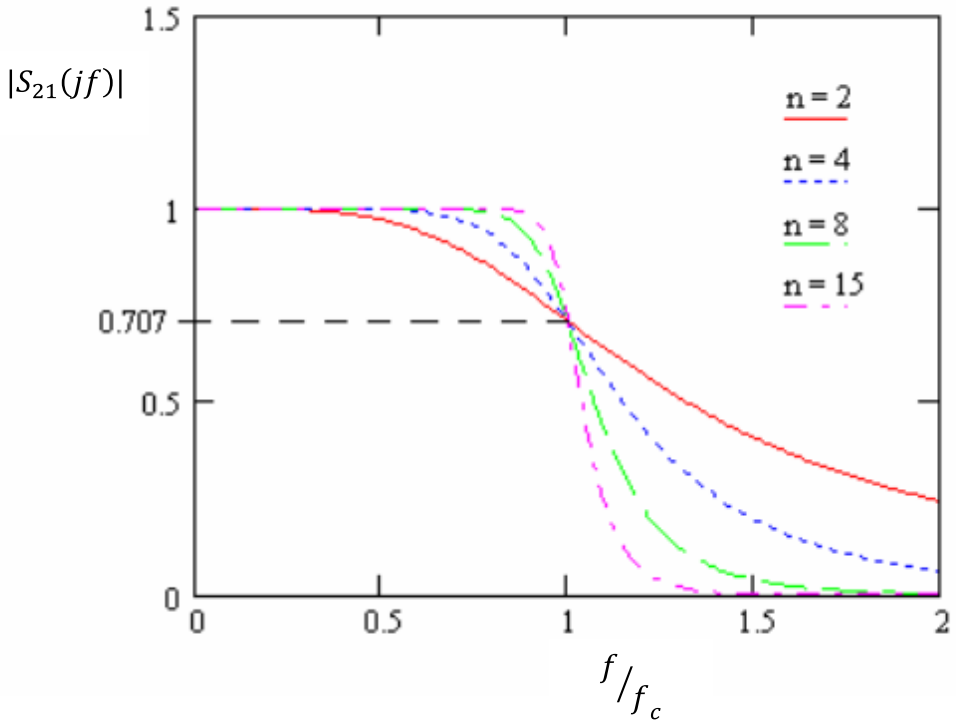


Figura 4-7 – Resposta em amplitude do filtro *Butterworth* para diferentes valores de ordem.

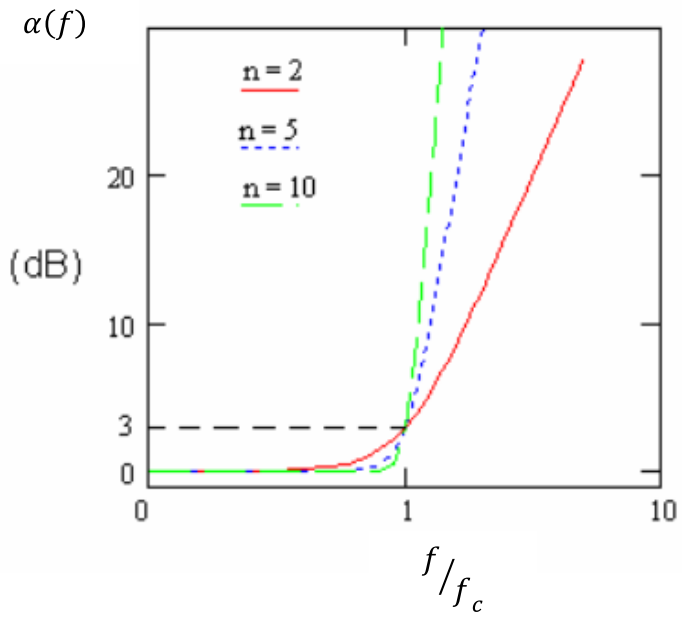


Figura 4-8 – Resposta em amplitude do filtro *Butterworth* para diferentes valores de ordem.

4.4 FILTRO *CHEBYSHEV*

A resposta em amplitude de um filtro *Chebyshev* é dada por:

$$|S_{21}(jf)|^2 = \frac{1}{\sqrt{1+\epsilon^2 T_n^2(f)}} \qquad \textbf{(4-16)}$$

onde $T_n(f)$ é o polinômio de *Chebyshev* de ordem n, que é dado por:

$$T_n(f) = \cos\left(n\cos^{-1}(f)\right) \qquad |f| \leq 1 \qquad \textbf{(4-17)}$$

$$T_n(f) = \cosh\left(n\cosh^{-1}(f)\right) \qquad |f| \geq 1 \qquad \textbf{(4-18)}$$

e $\epsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1}$, que é a constante do *ripple*, onde L_{Ar} (dB) é o *ripple* da banda passante.

Na Figura 4-9, tem-se a resposta em amplitude de um filtro *Chebyshev* para diferentes valores de ordem.

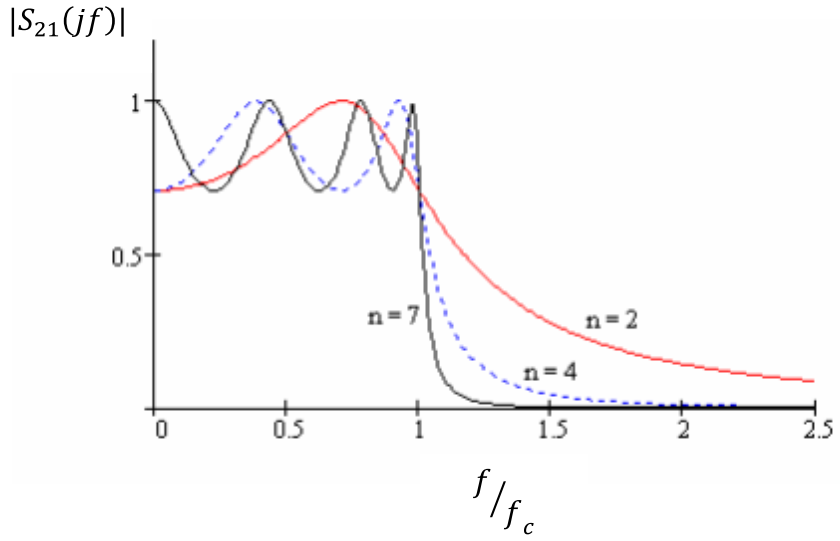


Figura 4-9 – Resposta em amplitude do filtro *Chebyshev* para diferentes valores de ordem.

Na Figura 4-10, tem-se a resposta da atenuação do filtro, com 3 dB de *ripple* na banda passante.

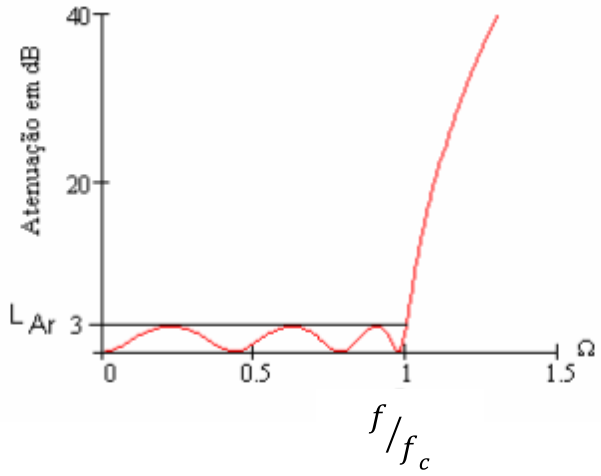


Figura 4-10 – Resposta em amplitude do filtro *Chebyshev* para diferentes valores de ordem.

4.5 COMPARAÇÃO ENTRE FILTROS *BUTTERWORTH* E *CHEBYSHEV*

Na aproximação de *Chebyshev* pode-se mudar o nível de atenuação permitido na banda passante, o que não é possível na aproximação de *Butterworth*. Isto possibilita melhorar a resposta na banda de rejeição sem alterar a ordem do filtro. Na Figura 4-11, pode-se comparar ambos os tipos de filtro para um mesmo valor de n. [14]

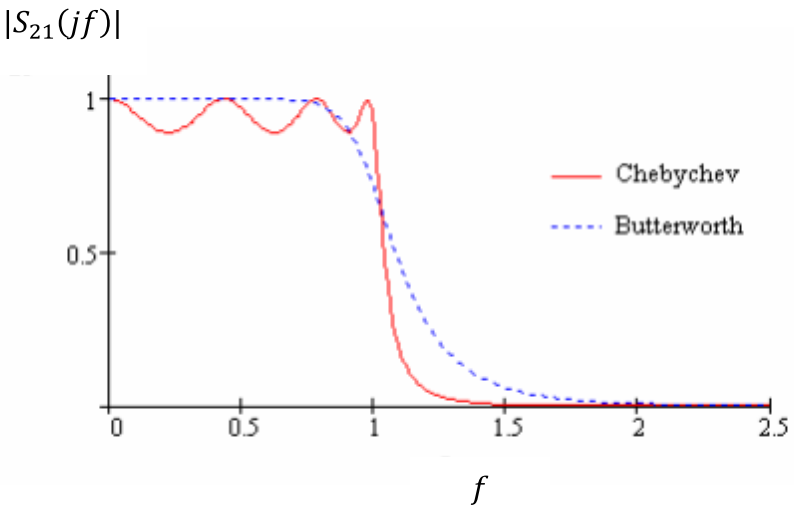


Figura 4-11 – Comparação da resposta em amplitude dos filtros *Butterworth* e *Chebyshev* para n=7.

O tipo de filtro escolhido para implementação nesta dissertação foi o *Chebyshev*, devido à característica de rápida transição entre a banda de passagem e de atenuação.

5 SIMULAÇÕES DO FILTRO

5.1 OBTENÇÃO DOS CIRCUITOS LC

O primeiro passo do trabalho foi obter o circuito LC correspondente ao filtro *Butterworth* ou *Chebyshev* na frequência desejada. Em um primeiro momento, foram considerados 4 filtros passa-faixa para simular os circuitos equivalentes: 2 filtros na faixa de frequências utilizada para *uplink*, um do tipo *Butterworth* e outro do tipo *Chebyshev*, e 2 filtros na faixa de frequências utilizada para *downlink*, com as mesmas características dos citados anteriormente. Os parâmetros desejados de cada um destes filtros foram inseridos no *software* *RFSim99*, que gerou o circuito LC equivalente e o gráfico da banda passante, baseado nos parâmetros S_{11} e S_{21}.

A escolha dos filtros *Butterworth* e *Chebyshev* se deve à limitação do *RFSim99*, que simula apenas circuitos para estes dois modelos de filtro.

5.1.1 Filtro 1 – *Butterworth* no *Uplink*

O primeiro caso considerado foi um filtro na faixa de *uplink*, com as seguintes características:

- Faixa de frequência: 2500 MHz a 2570 MHz
- Banda: 70 MHz
- Frequência Central: f = 2535 MHz
- Ordem do filtro: 4
- Tipo de filtro: *Butterworth*

O circuito obtido pelo *software* pode ser visualizado na Figura 5-1.

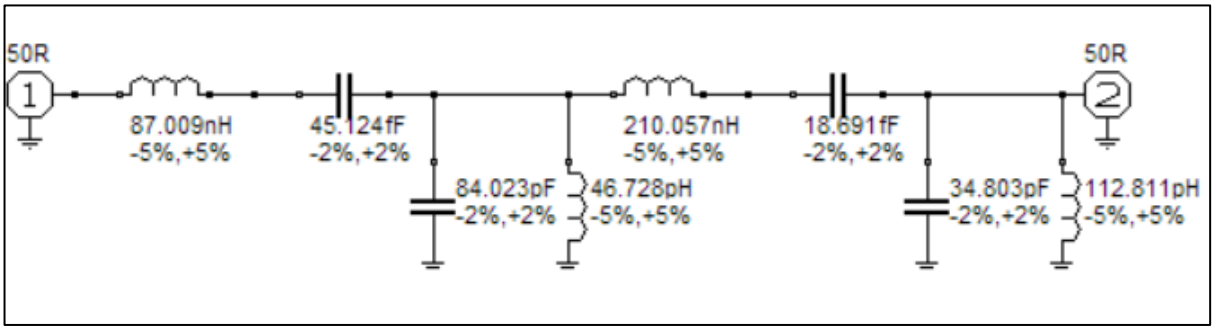


Figura 5-1 – Circuito LC do Filtro 1.

O gráfico da banda passante, obtido pelos parâmetros S_{11} (em azul) e S_{21} (em vermelho) pode ser visualizado na Figura 5-2. O ponto onde os gráficos se cruzam é 3 dB abaixo da amplitude máxima (0 dB).

