UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE ESCOLA DE ENGENHARIA PPGEET - PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

ROBERTA NEVES GUIMARÃES DE CARVALHO

FILTROS PASSIVOS DE MICRO-ONDAS APLICADOS A OSCILADORES

Niterói - RJ 2020

ROBERTA NEVES GUIMARÃES DE CARVALHO

FILTROS PASSIVOS DE MICRO-ONDAS APLICADOS A OSCILADORES

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação 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.

Orientadora: Prof^a. Dra. VANESSA PRZYBYLSKI RIBEIRO MAGRI SOUZA Co-orientador: Prof. Dr. TADEU NAGASHIMA FERREIRA

> Niterói - RJ 2020

Ficha catalográfica automática - SDC/BEE Gerada com informações fornecidas pelo autor



Bibliotecário responsável: Sandra Lopes Coelho - CRB7/3389

Universidade Federal Fluminense

ESCOLA DE ENGENHARIA

COORDENAÇÃO DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

> Ata da sessão de julgamento de Dissertação de Mestrado na área de concentração Sistemas de Telecomunicações, da aluna Roberta Neves Guimarães de Carvalho.

Aos cinco dias do mês de outubro de dois mil e vinte, via videoconferência, reuniu-se a Comissão Examinadora, designada na forma regimental pela Coordenação do Curso, para a defesa da Dissertação de Mestrado apresentada pela aluna ROBERTA NEVES GUIMARÃES DE CARVALHO, sob o título "Filtros **Passivos de Micro-Ondas Aplicados a Osciladores**", como requisito para obtenção de grau de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações – área de concentração Sistemas de Telecomunicações. A Comissão foi presidida pela professora doutora Vanessa Przybylski Ribeiro Magri, tendo como membros da banca os professores doutores, Tadeu Nagashima Ferreira, Maurício Weber Benjó da Silva, Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos e Fernanda Duarte Vilela Reis de Oliveira. Aberta a sessão pública, foi concedido ao candidato o tempo de 45 (quarenta e cinco) minutos para a exposição do trabalho, sendo a defesa seguida pela arguição de cada examinador. A seguir, a Comissão reuniu-se para deliberar sobre o texto da dissertação e sua defesa oral, concluindo pela aprovação da mesma *sem restrições*, e nos termos do Regulamento Geral dos Cursos de Pós-Graduação desta Universidade, foi lavrada a presente ata, lida e julgada, conforme vai assinada pelos membros da Comissão.

Niterói, 05 de outubro de 2020.

Prof.^a Dra. Vanessa Przybylski/Ribeiro Magri - Orientadora Universidade Federal Fluminense - UFF

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

Prof. Dr. Maurício Weber Benjó da Silva Universidade Federal Fluminense - UFF

For V Consolar Lastellanos Prof. Dr. Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos

Universidade Federal Fluminense – UFF

Formande funct. Eliviero Prof.ª Dra. Fernanda Duarte Vilela Reis de Oliveira Universidade Federal do Rio de Janeiro - UFRJ

Número 241

"Não posso voltar para ontem porque lá eu era uma outra pessoa." (Lewis Carroll)

AGRADECIMENTOS

A Deus, primeiramente, por todas as bênçãos concedidas e boas pessoas que tem colocado em meu caminho.

A minha família, que tem sido meu alicerce. Obrigada pelo incentivo, compreensão e apoio incondicional ao longo desta trajetória.

Agradeço aos professores orientadores e amigos, Vanessa e Tadeu, pelo tempo dedicado, correções e suporte na elaboração deste trabalho. Obrigada pelo conhecimento compartilhado não apenas no âmbito acadêmico. A palavra mestre nunca fará justiça à dedicação exemplar de vocês.

Aos professores do Laboratório de Antenas e Propagação (LAPROP) da Universidade Federal Fluminense (UFF), em especial à professora doutora Leni por sua disponibilidade, auxílio e tamanha paciência em todo o período que tive o prazer de conviver.

A todos os amigos que direta ou indiretamente contribuíram para o desenvolvimento do projeto, o meu muito obrigada.

RESUMO

No cenário atual podemos observar um crescimento nos avanços tecnológicos que abrangem diversas áreas de conhecimento. Neste contexto, os filtros, principalmente do tipo passa-banda, desempenham um papel significativo na área de telecomunicações. Esta dissertação tem como objetivo o estudo e *design* de filtros passivos em linhas de microfita acopladas visando a implementação de osciladores com ganho em malha de realimentação positiva.

A primeira parte deste trabalho se refere ao desenvolvimento de protótipos de filtros tendo como foco a composição de osciladores. Algumas arquiteturas de filtros foram estudadas para investigar a viabilidade da implementação. Utilizando a teoria de micro-ondas, é realizado um estudo de otimização de seis filtros do tipo passa-banda. Os seis filtros são projetados para operar na frequência de 3,5 GHz, sendo esta uma das frequências eleitas para aplicações na tecnologia de quinta geração (5G) no Brasil. Os protótipos são fabricados de acordo com as técnicas de prototipagem no substrato FR-4. A segunda parte aborda as medições experimentais dos osciladores projetados e realiza uma comparação dos resultados obtidos para cada caso. Com o objetivo de facilitar o projeto do filtro *parallel edge coupled line*, esta dissertação também aborda o desenvolvimento de um aplicativo para calcular as dimensões de um filtro passa-banda operando na frequência de 3.5 GHz.

Palavras-chave: Aplicativo, Filtro passa-faixa, oscilador, 5G.

ABSTRACT

In the present scenario, there is an increase in technological advancements that encompass several areas of knowledge. In this context, the filters, especially of the band-pass type, play a significant role in the telecommunications area. This dissertation aims to study and design passive filters in microstrip coupled line for oscillator's implementation based on the positive feedback loop concept.

The first part of this work concerns the development of filters prototypes to be used on oscillators design. Filters architectures have been studied to investigate the viability of implementation. An optimization study is performed, using the microwave theory, for the design of six band-pass filters. The filters are designed to operate at 3.5 GHz, which is one of the frequencies used for fifth-generation mobile applications (5G) in Brazil. The prototypes are manufactured in FR4-substrate according to the prototyping techniques. The second part deals with experimental measurements of the designed oscillators and the comparison of the results for each case. Besides, with the goal of facilitating the parallel edge coupled line filter design, this dissertation addresses the development of a mobile application to calculate the dimensions of the band-pass filter that operates at 3.5 GHz.

Keywords: band-pass filter, application, oscillators, 5G.