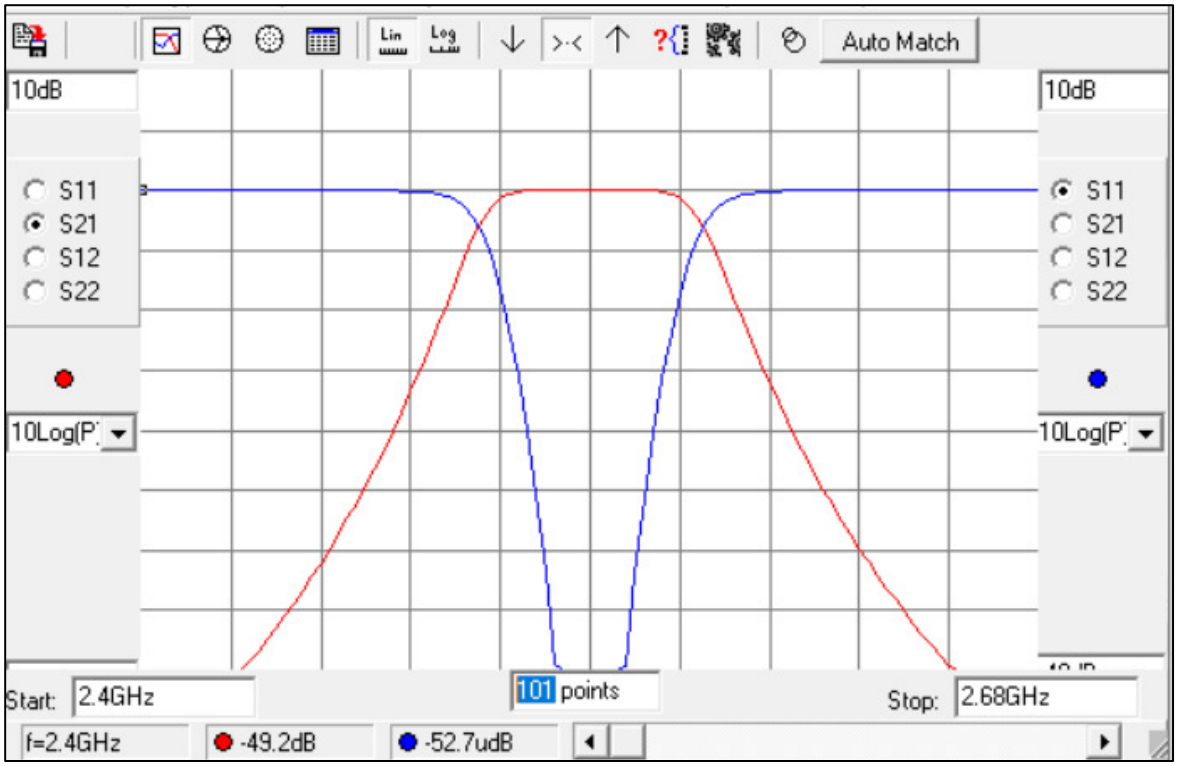


Figura 5-2 – Parâmetros S_{11} e S_{21} do Filtro 1.

Pode-se notar pelo gráfico, que o Filtro 1 possui resposta em frequência plana na banda passante e se aproxima de zero na banda rejeitada, mas possui uma queda lenta da banda atenuada, uma característica dos filtros do tipo *Butterworth*.

5.1.2 Filtro 2 – *Butterworth* no *Downlink*

O segundo caso considerado foi um filtro na faixa de *downlink*, com as seguintes características:

- Faixa de frequência: 2620 MHz a 2690 MHz
- Banda: 70 MHz
- Frequência Central: f = 2655 MHz
- Ordem do filtro: 4
- Tipo de filtro: *Butterworth*

O circuito obtido pelo *software* pode ser visualizado na Figura 5-3.

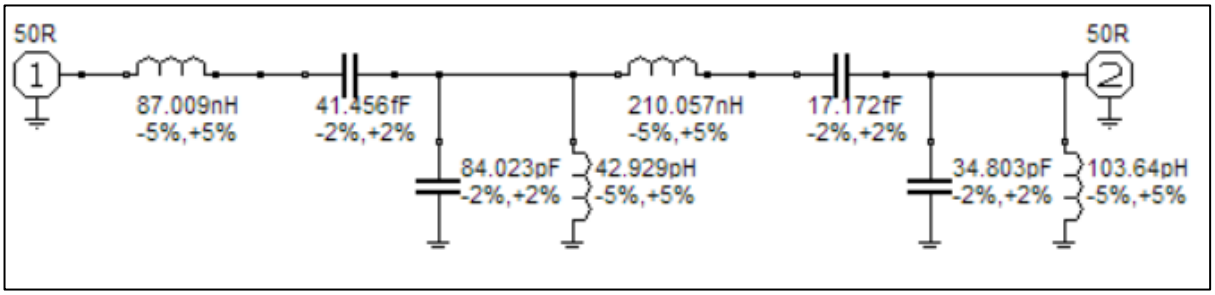


Figura 5-3 – Circuito LC do Filtro 2.

O gráfico da banda passante, obtido pelos parâmetros S_{11} (em azul) e S_{21} (em vermelho) pode ser visualizado na Figura 5-4.

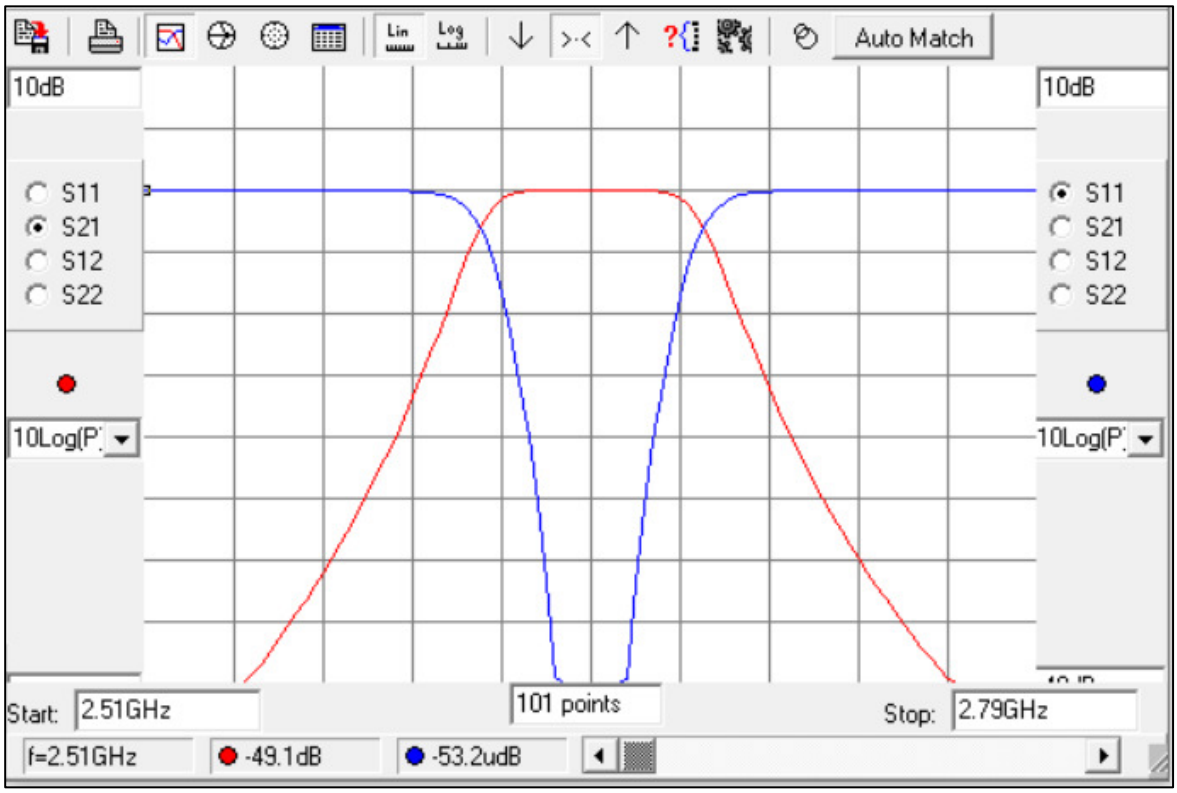


Figura 5-4 – Parâmetros S_{11} e S_{21} do Filtro 2.

Pode-se notar pelo gráfico, que o Filtro 2, assim como o Filtro 1, possui resposta em frequência plana na banda passante e se aproxima de zero na banda rejeitada, mas possui uma queda lenta da banda atenuada, uma característica dos filtros do tipo *Butterworth*.

5.1.3 Filtro 3 – *Chebyshev* no *Uplink*

O terceiro caso considerado foi um filtro na faixa de *uplink*, com as seguintes características:

- Faixa de frequência: 2500 MHz a 2570 MHz

- Banda: 70 MHz
- Frequência Central: f = 2535 MHz
- Ordem do filtro: 4
- Tipo de filtro: *Chebyshev*
- *Ripple* na banda passante: 0,05 dB

O circuito obtido pelo *software* pode ser visualizado na Figura 5-5.

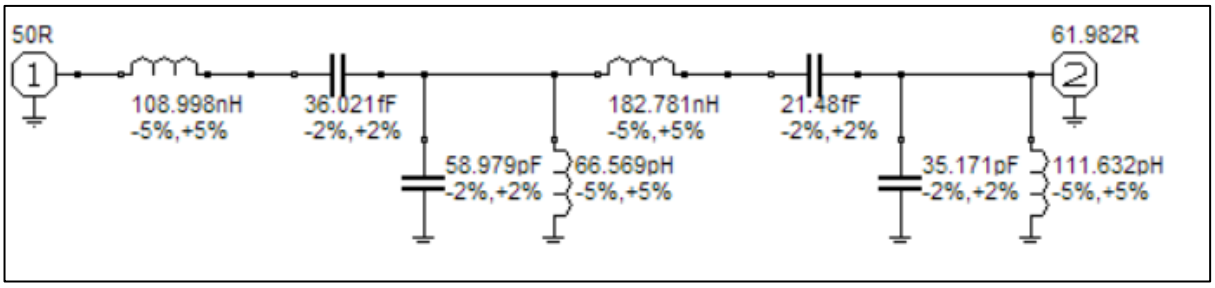


Figura 5-5 – Circuito LC do Filtro 3.

O gráfico da banda passante, obtido pelos parâmetros S_{11} (em azul) e S_{21} (em vermelho) pode ser visualizado na Figura 5-6.

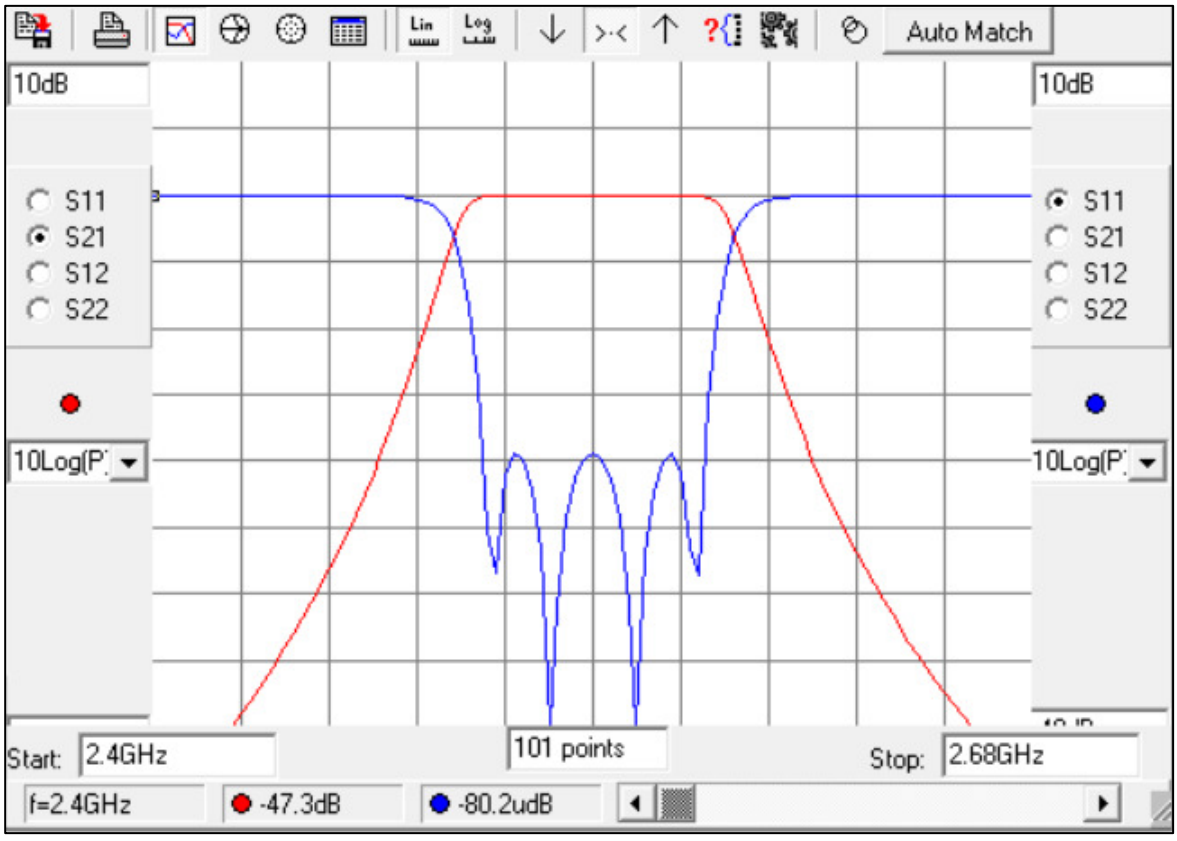


Figura 5-6 – Parâmetros S_{11} e S_{21} do Filtro 3.

Pode-se notar pelo gráfico, que o Filtro 3 possui uma queda menos lenta da banda atenuada, uma característica dos filtros do tipo *Chebyshev*.

5.1.4 Filtro 4 – *Chebyshev* no *Downlink*

O terceiro caso considerado foi um filtro na faixa de *downlink*, com as seguintes características:

- Faixa de frequência: 2620 MHz a 2690 MHz
- Banda: 70 MHz
- Frequência Central: f = 2655 MHz
- Ordem do filtro: 4
- Tipo de filtro: *Chebyshev*
- *Ripple* na banda passante: 0,05 dB

O circuito obtido pelo *software* pode ser visualizado na Figura 5-7.

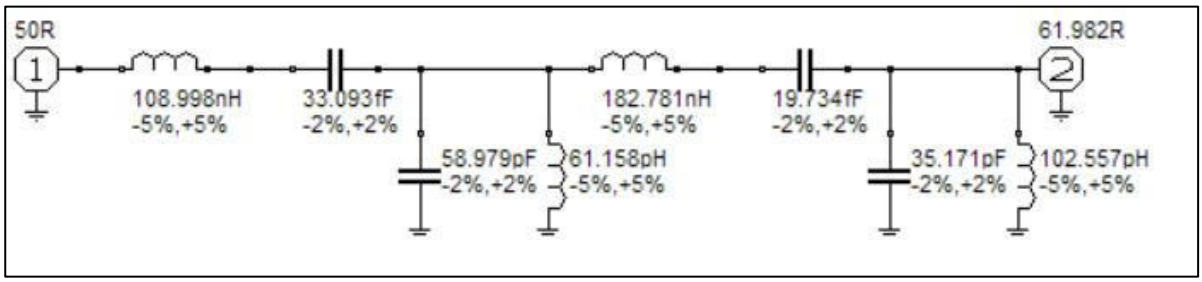


Figura 5-7 – Circuito LC do Filtro 4.

O gráfico da banda passante, obtido pelos parâmetros S_{11} (em azul) e S_{21} (em vermelho) pode ser visualizado na Figura 5-8.

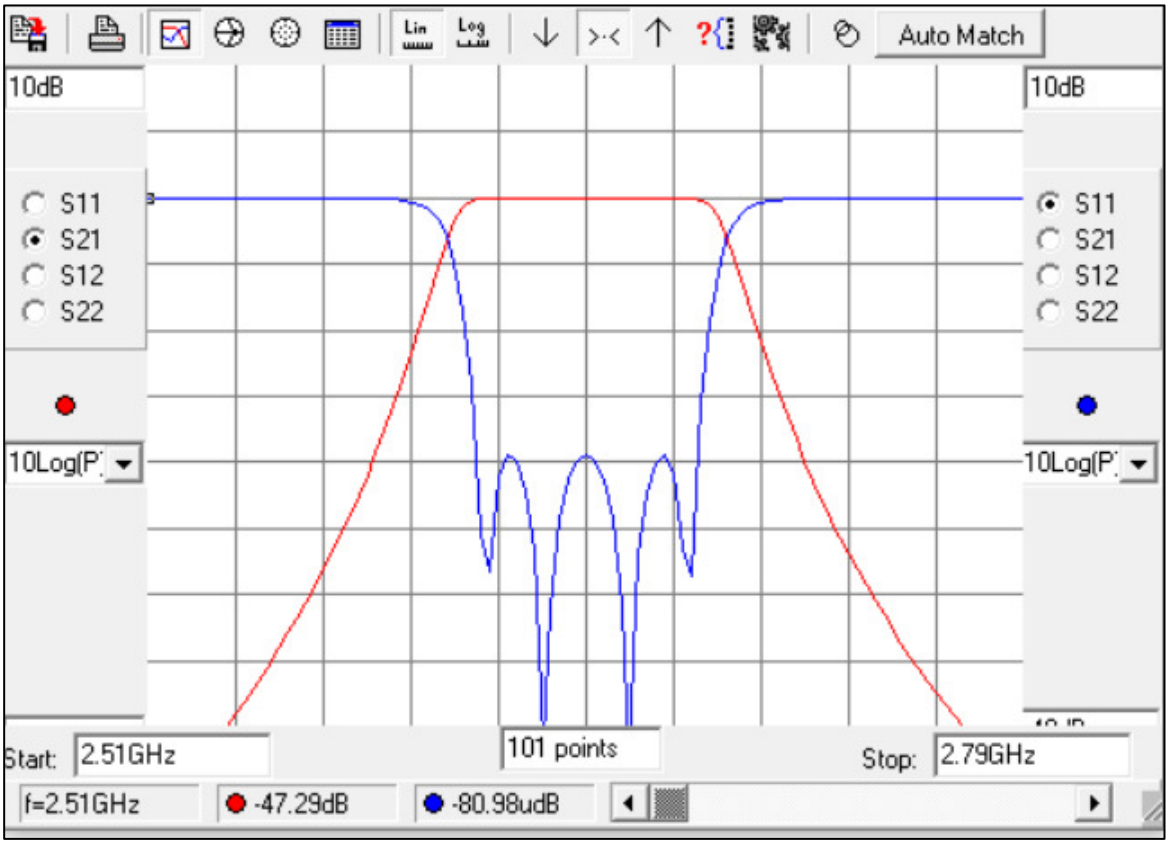


Figura 5-8 – Parâmetros S_{11} e S_{21} do Filtro 4.

Pode-se notar pelo gráfico, que o Filtro 4, assim como o Filtro 3, possui uma queda menos lenta da banda atenuada, uma característica dos filtros do tipo *Chebyshev*.

Para a simulação foi escolhido o Filtro 4, do tipo *Chebyshev*, de *downlink*. A escolha do tipo *Chebyshev* se deve à característica da queda mais rápida da banda passante.

É importante mencionar que a escolha da ordem do filtro foi feita pretendendo-se obter um circuito simples para a posterior simulação, já que um filtro de maior ordem geraria um circuito maior e mais complexo, e tentando-se manter uma ordem de valor razoável, já que uma ordem muito baixa geraria um gráfico com faixa de transição mais lenta.

5.2 CÁLCULO DA MATRIZ ABCD E DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

Com a matriz ABCD, pode-se obter a função de transferência ($H(s)$) do filtro, de acordo com a equação (3-37). Para o cálculo da matriz do filtro, foram calculadas

as impedâncias equivalentes de cada elemento do circuito obtido no *RFSim99* (portas de entrada/saída, indutores e capacitores).

Aplicando-se as equações (5-1) e (5-2) nos elementos do circuito da Figura 5-7, para a frequência de 2655 MHz, foram obtidos os valores de impedância (X_1, X_2, X_3, X_4, X_5, X_6, X_7 e X_8).

$$X_L = j\omega L \quad \textbf{(5-1)}$$

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} \quad \textbf{(5-2)}$$

i. $L_1 = 108{,}998\ nH$

$X_1 = 1818{,}28905j\ \Omega$

ii. $C_1 = 33{,}093\ fF$

$X_2 = -1811{,}421286j\ \Omega$

iii. $C_2 = 58{,}979\ pF$

$X_3 = -1{,}016385j\ \Omega$

iv. $L_2 = 61{,}158\ pH$

$X_4 = 1{,}020229j\ \Omega$

v. $L_3 = 182{,}781\ nH$

$X_5 = 3049{,}126503j\ \Omega$

vi. $C_3 = 19{,}734\ fF$

$X_6 = -3037{,}669232j\ \Omega$

vii. $C_4 = 35{,}171\ pF$

$X_7 = -1{,}704397504j\ \Omega$

viii. $L_4 = 102{,}557\ pH$

$X_8 = 1{,}710841207j\ \Omega$

Com estes valores, foram calculadas as impedâncias equivalentes Z_1, Z_2, Z_3e Z_4, simplificando o circuito e obtendo-se o circuito equivalente da Figura 5-9. Note que,

nos cálculos, foram consideradas as impedâncias das portas 1 e 2 (Z_{P_1}e Z_{P_2}), na entrada e saída do circuito, respectivamente.

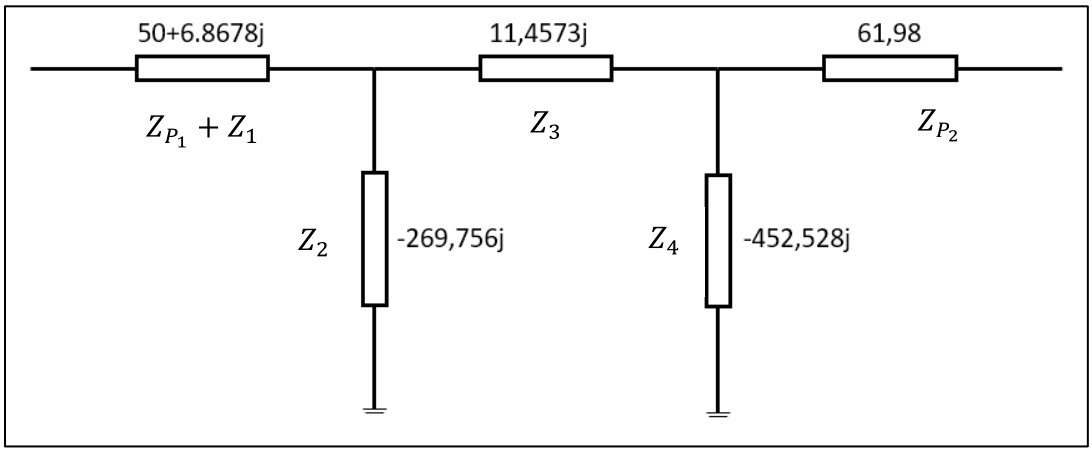


Figura 5-9 – Circuito equivalente ao filtro escolhido.

Conforme explicitado anteriormente, a matriz ABCD de um circuito pode ser calculada pela multiplicação das matrizes ABCD de cada elemento do circuito. No caso do filtro, as matrizes ABCD de cada elemento do circuito equivalente estão descritas abaixo.

$$ABCD_1 = \begin{bmatrix} 1 & Z_{P_1} + Z_1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 50 + 6{,}8678j \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(5-3)}$$

$$ABCD_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_2} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{269{,}756j} & 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(5-4)}$$

$$ABCD_3 = \begin{bmatrix} 1 & Z_3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 11{,}4573j \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(5-5)}$$

$$ABCD_4 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_4} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{452{,}528j} & 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(5-6)}$$

$$ABCD_5 = \begin{bmatrix} 1 & Z_{P_2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 61{,}98 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \textbf{(5-7)}$$

Com estes valores, obtém-se a matriz ABCD do filtro.

$$ABCD = \begin{bmatrix} 4{,}7938 + 2{,}3965j & 0{,}0284 - 0{,}0567j \\ 0{,}0142 - 0{,}0602j & -0{,}0007 - 0{,}0002j \end{bmatrix} \quad \textbf{(5-8)}$$

A função de transferência foi calculada pelo software *Mathcad*, utilizando os valores de impedâncias indutivas e capacitivas dos filtros *Chebyshev* obtidos pelo *RFSim99*. Foram calculadas as funções de transferência dos filtros de *uplink* e *downlink*, lembrando que apenas o filtro de *downlink* foi selecionado para simulação.