SUMÁRIO

Capítulo 1: Introdução	1
1.1. Motivação e objetivos	1
1.2. Organização do trabalho	3
Capítulo 2: Fundamentação teórica	4
2.1. Introdução	4
2.2. Osciladores	5
2.2.1. Frequência de operação	5
2.2.2. Forma de onda	6
2.2.3. Classificação pelo método de oscilação	6
2.2.4. Classificação pela forma de onda	6
2.3. Osciladores realimentados	9
2.4. Linhas de microfita e microfita acopladas	11
2.5. Filtros passa-faixa	16
2.5.1. Parallel edge coupled line	
2.5.2. Filtro com seções	19
2.5.3 Hairpin	21
2.5.4. Ressoador	23
2.6. Divisores de potência	
Capítulo 3: Dimensionamento e simulações	
3.1. Introdução	
3.2. Dimensionamento dos dispositivos	
3.2.1. Parallel edge coupled line	
3.2.2. Filtro com três seções	
3.2.3. Filtro com duas seções	
3.2.4. Hairpin com conector na horizontal	
3.2.5. Hairpin com conector na vertical	
3.2.6. Ressoador	41
3.2.7. Divisores de potência	

Capítulo 4: Fabricação e Resultados	49
4.1. Introdução	49
4.2. Processo de fabricação	49
4.3. Caracterização experimental	54
4.4. Resultados experimentais	56
4.4.1. Parallel edge coupled line	56
4.4.2. Filtro com três seções	57
4.4.3. Filtro com duas seções	58
4.4.4. Hairpin com conector na horizontal	59
4.4.5. Hairpin com conector na vertical	61
4.4.6. Ressoador	62
4.4.7. Divisores de potência	63
4.5. Análise dos resultados experimentais	64
4.6. Montagem dos osciladores	64

Capítulo 5: Desenvolvimento do aplicativo71
5.1. Introdução
5.2. Dispositivos móveis
5.3. MIT APP Inventor
5.4. Desenvolvimento do aplicativo
5.5. Avaliação do aplicativo
Capítulo 6: Conclusão
Publicações
Referências
Anexo A: Código para dimensionamento do filtro parallel edge coupled line 103
Anexo B: Código para dimensionamento do filtro ressoador
Anexo C: Tabela de Chebyshev com 0,5 dB de ripple107

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 Módulo de oscilação proposto2
Figura 2.1 Representação geral de um oscilador LC [34]8
Figura 2.2 Representação do sistema realimentado [33]9
Figura 2.3 Geometria da microfita12
Figura 2.4 Circuito equivalente de um <i>gap</i> em uma microfita14
Figura 2.5 Geometria da linha de microfita acoplada [51]15
Figura 2.6 Estrutura geral do filtro parallel edge coupled line [51]18
Figura 2.7 Ressoador de laço retangular19
Figura 2.8 Acoplamentos possíveis em ressoadores de laço aberto: (a) acoplamento elétrico (b) acoplamento magnético e (c) acoplamento híbrido [58]20
Figura 2.9 Filtros ressoadores retangulares: (a) filtro com 4 pólos e (b) filtro com 3 pólos
Figura 2.10 <i>Layout</i> de um filtro <i>hairpin</i> de quatro pólos
Figura 2.11 Layout de um filtro ressoador de três pólos
Figura 2.12 Diagrama de blocos de um divisor de três portas
Figura 2.13 Esquemático de um divisor em junção Y25
Figura 2.14 Esquemático de um divisor tipo transformador de quarto de onda 25
Figura 3.1 Esquema de montagem para medição dos filtros passa-faixa27
Figura 3.2 Representação da lagura de banda de 3dB28
Figura 3.3 Esquemático do modelo de uma linha de 50 <i>ohms</i>
Figura 3.4 Interface do software TXLine
Figura 3.5 Caracterização de uma linha de microfita de 50 ohms no substrato FR-4.29
Figura 3.6 Filtro <i>parallel edge coupled line</i> proposto: (a) esquemático e (b) representação do <i>layout</i> de simulação
Figura 3.7 Resultado da simulação do filtro <i>parallel edge coupled line</i> , sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11}
Figura 3.8 Filtro com três seções proposto: (a) esquemático e (b) representação do <i>layout</i> de simulação
Figura 3.9 Resultado da simulação do filtro com três seções, sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11}

Figura 3.10 Filtro com duas seções proposto: (a) esquemático e (b) representação do <i>layout</i> de simulação
Figura 3.11 Resultado da simulação do filtro com duas seções, sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11}
Figura 3.12 Representação do comprimento L do ressoador
Figura 3.13 Representação dos parâmetros para o dimensionamento do filtro 38
Figura 3.14 Filtro <i>hairpin</i> com conector na horizontal proposto: (a) Modelo de circuitos e (b) Representação do <i>layout</i> de simulação
Figura 3.15 Resultado da simulação do filtro <i>hairpin</i> com conector na horizontal, sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11}
Figura 3.16 Filtro <i>hairpin</i> com conector na vertical proposto: (a) esquemático e (b) representação do <i>layout</i> de simulação
Figura 3.17 Resultado da simulação do filtro <i>hairpin</i> com conector na vertical, sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11}
Figura 3.18 Gráfico gerado no <i>Matlab</i> da Capacitância em série (em pF) em função do <i>gap</i> das linhas do ressoador (em mm)
Figura 3.19 Filtro ressoador proposto: (a) esquemático e (b) representação do <i>layout</i> de simulação
Figura 3.20 Resultado da simulação do filtro ressoador, sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11}
Figura 3.21 Divisor de potência na junção Y proposto: (a) esquemático (b) Representação do <i>layout</i> de simulação
Figura 3.22 Resultado da simulação do divisor de potência em Y, sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11} 45
Figura 3.23 Representação do divisor de potência tipo casador de quarto de onda46
Figura 3.24 Divisor de potência tipo casador de quarto de onda proposto: (a) esquemático e (b) representação do <i>layout</i> de simulação
Figura 3.25 Resultado da simulação do divisor de potência tipo casador de quarto de onda, sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11}
Figura 4.1 Fases do processo de fabricação dos dispositivos49
Figura 4.2 Máquina prototipadora LPKF ProtoMat S10350
Figura 4.3 Fabricação dos filtros com computador conectado à ProtoMat S10350
Figura 4.4 Conector SMA do tipo fêmea usado para a conectorização dos dispositivos fabricados
Figura 4.5 Protótipos dos filtros passa-faixa fabricados: (a) <i>parallel edge coupled</i> <i>line</i> (b) ressoador (c) três seções (d) duas seções (e) <i>hairpin</i> conector horizontal (f) <i>hairpin</i> conector vertical