Os cálculos feitos no *Mathcad* estão em anexo ao final desta dissertação. Para obtenção da função de transferência, foram calculadas as impedâncias dos ramos dos filtros e a função de transferência de cada uma das seções (1 e 2) dos filtros. Os resultados obtidos para cada filtro são a multiplicação das H(s) obtidas das seções 1 e 2 e estão descritos abaixo. O número de zeros na origem é definido pela ordem do s no numerador (4 zeros na origem em ambos os filtros).

$$H(s)_{uplink} = \frac{A_u s^4}{B_u s^8 + C_u s^7 + D_u s^6 + E_u s^5 + F_u s^4 + G_u s^3 + X_u s^2 + Y_u s + Z_u} \quad \textbf{(5-9)}$$

Onde $A_u = 53{,}51;\ B_u = 22{,}04 \times 10^2;\ C_u = 20{,}27 \times 10^2;\ D_u = 22{,}48 \times 10^5;\ E_u = 15{,}49 \times 10^5;\ F_u = 85{,}97 \times 10^7;\ G_u = 39{,}44 \times 10^7;\ X_u = 14{,}60 \times 10^{10};\ Y_u = 34{,}65 \times 10^9;\ Z_u = 93 \times 10^{11}$.

$$H(s)_{downlink} = \frac{A_d s^4}{B_d s^8 + C_d s^7 + D_d s^6 + E_d s^5 + F_d s^4 + G_d s^3 + X_d s^2 + Y_d s + Z_d} \quad \textbf{(5-10)}$$

Onde $A_d = 40{,}42;\ B_d = 16{,}65 \times 10^2;\ C_d = 15{,}31 \times 10^2;\ D_d = 18{,}51 \times 10^5;\ E_d = 12{,}76 \times 10^5;\ F_d = 77{,}17 \times 10^7;\ G_d = 35{,}42 \times 10^7;\ X_d = 14{,}29 \times 10^{10};\ Y_d = 32{,}77 \times 10^9;\ Z_d = 99{,}20 \times 10^{11}$.

Foram calculadas com isso as raízes (ou polos) de cada H(s), descritas abaixo. Para cada filtro têm-se 4 pares de polos complexos conjugados, compreendendo um total de 8 polos. A partir da matriz de polos e função de transferência, é possível obter os parâmetros físicos das linhas de transmissão, porém, este trabalho propõe o dimensionamento pelo método da simulação e otimização.

$$Pol_{uplink} = \begin{pmatrix} -0{,}172 - 16{,}086i \\ -0{,}172 + 16{,}086i \\ -0{,}15 - 15{,}865i \\ -0{,}15 + 15{,}865i \\ -0{,}081 - 16{,}216i \\ -0{,}081 + 16{,}216i \\ -0{,}057 + 15{,}695i \\ -0{,}057 - 15{,}695i \end{pmatrix} \quad \textbf{(5-11)}$$

$$Pol_{downlink} = \begin{pmatrix} -0{,}171 - 16{,}786i \\ -0{,}171 + 16{,}786i \\ -0{,}153 - 16{,}567i \\ -0{,}153 + 16{,}567i \\ -0{,}077 - 16{,}922i \\ -0{,}077 + 16{,}922i \\ -0{,}058 + 16{,}4i \\ -0{,}058 - 16{,}4i \end{pmatrix} \quad \textbf{(5-12)}$$

5.3 OBTENÇÃO DOS PARÂMETROS DA LINHA DE TRANSMISSÃO

Após definir o circuito do filtro, o próximo passo é a obtenção dos parâmetros do circuito em *microstrip*. Em uma primeira tentativa, foi utilizado o *software TxLine* para converter os elementos do circuito em parâmetros de linha de transmissão, porém, este método não gerou resultados satisfatórios, pois os valores de capacitância e indutância do circuito LC estão muito acima ou muito abaixo do limite aceito para cálculo no *software*.

O *software* escolhido para simular o circuito e o *layout* do filtro é o HFSS, um simulador de estruturas de alta frequência da *Ansys* amplamente utilizado para *design* de antenas, filtros e linhas de transmissão.

Como os parâmetros não foram obtidos com o *TxLine*, foi utilizada uma estimativa dos parâmetros da linha de transmissão no HFSS, seguindo as seguintes premissas:

i. Largura (W): O valor foi estimado em função do comprimento de onda ($\lambda = {}^{c}/_{f} = 0{,}11299\ m$, onde c é a velocidade da luz e f é a frequência de corte do filtro). No caso dos capacitores foi considerado um valor de W mais alto (linha de transmissão mais grossa), e no caso dos indutores foi considerado um valor de W mais baixo (linha de transmissão mais fina).

ii. Comprimento Elétrico/Fase (E): Os valores estimados foram de 90º ou 180º, de acordo com o comprimento de onda (180º para $l = x\frac{\lambda}{2}$ e 90º para $l = x\frac{\lambda}{4}$, onde x é um número inteiro ímpar).

iii. Frequência central (F): Valor da frequência central do filtro ($f = 2655$ MHz).

O circuito equivalente obtido do filtro pode ser visto na Figura 5-10, onde *lambda* vale 112,99 mm.

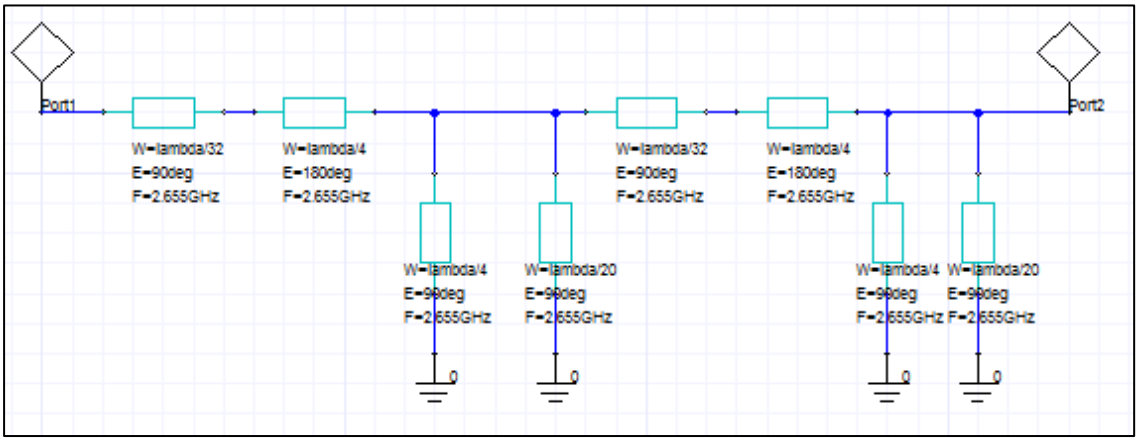


Figura 5-10 – Circuito obtido no HFSS com parâmetros de Linha de Transmissão.

O gráfico do circuito, obtido pelo HFSS pode ser observado na Figura 5-11.

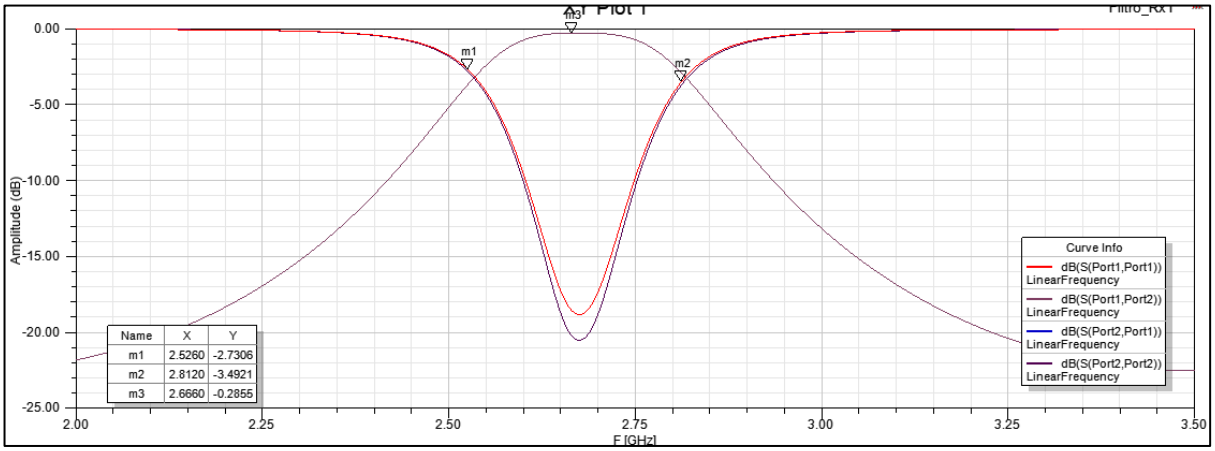


Figura 5-11 –Banda passante do circuito obtido pelo HFSS.

Os valores de W foram modificados e testados até que fosse obtida a resposta em frequência mais próxima da obtida pelo *RFSim99*. O circuito da Figura 5-10 foi o modelo que melhor atendeu ao desejado. No circuito original, o valor da frequência central é de 2655 MHz, já no circuito modelado no HFSS o valor da frequência central é aproximadamente 2670 MHz. A banda de passagem no caso modelado é maior (288 MHz) do que a banda original (70 MHz), mas a faixa desejada está contemplada dentro da faixa obtida no HFSS. Foram feitas tentativas de modificar os valores para que a faixa ficasse mais estreita e próxima ao valor de 70 MHz, sem sucesso.

5.4 *LAYOUT* DO FILTRO

O substrato escolhido para simulação do filtro foi o RO5880LZ, com os parâmetros que constam na Tabela 2.

Tabela 2 – Propriedades do substrato RO5880LZ utilizado.

Propriedade	Valor típico
ε_r	1,96
H	2,54 mm
T	17 µm
$\tan(\delta)$	0,0021

A partir do circuito obtido no HFSS, foram calculados com o *software TxLine* as impedâncias de cada elemento e o seu comprimento L. Na Figura 5-12, pode-se observar os parâmetros obtidos para cada um dos elementos.

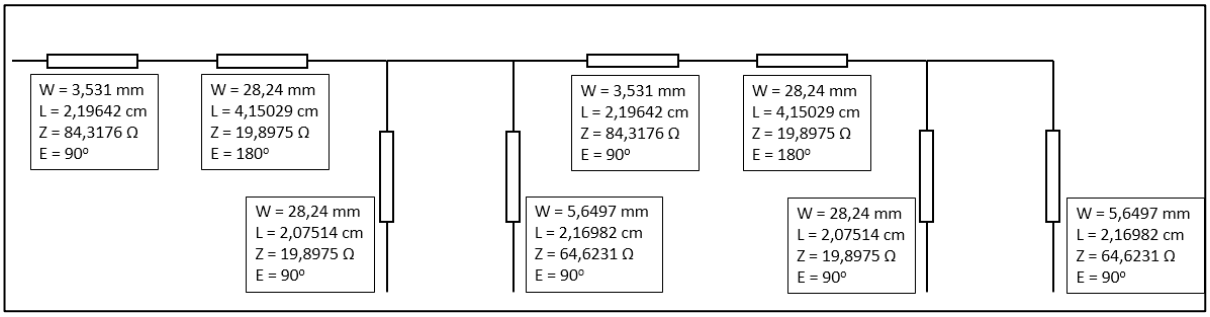


Figura 5-12 – Parâmetros das linhas de transmissão.

Este circuito foi simulado no HFSS, que gerou o *layout* das linhas, que pode ser visto na Figura 5-13.

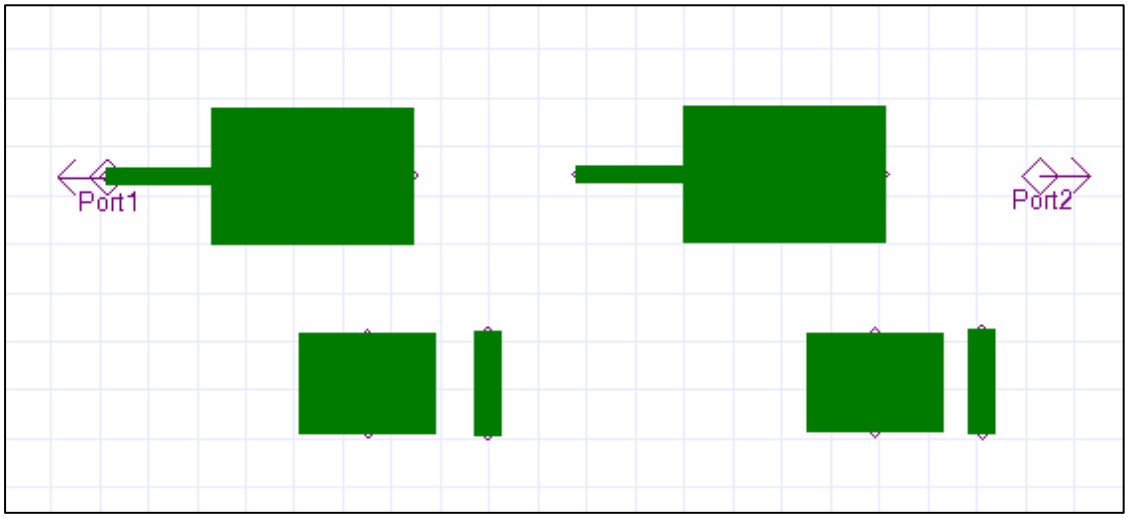


Figura 5-13 – *Layout* das linhas de transmissão dos elementos do filtro.