Figura 4.6 Protótipos dos divisores de tensão fabricados: (a) junção Y (b) tipo casador de quarto de onda
Figura 4.7 Comparação das dimensões entre os protótipos dos filtros passa-faixa fabricados
Figura 4.8 Comparação das dimensões entre os protótipos dos divisores de tensão fabricados
Figura 4.9 Analisador vetorial de redes modelo MS2034A da Anritsu55
Figura 4.10 Esquema de montagem para a medição dos filtros passa-faixa55
Figura 4.11 Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para a configuração <i>parallel edge coupled line</i>
Figura 4.12 Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para a configuração três seções
Figura 4.13 Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para a configuração de duas seções
Figura 4.14 Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para a configuração <i>hairpi</i> n com conector na horizontal
Figura 4.15 Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para a configuração <i>hairpi</i> n com conector na vertical
Figura 4.16 Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para a configuração ressoador
Figura 4.17 Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para o divisor de potência do tipo casador de quarto de onda
Figura 4.18 Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para o divisor de potência na Junção Y
Figura 4.19 Módulo de oscilação proposto
Figura 4.20 Analisador de sinais modelo MS2692A da Anritsu
Figura 4.21 Circuito recomendado ERA 5+ [64]
Figura 4.22 Amplificador ERA5+ com Bias tee integrado em uma placa de FR-4 67
Figura 4.23 Amplificador ERA5+ com Bias tee integrado em RO588067
Figura 4.24 Módulo amplificador de baixo ruído com fonte de alimentação
Figura 4.25 Oscilação encontrada na medição com o filtro <i>parallel edge coupled line</i> em FR-4
Figura 4.26 Densidade espectral de potência medida com oscilador montado com os filtros passa-faixa: (a) <i>parallel edge coupled line</i> (b) ressoador (c) filtro com três seções (d) filtro com duas seções (e) <i>hairpin</i> com conector na horizontal e (f) <i>hairpin</i> com conector na vertical
Figura 5.1 Evolução dos apareinos moveis [6/]

Figura 5.2 Comparação entre as interfaces: (a) <i>MIT APP Invent</i> or e (b) <i>StarLogo TNG</i>
Figura 5.3 Ferramenta de desenvolvimento MIT APP Inventor para Android74
Figura 5.4 Visão geral do MIT APP Inventor na aba designer
Figura 5.5 Seções da Palette disponibilizadas na função designer75
Figura 5.6 Visão geral do MIT APP Inventor na aba blocks
Figura 5.7 Operadores matemáticos suportados pelo bloco math77
Figura 5.8 Emulador da plataforma android conectando-se ao MIT APP Inventor78
Figura 5.9 QR code e código gerados pelo site para a conexão com o smartphone .78
Figura 5.10 Tela de abertura do aplicativo MIT AI2 Companion
Figura 5.11 Etapas do processo de concepção do aplicativo
Figura 5.12 Fluxograma de navegação do aplicativo [77]82
Figura 5.13 Tela de abertura do aplicativo
Figura 5.14 Resultado do dimensionamento físico do filtro proposto
Figura 5.15 Aviso de erro causado pela inserção de um caractere inapropriado 84
Figura 5.16 Telas do software desenvolvido: (a) menu Principal (b) resumo sobre a configuração <i>parallel edge coupled line</i> (c) esclarecimento sobre os parâmetros de entrada do aplicativo e (d) informações para contato
Figura 5.17 Esquemático do filtro passa-faixa de ordem N=3 no substrato RO6010 87
Figura 5.18 Resulado da simulação do filtro passa-faixa de ordem N=3 no substrato RO6010 projetado automaticamente pelo aplicativo
Figura 5.19 Esquemático do filtro passa-faixa de ordem N=4 no substrato FR-488
Figura 5.20 Resultado da simulação do filtro passa-faixa de ordem N=4 no substrato FR-4 projetado automaticamente pelo aplicativo

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 Chebyshev com 0,01 dB de ripple30
Tabela 3.2 Valores das impedâncias características para as impedâncias de modo par (Z_{0e}) e de modo ímpar (Z_{0o}) em <i>ohms</i>
Tabela 3.3 Dimensões finais (em mm) do protótipo do filtro parallel edge coupled line desenvolvido
Tabela 3.4. Dimensões finais (em mm) do protótipo do filtro com três seções desenvolvido
Tabela 3.5 Dimensões finais (em mm) do protótipo do filtro com duas seções desenvolvido
Tabela 3.6. Dimensões finais (em mm) do protótipo do filtro hairpin desenvolvido com conector na horizontal 38
Tabela 3.7. Dimensões finais (em mm) do protótipo do filtro <i>hairpin</i> desenvolvidocom conector na vertical
Tabela 3.8 Chebyshev com 0,1 dB de ripple 42
Tabela 3.9 Valores encontrados para os parâmetros necessários para odimensionamento das linhas do ressoador
Tabela 3.10 Dimensões finais (em mm) do protótipo do filtro ressoador
Tabela 3.11 Dimensões em função das impedâncias47
Tabela 4.1 Dimensões físicas dos dispositivos confeccionados [cm]54
Tabela 4.2 Comparativo de desempenho do filtro parallel edge coupled linesimulado e medido.57
Tabela 4.3 Comparativo de desempenho do filtro de três seções simulado emedido
Tabela 4.4 Comparativo de desempenho do filtro de duas seções simulado emedido
Tabela 4.5 Comparativo de desempenho do filtro <i>hairpin</i> com conector na horizontal simulado e medido
Tabela 4.6 Comparativo de desempenho do filtro hairpin com conector na verticalsimulado e medido
Tabela 4.7 Comparativo de desempenho do filtro ressoador simulado e medido 63
Tabela 4.8 Comparativo de desempenho dos osciladores propostos. 70
Tabela 5.1 Dados de entrada no aplicativo
Tabela 5.2 Dimensões do filtro projetado [em mm]
Tabela 5.3 Dados de entrada no aplicativo

Tabela 5.4 Dimensões do filtro projetado [em mm]	. 88
Tabela 5.5 Questões propostas para a avaliação da qualidade do aplicativo	.91
Tabela 5.6 Resultado da análise dos parâmetros avaliados	.91