Com as características das linhas definidas, o próximo passo é a montagem do filtro, fazendo a junção dos elementos, de forma que a resposta em frequência fique próxima à resposta desejada. O HFSS não fornece o circuito inteiro, e sim cada um

dos elementos separados e embaralhados. A montagem é uma parte importante para a obtenção do filtro de acordo com o circuito simulado no *RFSim99*, já que pequenos detalhes podem alterar a resposta.

A montagem foi feita de forma empírica, fazendo-se arranjos e observando os gráficos de cada um deles. Com base nestes gráficos, foi escolhido o melhor arranjo para montagem dos elementos do filtro.

No primeiro teste, os elementos em série foram inseridos lado-a-lado, e os elementos em paralelo (aterrados), foram inseridos abaixo, com uma separação entre eles, como pode ser observado na Figura 5-14.

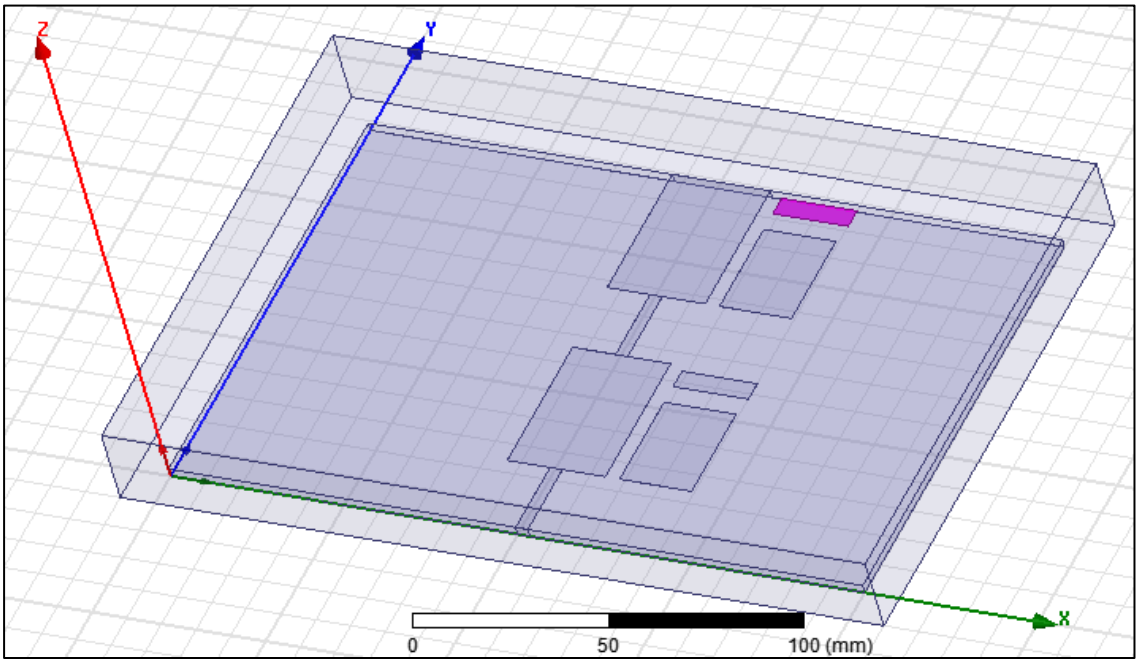


Figura 5-14 – Teste 1 de *layout* no HFSS.

O gráfico de resposta em frequência obtido pelo HFSS pode ser visualizado na Figura 5-15. É possível notar, pelo gráfico, que a frequência central está deslocada para baixo em relação à frequência desejada. Além disso, nota-se uma quantidade considerável de ondulações.

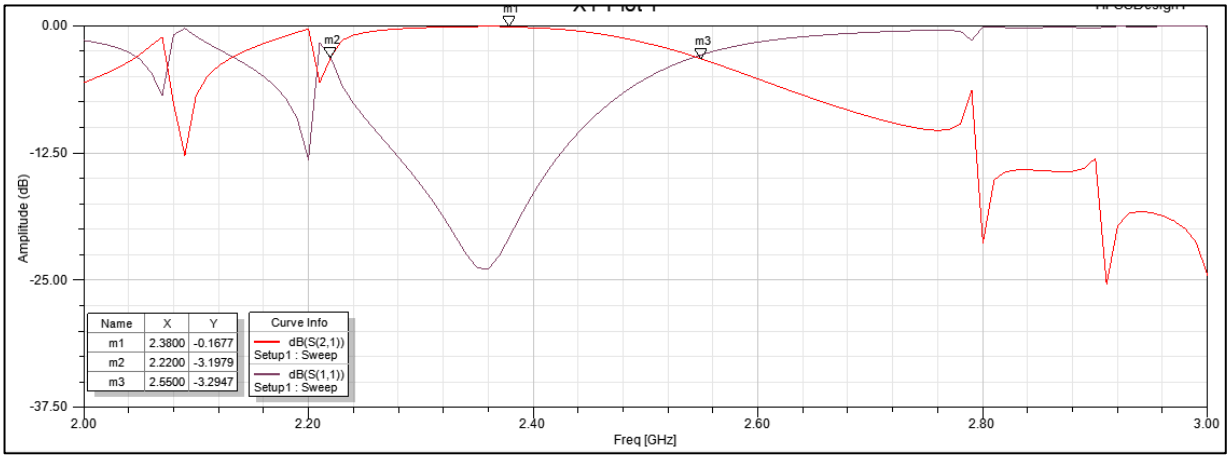


Figura 5-15 – Banda passante do teste 1 de *layout*.

No segundo teste, foram inseridos apenas os elementos em série, excluindo-se os elementos em paralelo. Com isto, o *layout* fica conforme pode ser visto na Figura 5-16.

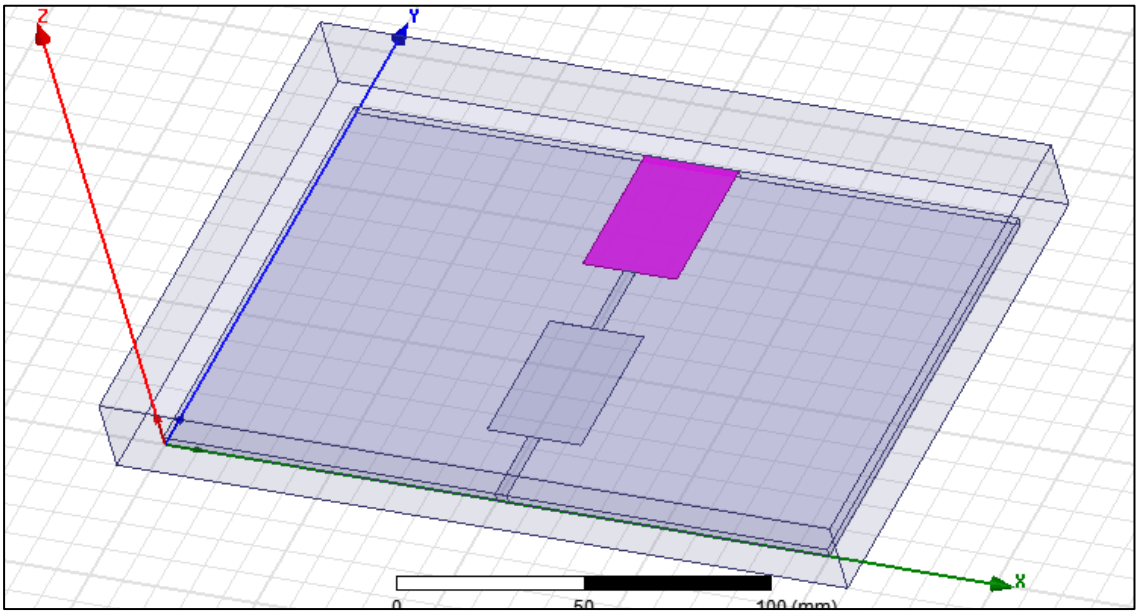


Figura 5-16 – Teste 2 de *layout* no HFSS.

O gráfico de resposta em frequência obtido pelo HFSS pode ser visualizado na Figura 5-17. Assim como no primeiro teste, nota-se que a frequência central está deslocada para baixo em relação à frequência desejada, porém, o gráfico possui menos ondulações.

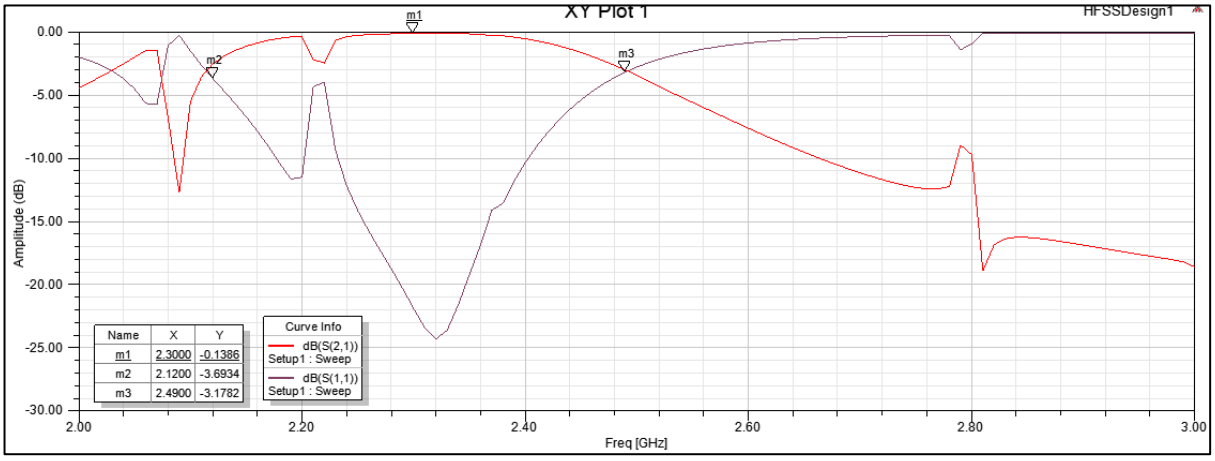


Figura 5-17 – Banda passante do teste 2 de *layout*.

No terceiro teste, voltou-se com os elementos que foram retirados no segundo, mas agora posicionados de forma diferente, rotacionados de 90º em relação à posição do primeiro teste, como pode ser observado na Figura 5-18.

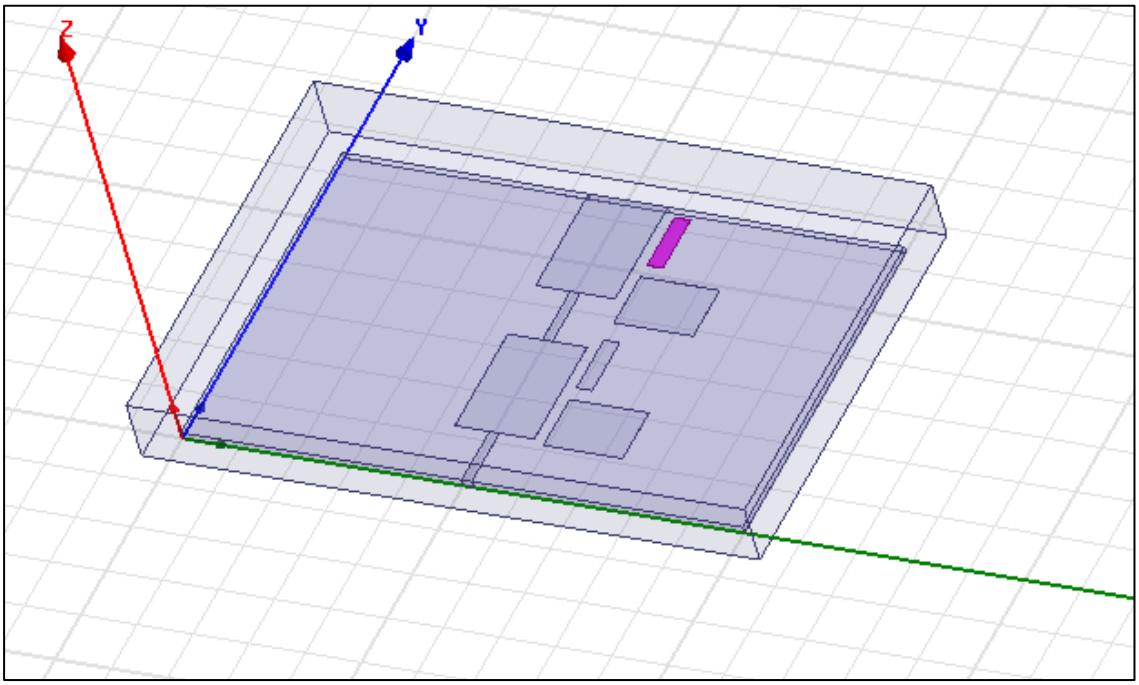


Figura 5-18 – Teste 3 de *layout* no HFSS.

O gráfico de resposta em frequência obtido pelo HFSS pode ser visualizado na Figura 5-19. A resposta está semelhante à do primeiro teste, com ondulações e frequência central deslocada.

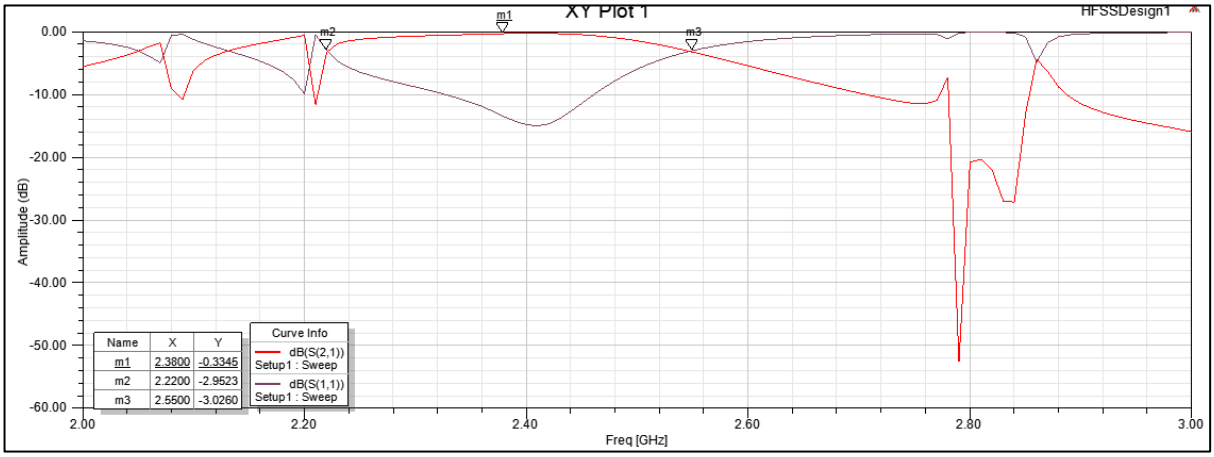


Figura 5-19 – Banda passante do teste 3 de *layout*.

Nos testes seguintes, foram inseridas linhas de 50 ohms na entrada e na saída do circuito. Os parâmetros destas linhas foram obtidos no *TxLine*: L = 2,14544 cm e W = 8,43282 mm. Além disto, nos elementos que deveriam estar aterrados, foi inserido um cilindro de cobre ligando estas ao fundo da placa, que é coberto de cobre.

Na Figura 5-20, observa-se o *layout* do teste seguinte.

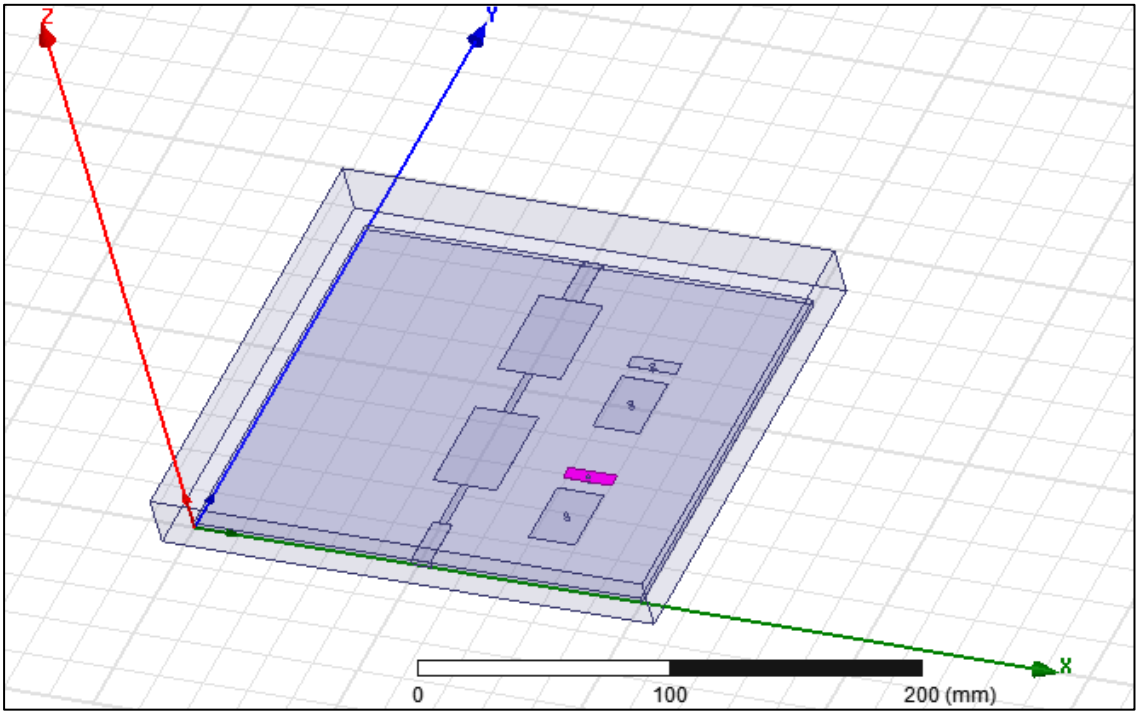


Figura 5-20 – Teste 4 de *layout* no HFSS.

O gráfico de resposta em frequência obtido pelo HFSS pode ser visualizado na Figura 5-21. A resposta está com poucas ondulações, mas ainda com deslocamento da frequência central.

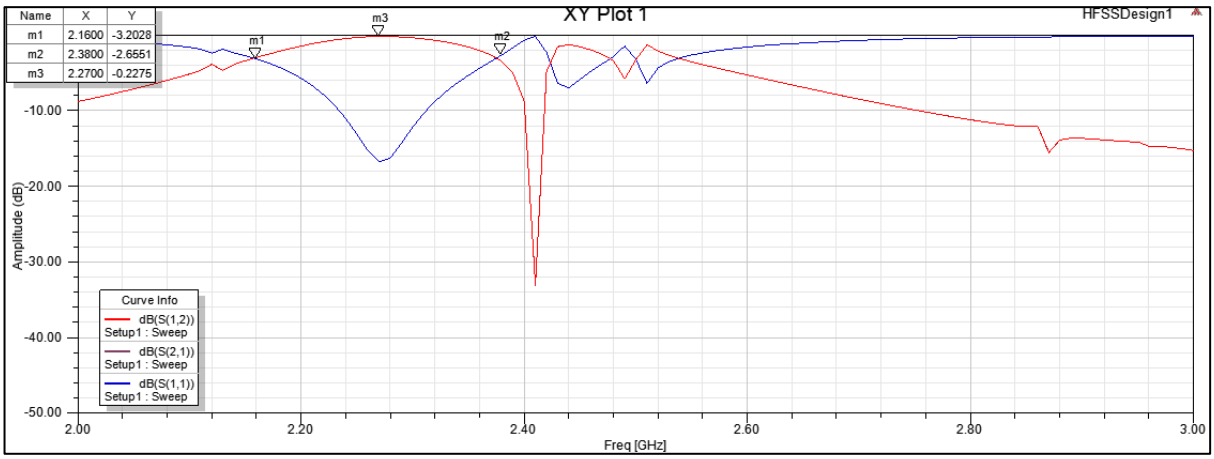


Figura 5-21 – Banda passante do teste 4 de *layout*.

Nos testes seguintes, foram inseridas linhas de 50 ohms na entrada e na saída do circuito e entre os elementos em paralelo aterrados com cilindros de cobre, conforme pode ser visto na Figura 5-22.

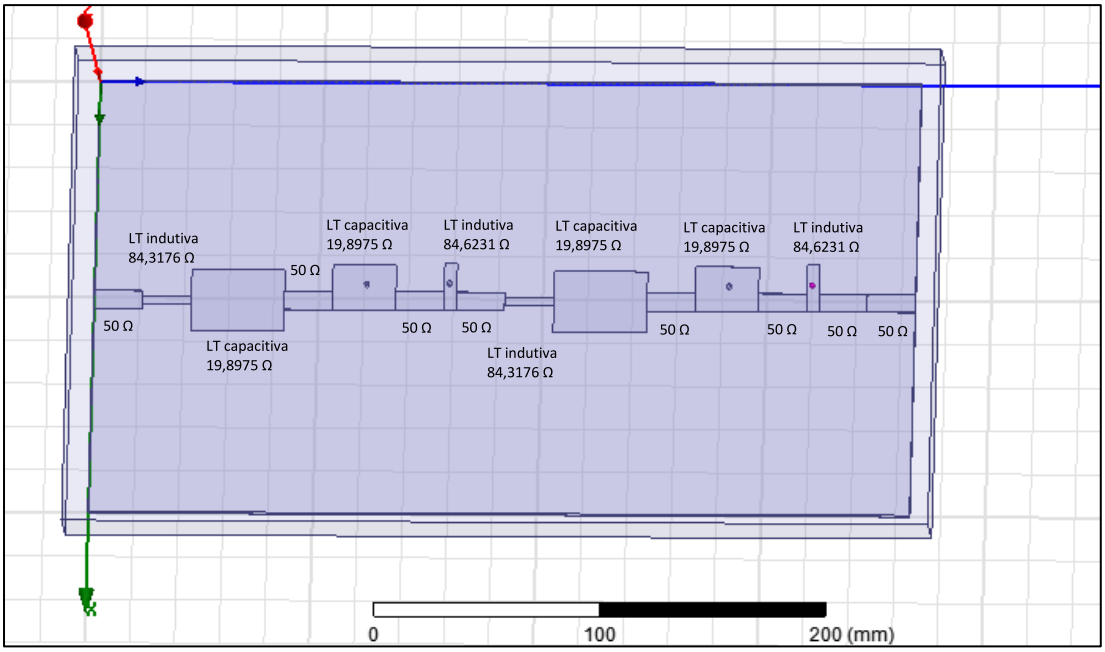


Figura 5-22 – Teste 5 de *layout* no HFSS.

O gráfico obtido pode ser visualizado na Figura 5-23. Nota-se que o filtro, neste caso, possui diversas faixas de passagem e rejeição. Apesar disto, em uma destas faixas, a frequência central se aproxima da desejada, sendo este o melhor modelo escolhido para a impressão do circuito e testes. A frequência central na faixa em

questão é f = 2680 MHz e a banda de passagem de 440 MHz (de 2460 a 2900 MHz). Apesar da frequência central estar próxima da desejada, a banda do filtro está muito mais alta que a desejada (70 MHz).

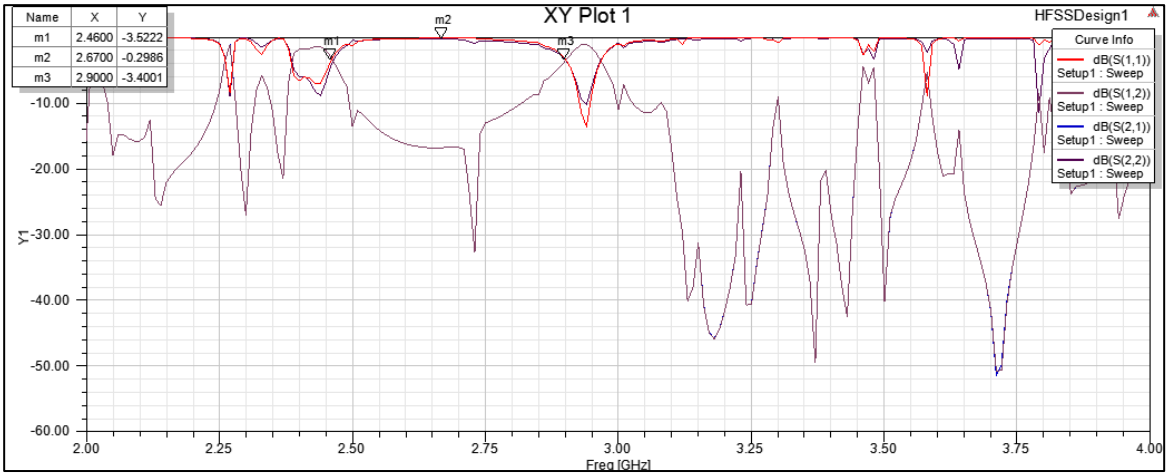


Figura 5-23 – Gráfico da banda passante do teste 5 de *layout*.

6 IMPLEMENTAÇÃO DO FILTRO EM PCB E TESTES

6.1 FABRICAÇÃO DO FILTRO

Com base nos resultados obtidos no capítulo anterior, foi escolhido o modelo do circuito da Figura 5-22, com substrato RO5880LZ de medidas 200x366,3658 mm. Devido à dificuldade em encontrar para compra o substrato no tamanho escolhido, o circuito foi impresso em escala, com medidas de 141x258,2879 mm.