LISTA DE SIGLAS

LAPROP	Laboratório de Antenas e Propagação
UFF	Universidade Federal Fluminense
5G	Sistema móvel celular de quinta geração
LTE	Evolução de Longo Prazo
A/D	Analógico-digital
D/A	Digital-analógico
DC	Corrente contínua
VCO	Oscilador controlado por tensão
CCO	Oscilador controlado por corrente
SAR	Registrador de aproximações sucessivas
FR-4	Flame Retardant 4
SHF	Frequência super alta
EHF	Frequência extremamente alta
HFSS	High Frequency Structure Simulator
BJT	Transistor de Junção Bipolar
FET	Transistor de efeito de campo
TEM	Modo Transversal Eletromagnético
VNA	Analisador vetorial de redes

Capítulo 1

Introdução

1.1. Motivação e objetivos

No cenário atual do LTE (*Long Term Evolution*), os dispositivos móveis, como *smartphones* e *tablets*, lidam com diversas aplicações que reúnem características como acesso à Internet de banda larga, *download* de arquivos, serviços de localização, jogos em tempo real e multimídia em geral [1]. Desta forma, tendo em vista a previsão de aumento na demanda por serviços móveis e conexões sem fio, a Quinta Geração (5G) de tecnologia móvel torna-se cada vez mais promissora [2]. A tecnologia 5G tem como um de seus objetivos viabilizar novos serviços de forma a abranger um número considerável de usuários em uma internet mais rápida do que a atual [3]. Neste contexto a faixa designada para 3,5 GHz tem se destacado por compor uma das bandas eleitas pela Anatel para a implementação do 5G no Brasil [4-6]. Por consequência, observa-se o surgimento de estudos cujo foco são os componentes, dispositivos e ferramentas que proporcionem uma perspectiva para este cenário próximo, atendendo às demandas do 5G [7-9].

Com o aumento das taxas de transmissão e recepção dos circuitos digitais nos dispositivos móveis, as conversões de sinais analógico-digital (A/D) e digital-analógico (D/A) tornam-se um desafio. Diferentes técnicas de conversão podem ser aplicadas, como por exemplo: paralelo (*flash*), integrador, etc. Dentre elas, a técnica de aproximações sucessivas é frequentemente utilizada por apresentarem uma rápida velocidade de conversão e alta precisão [10] [11].

Osciladores compreendem um bloco fundamental em muitos sistemas eletrônicos e de telecomunicações, fornecendo uma fonte para geração de sinais e pulsos de *clock*, o que justifica a aplicação dessas ferramentas em circuitos de sincronismo e de conversão A/D, D/A. O mercado conta com uma vasta variedade de topologias para osciladores buscando atender diferentes requisitos de desempenho. Esse dispositivo produz corrente alternada cuja frequência varia em função de uma tensão ou corrente DC. A frequência de

saída é modificada alterando a tensão (*Voltage Controlled Oscillator* - VCO) ou corrente (*Current Controlled Oscillator* - CCO) [12].

O presente trabalho propõe a pesquisa e o desenvolvimento de osciladores que utilizam filtros passivos do tipo passa-banda na configuração de amplificação com ganho em malha de realimentação. A estrutura básica do oscilador proposto consiste nos blocos: amplificador, filtro passa-faixa e divisor de potência. O desenvolvimento do circuito de oscilação envolve a conexão dos dispositivos mencionados para obtenção de uma malha fechada conectada a um ponto de realimentação positiva. Estes osciladores apresentam um alto fator de qualidade e pouca variação de frequência. Os osciladores podem gerar, portanto, sinais precisos na frequência de um *clock*, o que permite que sejam aplicados em circuitos de sincronismo e de conversão A/D, D/A. Além disso, os osciladores que utilizam filtros passivos e configuração de ganho em malha de realimentação constituem uma solução barata e de fácil integração com circuitos de micro-ondas [10]. A Figura 1.1 apresenta o esquema proposto para o desenvolvimento do circuito de oscilação.



Figura 1.1. Módulo de oscilação proposto.

Os dispositivos móveis são aparelhos capazes de armazenar e manusear um grande volume de dados, sendo dotados principalmente de mobilidade, flexibilidade e abrangência [13]. Nesse sentido, os aplicativos são alternativas relevantes a serem consideradas a fim de prover o gerenciamento adequado de tarefas e assistência na resolução de problemas. Dessa forma, com intuito de auxiliar estudantes e pesquisadores no dimensionamento de filtros passivos na configuração *parallel edge coupled line*, o presente trabalho apresenta o desenvolvimento e avaliação de um aplicativo para o sistema operacional *android*.

1.2. Organização do trabalho

A presente dissertação encontra-se organizada em 6 capítulos.

O Capítulo 2 contempla os principais aspectos teóricos, assim como uma revisão da literatura relacionada ao tema.

Os protótipos dos filtros passa-faixa são apresentados no Capítulo 3 por meio do dimensionamento das linhas e simulação no *software* ANSYS *Designer* com o modelo de circuitos. Além disso, são apresentados os resultados das simulações realizadas a fim de verificar o funcionamento dos dispositivos propostos.

O Capítulo 4 compreende uma abordagem das etapas de fabricação e da caracterização experimental dos protótipos confeccionados. Adicionalmente, pretende-se relacionar o desempenho de cada arquitetura implementada, tendo em vista os requisitos e as necessidades do projeto. No final deste capítulo são apresentadas as etapas de montagem e caracterização experimental dos osciladores construídos a partir da composição dos filtros passa-faixa propostos.

Com o intuito de auxiliar estudantes e pesquisadores no dimensionamento de filtros passivos na configuração *parallel edge coupled line*, o Capítulo 5 tem como pretensão abordar as etapas de desenvolvimento e avaliação de um aplicativo com base no sistema operacional *android*.

A conclusão do trabalho é apresentada no Capítulo 6, apresentando os resultados obtidos frente às metas estabelecidas e indicando sugestões para possíveis trat futuros.

Capítulo 2

Fundamentação teórica

2.1. Introdução

O crescimento acelerado do atual mercado de telecomunicações tem levado a uma demanda crescente por circuitos integrados alinhados com alto desempenho e baixo custo [14-15]. A tecnologia de quinta geração (5G) tem como um de seus objetivos viabilizar novos serviços de forma a abranger um número considerável de usuários em uma internet mais rápida do que a atual [16]. O sistema proposto para a implementação da tecnologia 5G constitui uma revolução das comunicações e deve ser capaz de dar suporte a serviços e negócios, conectando pessoas, instituições e coisas. Contudo, as redes celulares 5G vão além do aumento da vazão, pois visam também reduzir significativamente a latência de comunicação, assim como aumentar o alcance, a capilaridade e o número de usuários da rede [7], [16-20]. As redes 5G irão operar em pelo menos duas faixas de frequência, sendo uma delas centrada em 3,5 GHz [21]. Neste contexto a faixa designada para 3,5 GHz tem sido objeto de estudos para a composição de dispositivos e ferramentas que proporcionem uma perspectiva para este cenário próximo, atendendo às demandas do 5G.

Os sinais provenientes de circuitos analógicos frequentemente necessitam ser processados por um microcontrolador ou por um microcomputador. Para tanto, deve-se efetuar uma conversão analógico-digital [22]. Com o aumento das taxas de transmissão e recepção dos circuitos digitais nos dispositivos móveis, as conversões de sinais A/D tornam-se um desafio [18]. Diferentes técnicas de conversão podem ser aplicadas como por exemplo: paralelo (*flash*), integrador, etc [23], dentre elas, aquelas que utilizam osciladores em altas frequências e, consequentemente, geram sinais de *clock* de períodos curtos. As técnicas que utilizam osciladores em altas frequências, por sua vez, são as mais empregadas [24].

A técnica de conversão A/D por aproximações sucessivas (*Successive-Approximation Register-SAR*) destaca-se em relação a maior parte de conversores de resolução médio-grande. O bloco do registrador de aproximações sucessivas é composto por duas entradas, uma para o sinal de entrada proveniente do comparador, e a outra do

sinal do pulso de *clock*. O SAR tem como função obter em suas saídas, sinais digitais que correspondam a valores de tensão próximos ao sinal analógico de entrada no A/D. Para que isto ocorra, o registrador precisará de pulsos de *clock*, podendo ser obtidos pelo emprego de um oscilador [24-26].

O presente capítulo tem como pretensão introduzir os conceitos básicos que determinam o comportamento de osciladores baseados em circuitos de realimentação positiva. Também estão destacadas no capítulo as equações que regem a operação dos filtros passa-faixa e dos divisores de tensão propostos e necessários para a montagem do circuito de oscilação.

2.2. Osciladores

A função primordial de um circuito oscilador é gerar uma forma de onda com características de frequência, amplitude, forma e ruído bem definidas [12]. O mercado dispõe de diferentes topologias para a implementação deste circuito de forma a atender às demandas específicas dos usuários [27].

Em eletrônica, o oscilador é um circuito capaz de gerar um sinal de saída periódico no tempo, sem a aplicação de um sinal de entrada. Circuitos osciladores são circuitos intencionalmente instáveis, que produzem sinais elétricos periódicos indefinidamente quando alimentados por tensões elétricas do tipo contínua [28]. Os osciladores podem ser projetados em diferentes configurações, como Colpitts, Hartley, Pierce, etc, e desempenham o papel de geração de sinais e pulsos de *clock* [12]. Em sistemas eletrônicos, sinais periódicos são frequentemente utilizados na temporização de circuitos lógicos, como referência para recepção e transmissão de sinais, em circuitos que exijam sincronismo, em conversões A/D, etc [29]. Os osciladores podem ser controlados por corrente e tensão, sendo este último o mais utilizado.

2.2.1. Frequência de operação

A frequência de operação está relacionada com o sistema a qual o oscilador fará parte. No caso dos osciladores controlados por tensão a faixa de frequência é variável [30].

 Osciladores de áudio-frequência: geram sinais compreendidos na faixa de alguns Hz a centenas de kHz. Utilizam geralmente elementos resistivos e capacitivos. Osciladores de rádio-frequência: geram sinais de frequência superior a algumas dezenas de kHz até a faixa super alta (*Super High Frequency* - SHF) que compreende o intervalo de 3 a 30 GHz e frequência extremamente alta (*Extremely High Frequency* - EHF) que compreende de 30 a 300 GHz. Utilizam circuitos tanques LC (Indutor-Capacitor), cristais, linhas de transmissão e cavidades ressonantes.

2.2.2. Forma de onda

A forma de onda gerada por um oscilador pode ser relacionada da seguinte forma [30]:

- Senoidal: obtida de osciladores realimentados;
- Quadrada: obtida pelo uso de multivibradores;
- Triangular: obtida pela integração da onda quadrada;

2.2.3. Classificação pelo método de oscilação

Os osciladores podem ser categorizados pelo método de oscilação. Desta forma, podem ser ressoantes ou não-ressoantes.

Em determinadas frequências, os sistemas dos osciladores por ressonância tendem a oscilar em máxima amplitude. Os osciladores por ressonância encontram-se divididos em regenerativos (realimentados) e de resistência negativa. Os osciladores regenerativos, detalhados na Seção 2.3, utilizam um ponto de realimentação positiva entre a saída e a entrada do amplificador [30]. Por sua vez, os osciladores de resistência negativa utilizam dispositivos que apresentam, em determinado trecho de sua curva característica, uma resistência incremental negativa [30]. A resistência negativa é implementada utilizando um amplificador e tem como objetivo anular o efeito dissipativo das perdas no circuito.

Nos osciladores não-ressoantes a tensão de saída é uma onda não-senoidal. Esses circuitos produzem uma saída que oscila entre dois valores definidos de tensão [31].

2.2.4. Classificação pela forma de onda

Os osciladores podem ser categorizados em função das formas de onda de saída. Como classificação geral, podem ser nomeados como harmônicos e não lineares.

Um oscilador do tipo harmônico é composto por um amplificador que fornece um ganho adequado e uma malha seletiva em frequência que seleciona uma certa faixa de frequência e realimenta os sinais contidos nesta faixa de volta para a entrada. Os osciladores harmônicos geram uma onda senoidal usando um mecanismo não-linear implementado por blocos de circuitos isolados ou através das não-linearidades dos dispositivos de amplificação [12]. Dentre eles destacam-se os osciladores RC (Resistivos-Capacitivos), LC (Indutores- Capacitivos) e de cristal.

Osciladores RC são caracterizados por disporem de resistores e capacitores na sua rede de realimentação. Este tipo de oscilador é comumente aplicado em circuitos que necessitam de sinais de frequências mais baixas (na faixa de Hz a centenas de kHz). A rede de realimentação dos osciladores de RC é uma rede de tempo constante e, como tal, responde aos tempos de carga e descarga de um capacitor. A frequência desta rede é determinada pelos valores dos resistores e capacitores. O capacitor e a resistência causam deslocamento de fase e produzem realimentação positiva em uma frequência particular. A vantagem desta configuração consiste na ausência de indutâncias, que podem ser difíceis ajustar [32]. O duplo T, oscilador de deslocamento de fase (*Phase-Shift*) e ponte de *Wien* são exemplos de arquiteturas utilizadas para a implementação dos osciladores RC.