O circuito foi impresso de forma manual. Primeiro, foi gerado um arquivo com o *layout* do filtro em 2 dimensões, que foi impresso em impressora a *laser* em uma folha tamanho A4 de papel fotográfico de 135 g. O papel foi colocado em contato com o substrato e passado com ferro elétrico (sem vapor), aproximadamente por 2 horas, com uma temperatura de aproximadamente 270º C, até que a tinta da impressão começasse a soltar no cobre da placa.

Após a placa estar com as marcações das linhas, foi passada caneta de tinta permanente (marcador para retro projetor) e esmalte de unha nos locais onde o cobre deveria permanecer, para que o restante fosse corroído. A corrosão do cobre foi feita em imersão em percloreto de ferro, como mostra a Figura 6-1, onde a placa ficou por aproximadamente 30 minutos.

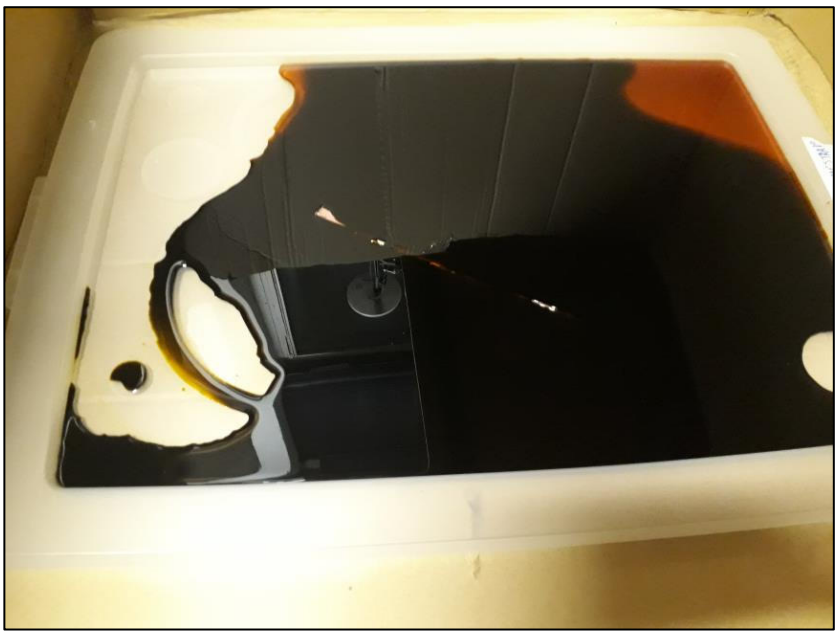


Figura 6-1 – Corrosão do cobre por imersão no percloreto de ferro.

A placa foi lavada com água para retirada do material corrosivo e a tinta permanente e esmalte foram removidos com solução de acetona. Pequenos pedaços nas laterais da parte inferior da placa foram removidos para que fosse feito o encaixe dos conectores coaxiais, na entrada e saída do circuito, como mostra a Figura 6-2.

Figura 6-2 – Preparo do local de instalação dos conetores.

Os conectores foram posicionados de acordo com a Figura 6-3. O condutor interno ficou em contato com as linhas de 50 ohms na entrada e na saída do circuito.

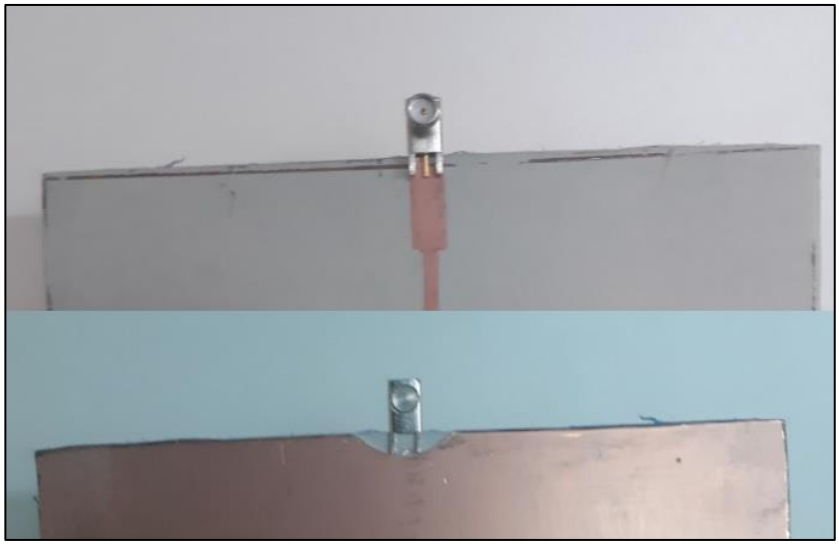


Figura 6-3 – Conectores na parte superior (acima) e inferior da placa (abaixo).

Foram feitos furos de 0,750 mm de diâmetro nas linhas que possuem aterramento, como se vê na Figura 6-4. Estes furos foram preenchidos com fio de cobre, conectando uma extremidade da placa à outra, e soldados em cada uma delas.

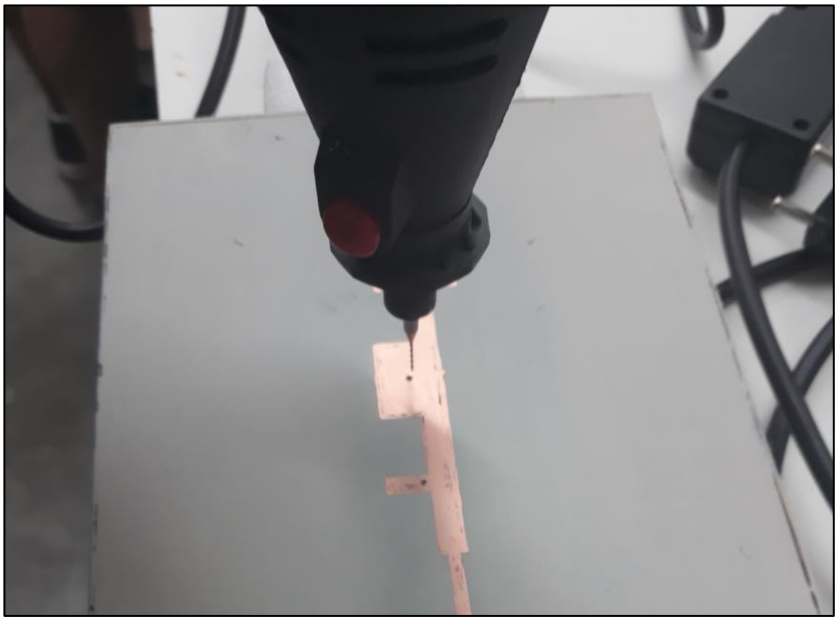


Figura 6-4 – Conectores (parte superior e inferior da placa).

O circuito pronto para testes pode ser visto na Figura 6-5.

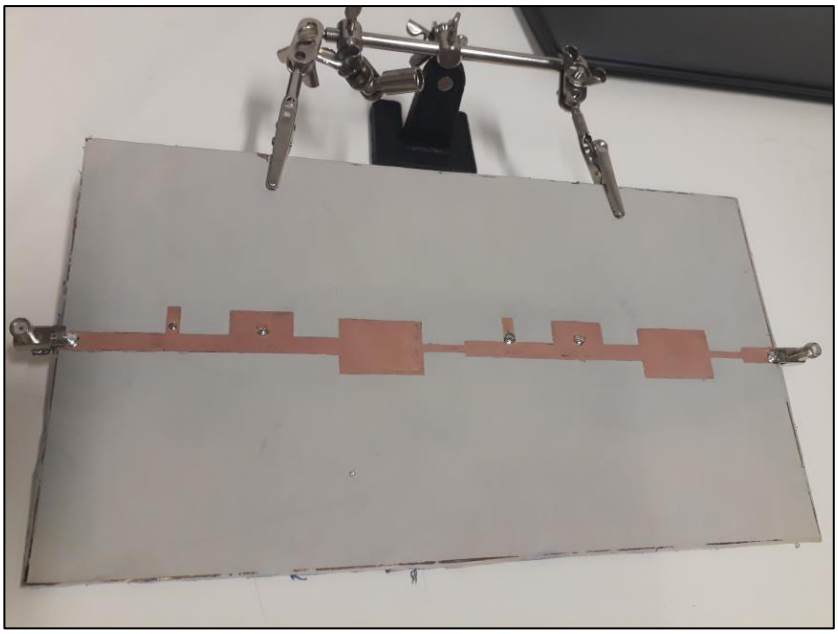


Figura 6-5 – Circuito do filtro impresso em PCB.

6.2 TESTES E RESULTADOS

Para o teste, foi utilizado um analisador vetorial de rede *Anritsu* MS2034A e dois cabos coaxiais conectados a adaptadores nas duas extremidades do circuito. O analisador de espectro foi calibrado para uso na faixa de frequência de 500 MHz a

4000 MHz, na qual é possível ter uma boa visualização do comportamento do filtro. Na Figura 6-6 observa-se o sistema de medição.

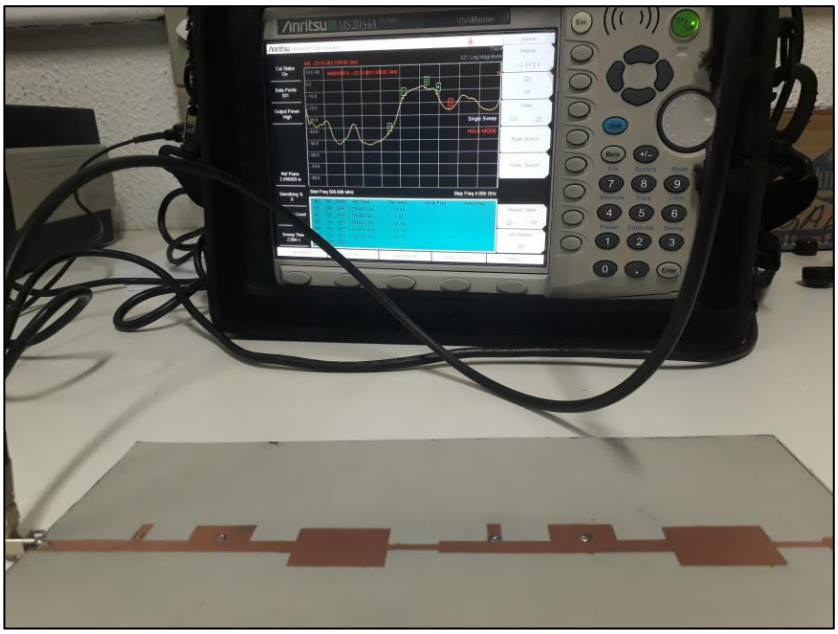


Figura 6-6 – Circuito do filtro impresso em PCB conectado ao analisador de espectro.

O resultado obtido pelo analisador vetorial de rede pode ser visto na Figura 6-7. Observa-se que o circuito, apesar de em menor escala, está filtrando a faixa de frequências próximas à da simulação.

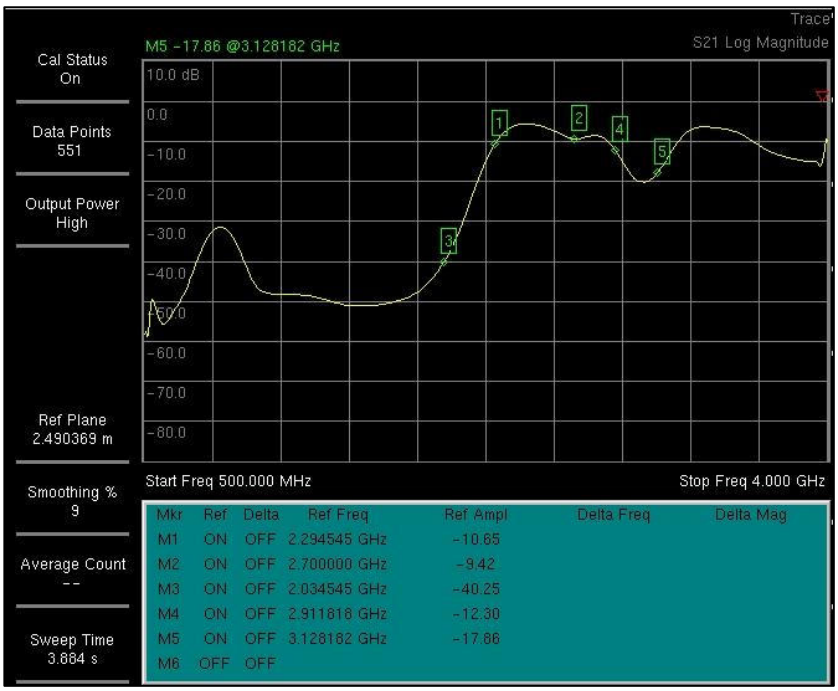


Figura 6-7 – Resultado do teste realizado com o filtro impresso.

Na Figura 6-8 tem-se uma sobreposição dos gráficos de parâmetro S21 x frequência da simulação no HFSS (em vermelho) e da placa impressa (em azul), para efeito de comparação. Nota-se a proximidade da faixa de passagem em ambos os casos.