Osciladores do tipo LC são constituídos pelo paralelo de um indutor e um capacitor, também referido na literatura como circuito tanque (*tank circuit*). Os osciladores LC possuem um bom desempenho em relação ao ruído de fase. A frequência de oscilação neste circuito é determinada principalmente pela ressonância da rede de sintonia formada por capacitores e indutores que atuam na realimentação. Os circuitos ativos estabilizam a amplitude de oscilação e fornecem a energia necessária para equilibrar as perdas nos dispositivos capacitivos e indutivos [32]. Uma das configurações básicas do circuito oscilador LC é mostrada na Figura 2.1. A amplificação é feita com componentes ativos, como amplificadores, transistores BJT (transistor de Junção Bipolar) e FET (Transistor de efeito de campo) [33]. O ganho do amplificador é denominado A_V , a resistência de entrada do amplificador é R_i , a resistência de saída é R_o , e as impedâncias complexas são Z_1,Z_2 e Z_3 [34].



Figura 2.1: Representação geral de um oscilador LC [34].

Os osciladores de cristal utilizam o efeito piezoelétrico dos cristais. A oscilação ocorre por efeito de ressonância quando uma pressão é aplicada ao cristal [32]. Ou seja, se uma força mecânica é aplicada ao longo de certa direção ou eixo do cristal, é gerada uma tensão na direção perpendicular. Existem diversos materiais que possuem características piezoelétricas, como o tantalato de lítio e o topázio, mas o quartzo é o material mais utilizado na construção de componentes para a eletrônica. A grande vantagem dos osciladores a cristal quando comparado aos osciladores LC é o fato de que os osciladores a cristal possuem um fator de qualidade associado [33]. Por consequência, os osciladores a cristal são menos suscetíveis às variações de frequência, oscilando somente em sua frequência de ressonância [34].

Os osciladores não lineares são utilizados também como geradores de função, pois, geram ondas não senoidais (quadrada, triangular, pulsos, etc). Esses circuitos, em sua maioria, podem operar em uma ampla faixa de frequências com um número mínimo de componentes externos. Os osciladores não-lineares podem ser divididos em *shift-register*, relaxação e estruturas em anel.

Os *shift-registers* são normalmente baseados em circuitos lógicos formados por uma cascata de *flip-flops*. Os *flip-flops* partilham o mesmo *clock*, e a saída de cada *flip-flop* está ligada à entrada de dados do próximo *flip-flop* na cadeia.

Os osciladores de relaxação empregam blocos conhecidos como multivibradores. Diferentes tipos de multivibradores podem ser utilizados como o biestável, o estável e o monoestável [12]. Osciladores em anel controlados por tensão têm sido amplamente empregados como alternativa para a geração de *clock*. Esses dispositivos são baseados na combinação em cascata de estruturas de inversão ou células de atraso [35], conectadas em uma cadeia de malha fechada. Cada inversor é um amplificador com um atraso intrínseco.

2.3. Osciladores realimentados

O presente trabalho tem como foco os osciladores com realimentação positiva. Os circuitos osciladores com realimentação são circuitos que, ao serem alimentados, produzem um sinal de saída periódico. Dependendo do tipo do oscilador, o sinal produzido pode ser um sinal senoidal, quadrado ou triangular [27].

O oscilador é composto por um circuito amplificador e uma malha de realimentação que causa uma instabilidade na operação do oscilador, gerando a oscilação [12].

O diagrama básico está representado na Figura 2.2, com indicação da soma do sinal de retorno com a excitação original do circuito [12], [27]. O diagrama em blocos de um amplificador com realimentação consiste de um bloco de amplificação de ganho de malha aberta A, isto é, na ausência de realimentação o bloco possui ganho A, e um bloco que faz a leitura do sinal de saída e o reintroduz na entrada. O valor do sinal realimentado depende do fator de realimentação B.



Figura 2.2: Representação de sistema realimentado [33].

A combinação do sinal original de entrada V_{in} com o valor de retorno B $*V_{out}$, mostrados na Figura 2.2, constitui o sinal total de excitação na entrada do bloco de ganho A [33]. Com esta configuração, verifica-se que o sinal de saída é descrito como:

$$V_{out} = \mathbf{A}^* \left(V_{in} - \mathbf{B}^* V_{out} \right) \tag{2.1}$$

O ganho do circuito realimentado A_f , ou ganho de malha fechada, é obtido relacionando-se a tensão de saída e a tensão de entrada [33]. Assim:

$$A_f = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{1 - AB},$$
(2.2)

onde o produto A*B é denominado o ganho de malha ou de laço. O oscilador é composto por elementos resistivos e por elementos capazes de armazenar energia, como indutores e capacitores. A análise no domínio da frequência considera os módulos e fases dos valores associados aos blocos mostrados na Figura 2.2 [36]. Para que a oscilação ocorra, o sinal de saída é gerado sem que seja aplicado um sinal de entrada. Apesar dos circuitos osciladores harmônicos convencionais não terem sinal de entrada externa, eles utilizam a tensão de saída como entrada aplicada via uma rede de alimentação. Considerando que o ganho da realimentação seja unitário, na realimentação positiva equivale a um B=-1. Desta forma, substituindo o valor de B na Equação (2.2):

$$A_f = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{A}{A+1},$$
(2.3)

A oscilação ocorre quando o sistema deixa de ser estável, o que acontece quando os pólos do sistema estão localizados no semi-plano direito. Essa condição é alcançada quando o denominador da Equação (2.3) assume valor igual a zero, ou seja, 1 + A = 0. Para tal condição ocorrer, A deve ser igual a -1 na frequência de oscilação desejada. Isto é, nessa frequência, o circuito terá uma saída finita com uma entrada de sinal zero. Tal circuito é, por definição, um oscilador. Portanto, a condição para a malha de realimentação da Figura 2.1 produzir uma oscilação senoidal de frequência ω_0 , conhecida como critério de *Barkhausen* é satisfeita quando:

$$|A_f| = |A * B| = 1 \tag{2.4}$$

$$\varphi(\omega) = \mathbf{m}^* \, 2\pi, \tag{2.5}$$

sendo m um múltiplo inteiro. Para o circuito oscilar em uma certa frequência, o critério deve ser satisfeito apenas para a frequência (ω_0), caso contrário, a forma de onda resultante não será uma senóide pura.

Tendo em vista as perdas presentes no circuito, para garantir a eficácia na regeneração do sinal de entrada, a magnitude do ganho em malha tem que ser maior que a unidade [37]. Além disso, os elementos passivos da malha, como os filtros passivos, isolador, terminações, cabos e conectores devem apresentar perda de inserção e perda de retorno mínimas, isolação máxima e comportamento linear na faixa de frequência de projeto do oscilador.