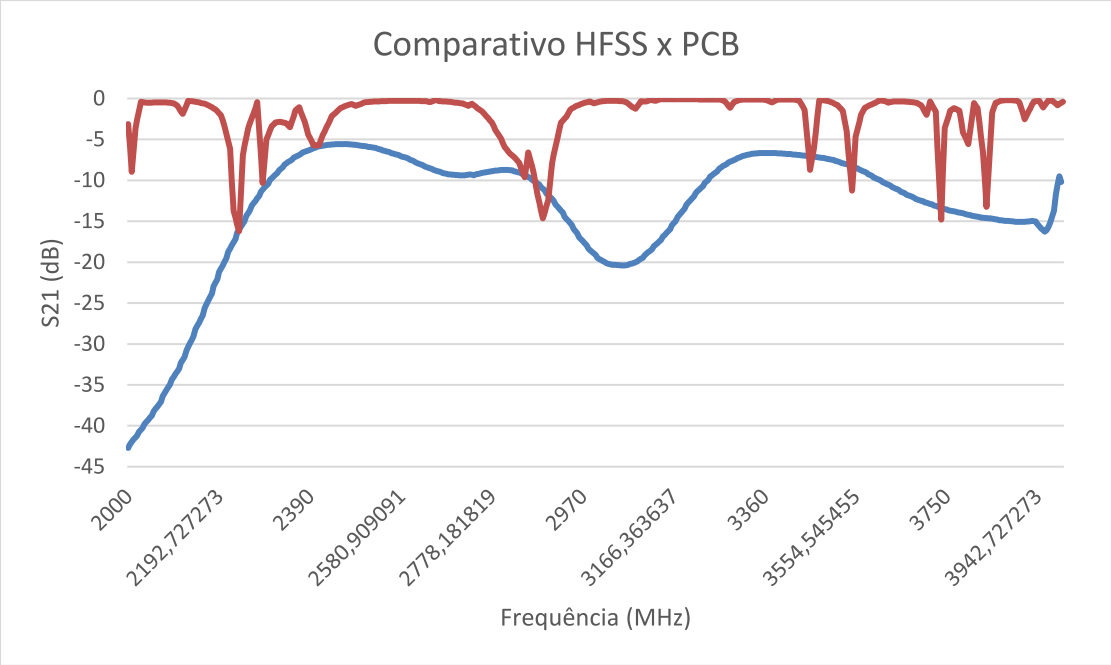


Figura 6-8 – Comparativo entre gráficos.

Na Tabela 3 tem-se o comparativo dos valores obtidos para frequência central e banda total de passagem em cada um dos circuitos simulados nesta dissertação, desde o circuito LC obtido pelo *RFSim99* até a placa impressa e testada em laboratório.

Tabela 3 – Comparativo dos valores obtidos em cada simulação do filtro.

	Frequência central (MHz)	**Banda (MHz)**
Circuito LC	2655	70
Circuito HFSS	2670	288
PCB HFSS	2680	440
PCB teste	aprox. 2600	aprox. 600

Nota-se que os valores de frequência central estão todos próximos, mas a banda ficou muito maior que a desejada em todas as simulações e testes.

7 CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS

O circuito em PCB impresso para testes, apesar de fabricado em menor escala, filtrou a faixa de frequências desejada, compreendendo a faixa de *downlink* do LTE. A medida original da placa foi de 200x366,3658 mm, e a medida da placa impressa em escala foi de 141x258,2879 mm, correspondente a 70,5% do tamanho original. Uma observação importante é que a medida da placa e das linhas está próxima a 75% do original, que corresponderia a uma diferença de $\frac{3}{4}\lambda$, o que não ocasionaria diferenças na fase dos elementos. Com a impressão de circuitos menores em escala e testes dos mesmos, pode-se verificar se o comportamento mantém-se, ou se ocorre uma mudança na faixa de frequências filtrada.

Devido à dificuldade em passar de uma etapa de simulação do circuito para a próxima, sem maiores impactos, alguns detalhes do circuito original foram sendo modificados. Apesar de filtrar a faixa desejada, a banda de passagem do filtro ficou maior que a banda original, conforme especificado na Tabela 3. Nota-se que o maior aumento percentual de banda foi entre o circuito LC obtido pelo *RFSim99* e o circuito simulado no HFSS, em que o valor da mesma aumentou em 4 vezes.

A aplicabilidade de um filtro para LTE com as medidas originais obtidas é reduzida, pois o tamanho é muito grande para o cenário atual de equipamentos miniaturizados em redes móveis. Apesar disto, acredita-se que seja viável a impressão de filtros para LTE ou outras tecnologias de sistemas móveis, pois existem diversas técnicas e modelos que podem ser utilizados para a implementação de circuitos na faixa de frequências desejada, além das possibilidades que surgem por meio deste trabalho.

Para trabalhos futuros, sugere-se, além dos testes com placas em menor escala, testar, se possível, a placa em seu tamanho original, buscando assim um padrão de comportamento em relação à frequência central/banda das mesmas, e também comparar a variação de tamanho em função de λ com a variação de fase. Uma possibilidade seria testar em outros substratos diferentes do RO5880LZ e realizar o mesmo comparativo. Seria importante verificar se é possível converter os elementos capacitivos e indutivos do circuito LC do filtro em parâmetros de linha de transmissão *microstrip* sem aproximações empíricas, para que a frequência central e a banda se mantivessem fiéis ao valor desejado, de 2655 MHz e 70 MHz,

respectivamente. Como a faixa de 700 MHz, utilizada atualmente para TV analógica, será liberada em breve para utilização das operadoras de telefonia móvel para o LTE, seria possível simular o filtro também nesta faixa de frequência.

8 REFERÊNCIAS

[1] S. Martin, *Beyond 3G Bringing Networks, Terminals and the Web Together*, New Jersey: John Wiley & Sons, 2009.

[2] ANATEL, Resolução nº 544, 11 de agosto de 2010.

[3] J. Karlsson e M. Riback, “Initial Field Performance Measurements of LTE,” *Ericsson Review,* vol. 85, nº 3, pp. 22-28, 2008.

[4] A. Othman, A. Ahmad, A. Hamidon e K. Pongot, “A 100 MHz 4 channels Narrow-band Chebyshev Filter for LTE Application,” *International Journal of Engineering and Technology (IJET),* vol. 6, nº 6, pp. 2747-2755, 2014.

[5] J. Gautam, S. Taneja e J. Sharma, “Design and Performance Analysis of 2.5 GHz Microstrip Bandpass Filter for LTE,” *International Conference on Computational Intelligence & Communication Technology,* p. 549–553, 2016.

[6] R. Gomez-Garcia, R. Loeches-Sanchez, J. Munoz-Ferreras, J. P. Borrego, J. P. Magalhaes, N. B. Carvalho, J. M. N. Vieira e F. Perez-Martinez, “Dual-band lowpass/bandpass periodic-type microstrip filter with Long-Term-Evolution (LTE) service mitigation,” *IEEE 5th Latin American Symposium ,* pp. 1-4, 2014.

[7] D.-M. Yuan, S.-W. Zhao, H.-X. Zhang e P.-F. He, “Design and analysis of a structure-based microstrip bandpass filter,” *The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications,* vol. 21, nº 4, pp. 6495-67, 2014.

[8] Y. Zhao, “Dual-wideband microstrip antenna for LTE indoor base stations,” *Electronics Letters,* vol. 52, nº 8, pp. 576-578, 2016.

[9] N. Ramli, M. T. Ali, M. T. Islam, A. L. Yusof, S. Muhamud-Kayat e A. A. Azlan, “Design of an Aperture-Coupled Frequency-Reconfigurable Microstrip Stacked Array Antenna for LTE and WiMAX Applications,” *ISRN Communications and Networking,* p. 1, 2014.

[10] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 1998.

[11] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, New York: McGraw Hill, 1992.

[12] G. L. Matthaei, L. Young e E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching network and coupling structures*, London: Artech House, Inc., 1980.

[13] J. F. White, *High Frequency Techniques: an introduction to RF and microwave engineering*, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2004.

[14] C. Bowick, *RF Circuit Design*, Oxford: Newnes, 1997.

ANEXOS

ROGERS CORPORATION

Data Sheet

RT/duroid® 5880LZ
High Frequency Laminates

RT/duroid® 5880LZ filled PTFE composites are designed for exacting stripline and microstrip circuit applications.

The unique filler results in a low density, lightweight material for high performance weight sensitive applications.

The very low dielectric constant of RT/duroid 5880LZ laminates is uniform from panel to panel and is constant over a wide frequency range. Its low dissipation factor extends the usefulness of RT/duroid 5880LZ to Ku-band and above.

RT/duroid 5880LZ laminates are easily cut, sheared and machined to shape. They are resistant to all solvents and reagents, hot or cold, normally used in etching printed circuits or in plating edges and holes.

When ordering RT/duroid 5880LZ laminates, it is important to specify dielectric thickness, tolerance, electrodeposited copper foil, and weight of copper foil required.

Features:

- Lowest dielectric constant available
- Low Z-axis CTE
- Lightweight / low density
- Uniform electrical properties over a wide frequency range

Some Typical Applications:

- Airborne antenna system
- Lightweight feed networks
- Military radar systems
- Missile guidance systems
- Point-to-point digital radio antennas

Advanced Connectivity Solutions
100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

ROGERS CORPORATION

Data Sheet

Property	Typical Value [1] RT/duroid® 5880LZ	Direction	Units	Condition	Test Method
Dielectric Constant ε_r, Process	2.00 ± 0.04	Z		10 GHz/23°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
[2] Dielectric Constant ε_r, Design	2.00	Z		8 GHz - 40 GHz	Differential Phase Length Method
Dissipation Factor, tan	Typ: 0.0021 Max: 0.0027	Z		10GHz/23°C	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Thermal Coefficient of Dielectric Constant, ε_r	+20	Z	ppm/°C	-50°C to 150°C 10GHz	IPC-TM-650, 2.5.5.5
Volume Resistivity	1.74 X 10^7		Mohm•cm	C-96/35/90	IPC-TM-650, 2.5.17.1
Surface Resistivity	2.08 X 10^6		Mohm	C-96/35/90	IPC-TM-650, 2.5.17.1
Electrical Strength	40		kV	D48/50	IPC-TM-650, 2.5.6
Dimensional Stability	-0.38	X,Y	%		IPC-TM-650, 2.4.39A
Moisture Absorption	0.31		%	24 hours/23°C	IPC-TM-650, 2.6.2.1
Thermal Conductivity	0.33	Z	W/m/°K	80°C	ASTM C518
Coefficient of Thermal Expansion	54,47 40	X,Y Z	ppm/°C	0 to 150°C	IPC-TM-650, 2.4.41
Outgassing			%		ASTM E-595
TML	0.01				
CVCM	0.01				
WVR	0.01				
Density	1.4		gm/cm³		ASTM D792
Copper Peel	>4.0		pli		IPC-TM-650, 2.4.8
Flammability	V-O				UL 94
Lead-Free Process Compatible	YES				

NOTES:

[1] Typical values are a representation of an average value for the population of the property. For specification values contact Rogers Corporation.

[2] The Design Dk is an average number from several different tested lots of material and on the most common thickness/s. If more detailed information is required please contact Rogers Corporation or refer to the Design Dk technical articles and presentations available at http://www.rogerscorp.com, the Rogers Technology Support Hub.

Standard Thickness	Standard Panel Size	Standard Copper Cladding
0.010" (0.254mm) ± 001 0.020" (0.508mm) ± 001 0.025" (0.635mm) ± 0015 0.030" (0.762mm) ± 002 0.040" (1.026mm) ± 002 0.050" (1.270mm) ± 002 0.100" (2.540mm) ± 004	12" X 18" (305mm X 457mm) 24" X 18" (610mm X 457mm) Non-standard panel sizes are available up to 24" X 54" (610mm X 1.37m)	½ oz (18µm) and 1 oz (35µm) Electrodeposited copper foil on both sides
Contact customer service for more information on non-standard and custom thicknesses, claddings and panel sizes.		

The information in this data sheet is intended to assist you in designing with Rogers' circuit materials. It is not intended to and does not create any warranties express or implied, including any warranty of merchantability or fitness for a particular purpose or that the results shown on this data sheet will be achieved by a user for a particular purpose. The user should determine the suitability of Rogers' circuit materials for each application.

RT/duroid, Helping power, protect, connect our world & the Rogers' logo are trademarks of Rogers Corporation or one of its subsidiaries.
© 2017 Rogers Corporation, Printed in U.S.A., All rights reserved. Revised 1307 060117 **Publication #92-137**

Advanced Connectivity Solutions
100 S. Roosevelt Avenue, Chandler, AZ 85226
Tel: 480-961-1382 Fax: 480-961-4533 www.rogerscorp.com

Helping power, protect, connect our world™