O presente trabalho tem como intuito apresentar o projeto de osciladores que utilizam filtros passivos do tipo passa-banda na configuração de amplificação com ganho em malha de realimentação positiva. A estrutura básica do oscilador proposto possui os seguintes blocos: amplificador, filtro passa-faixa e divisor de potência. O projeto do circuito de oscilação envolve a conexão dos dispositivos mencionados para obtenção de uma malha fechada conectada a um ponto de realimentação positiva.

Para a construção da malha de realimentação positiva faz-se necessária a utilização de dispositivos seletivos em frequência. Nesse sentido, os filtros baseados em linhas de microfita e microfita acopladas são amplamente utilizados na faixa de micro-ondas. Esses filtros se destacam por representarem uma solução de baixo custo, dimensões e pesos reduzidos, facilidade de fabricação e integração com os demais dispositivos de micro-ondas [38-49].

2.4. Linhas de microfita e microfita acopladas

O que diferencia a análise da teoria de circuito de elementos discretos da análise de linhas de transmissão em altas frequências são as dimensões dos elementos empregados em relação aos comprimentos de onda considerados para o projeto. Enquanto as dimensões dos elementos de circuito assumirem valores relativamente menores do que os comprimentos de onda utilizados, pode-se considerar os parâmetros primários como resistência, indutância, condutância e capacitância como grandezas concentradas [50-52]. Neste caso, as estruturas podem ser caracterizadas com base em medições diretas das voltagens e correntes envolvidas. À medida que a frequência de operação aumenta, ocorre a diminuição do comprimento de onda. Quando as dimensões dos elementos de circuito passam a constituir uma fração considerável de um ou mais comprimentos de onda. A análise com

base em voltagens e correntes torna-se inadequada. Nessas condições, os parâmetros primários devem ser examinados como distribuídos, onde as tensões e correntes podem variar em magnitude e fase ao longo das estruturas [50].

Dispositivos baseados em tecnologias onde os parâmetros encontram-se distribuídos ao longo das dimensões são comumente utilizados para recepção e transmissão na faixa de micro-ondas. Neste âmbito, podemos destacar as linhas de transmissão. Uma linha de transmissão pode ser definida como o elemento do circuito capaz de conduzir energia eletromagnética de um ponto a outro. Nos circuitos de micro-ondas, as linhas de transmissão são utilizadas basicamente para carregar informações de um ponto a outro e/ou para representar elementos de circuitos passivos, tais como transformadores de impedância, linhas de atraso, acopladores e filtros [50-52].

As equações que descrevem o comportamento das linhas de transmissão aplicam-se ao chamado modo principal, no qual os campos elétricos e magnéticos são perpendiculares entre si e à direção de propagação. Esse modo é chamado TEM (*Transverse Eletric Magnetic*) [51-52].

As linhas de microfita são uma das classes de estruturas de linhas transmissão planares mais populares que podem ser fabricadas em placas de circuito impresso. Estas estruturas são de fácil miniaturização e pode se integrar muito bem com outros dispositivos de micro-ondas. São constituídas de uma tira *(strip)* condutora e um plano de terra, separados por uma camada de um dielétrico (substrato) que possui características específicas de largura, espessura e constante dielétrica relativa [52], conforme ilustrado pela Figura 2.3.



Figura 2.3: Geometria da microfita.

O projeto de uma linha de microfita consiste na determinação dos parâmetros de comprimento (L) e largura (W). Outros parâmetros importantes são a permissividade elétrica, ou constante elétrica, (ε_r) e a altura (h) do dielétrico, mas esses parâmetros são definidos pelo fabricante do substrato a ser utilizado.

No caso W/h ≤ 1 , podemos calcular a constante elétrica efetiva ε_{eff} , a partir da constante dielétrica (ε_r), da espessura do dielétrico (h) e da largura da linha (W) [51]:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} + 0,004 \left(1 - \frac{h}{w} \right)^2 \right]$$
(2.6)

A impedância característica da linha de microfita no caso de W/h \leq 1, pode ser expressa por [51]:

$$Z_{c} = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln\left[\frac{8h}{W} + 0, 25\left(\frac{W}{h}\right)\right], \qquad (2.7)$$

onde η é a impedância característica do espaço livre, igual a 120 π ohms.

No caso W/h \geq 1, podemos calcular a constante elétrica efetiva e a impedância característica da linha a partir das Equações (2.8) e (2.9) [51-52], respectivamente.

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \frac{h}{W} \right)^{-0.5} \right]$$
(2.8)

$$Z_{c} = \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,677 * ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]^{-1}$$
(2.9)

Similarmente, existem expressões aproximadas para a síntese de linhas de microfita, onde o objetivo principal é determinar as dimensões físicas das linhas a partir da escolha da impedância característica desejada e das propriedades do material do dielétrico utilizado. As expressões de síntese apresentadas nas Equações (2.10) e (2.11) são válidas para W/h ≤ 2 [51]. Por sua vez, as Equações (2.12) e (2.13) são válidas para W/h ≥ 2 .

$$\frac{\mathbf{W}}{\mathbf{h}} = \frac{\mathbf{8}\mathbf{e}^{\mathbf{A}}}{\mathbf{e}^{\mathbf{2}\mathbf{A}} - \mathbf{2}} \tag{2.10}$$

$$A = \frac{Z_{c*}}{60} \left[\frac{\varepsilon_r + 1}{2} \right]^{0,5} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} * \left[0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right]$$
(2.11)

$$\frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ B - 1 - ln \left(2B - 1 \right) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[ln \left(B - 1 \right) + 0, 39 + \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right] \right\}$$
(2.12)

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\varepsilon_r}}$$
(2.13)

O comprimento de onda guiado do modo quase - TEM da linha microfita é dada por [51]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (2.14)$$

onde λ_0 é o comprimento de onda na frequência de operação no espaço livre.

A ocorrência de *gaps* em circuitos de microfita é muito comum, tanto por imposições dos projetos como pela necessidade de redução das suas dimensões. Os *gaps* em linhas de microfita podem ser representados por um circuito equivalente, conforme ilustrado na Figura 2.4. As capacitâncias C_p e C_g são expressas (em pF/m) pelas equações abaixo [51].



Figura 2.4: Circuito equivalente de um gap em uma microfita [52].

$$C_p = 0.5 * C_e,$$
 (2.15)

$$C_g = 0.5 * C_o - 0.25C_e,$$
 (2.16)

$$\frac{C_p}{W} = \left[\frac{\varepsilon_r}{9,6}\right]^{0,8} + \left[\frac{S}{W}\right]^{m_0} * e^{k_0}, \qquad (2.17)$$

$$\frac{C_e}{W} = 12^* \left[\frac{\varepsilon_r}{9,6} \right]^{0,9} + \left[\frac{S}{W} \right]^{m_e} * e^{k_e}, \qquad (2.18)$$

onde

$$m_0 = \frac{W}{h} \left[0,619 \log \left(\frac{W}{h} \right) - 0,3853 \right]$$
 (2.19)

$$k_0 = 4,26 - 1,453 \log\left(\frac{W}{h}\right)$$
 (2.20)

$$m_e = 0,8675$$
 (2.21)

$$k_e = 2,043 \left[\frac{W}{h}\right]^{0,12}$$
 (2.22)

As Equações (2.19) e (2.20) são válidas no intervalo $0,1 \le S/W \le 1$. As Equações (2.21) e (2.22) são descritas para $0,1 \le S/W \le 0,3$.

As linhas acopladas podem se apresentar de diversas formas, dependendo da aplicação. As linhas são ditas simétricas quando ambos os condutores possuem as mesmas dimensões. Geralmente, as linhas de acopladas consistem em duas linhas de transmissão de microfita paralelas dispostas sobre o mesmo substrato e próximas o suficiente para que ocorra um acoplamento contínuo entre os campos eletromagnéticos. As linhas acopladas são frequentemente utilizadas como dispositivos básicos de filtros, acopladores direcionais e casadores de impedância [50]. A Figura 2.5 ilustra duas linhas de microfita de largura W acopladas paralelamente com uma distância entre linhas igual a S. Uma estrutura como essa suporta dois modos quase-TEM que são denominados modo par e modo ímpar.

Devido ao acoplamento dos campos magnéticos, as linhas acopladas podem suportar dois modos de propagação diferentes. Devido a essa característica as linhas acopladas podem ser utilizadas para implementar vários acopladores direcionais e híbridos, e filtros de micro-ondas.



Figura 2.5: Geometria da linha de microfita acoplada [51].

Ambos os modos de propagação são excitados simultaneamente, com permissividades e velocidade de propagação distintas. Para o projeto e análise de linhas de microfita acopladas são consideradas as impedâncias características de cada modo [53-54].

Se as impedâncias características de modo par e ímpar são conhecidas a priori, pode-se calcular os valores da largura (W) e do espaçamento (S) que atendam esses parâmetros iniciais através de [51].

$$\frac{\mathbf{S}}{\mathbf{h}} = \frac{\pi}{2} * \operatorname{arcosh}\left[\frac{\cosh\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{\mathbf{W}}{\mathbf{h}}\right)_{se}\right) + \cosh\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{\mathbf{W}}{\mathbf{h}}\right)_{so}\right) - 2}{\cosh\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{\mathbf{W}}{\mathbf{h}}\right)_{so}\right) + \cosh\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{\mathbf{W}}{\mathbf{h}}\right)_{se}\right)}\right],\tag{2.23}$$

$$\frac{W}{h} = \frac{1}{\pi} \left\{ \operatorname{arcosh} \left[0.5 * \left(\cosh\left(\frac{\pi S}{2h}\right) - 1 \right) + \left(\cosh\left(\frac{\pi S}{2h}\right) + 1 \right) * \cosh\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{W}{h}\right)_{se} \right) \right] \right\} - \frac{\pi S}{2h}, (2.24)$$

onde $\left(\frac{W}{h}\right)_{se} = \left(\frac{W}{h}\right)_{so}$ são as razões entre a largura da linha W e a espessura h do dielétrico para os modos par e ímpar, respectivamente [51].

2.5. Filtros passa-faixa

Visto que o espectro eletromagnético é compartilhado entre as diversas aplicações dentro do mesmo, faz-se necessária a utilização de elementos que atuem na seleção e rejeição de frequências, como os filtros.

Filtros são estruturas fundamentais que operam separando faixas de frequências desejáveis de faixas indesejáveis. Esses dispositivos podem ser desenvolvidos a partir de elementos concentrados, indutores e capacitores, ou de elementos distribuídos, com seções de linhas transmissão e *stubs*. Filtros que operam em baixas frequências são construídos com elementos concentrados, onde não ocorre variação de resistência, impedância ou indutância ao longo da estrutura. No entanto, à medida que a frequência de operação aumenta, os comprimentos de onda associados tornam-se menores, chegando à ordem de grandeza dos elementos do circuito. Nesta situação, as leis de *Kirchoff* não são mais suficientes para descrever o funcionamento do circuito e análises com base na teoria eletromagnética são requeridas [52].

Dependendo da função que desempenham dentro do circuito, os filtros podem ser classificados como passa-baixa, passa-alta, passa-faixa ou rejeita-faixa. Um filtro passa-

17

banda, ou passa-faixa, é um dispositivo que permite a passagem de uma determinada faixa de frequências, atenuando os sinais com frequência abaixo e acima dessa faixa [51-52].

Um filtro é considerado ideal quando o mesmo não causa distorções no sinal com frequência em sua banda passante, elimina todo o sinal da banda rejeitada, e possui uma faixa de decaimento extremamente pequena. Através da utilização de técnicas de aproximação é possível projetar filtros com características similares aos filtros ideais [55]. Para o projeto de um filtro, faz-se necessária a especificação do método de síntese e da ordem do filtro desejado. Os métodos de síntese de filtros mais utilizados são *Butterworth, Chebyshev*, Elíptico e *Bessel* [56].

Neste trabalho, foram considerados os filtros baseados em *Chebyshev*. Nesta aproximação, dependendo do grau de tolerância, é possível melhorar a resposta na banda de rejeição sem variar o grau da função de transferência.

Dado o intenso crescimento de aplicações que utilizam sistemas de telecomunicação e as limitações de disponibilidade de banda no espectro do LTE, os filtros utilizados no projeto de osciladores para sistemas de telecomunicação são submetidos a condições cada vez mais restritas de resposta em frequência [57]. Neste contexto, faz-se necessária a implementação de dispositivos que reúnam características como: baixo custo, pequenas dimensões, peso e volume reduzidos, entre outras. Devido a esses requisitos a tecnologia de filtros em linhas de microfita é frequentemente adotada para aplicações na faixa de frequência de micro-ondas e radiofrequência [38- 49].

Os filtros planares unidimensionais são aqueles cujos ressoadores são formados por linhas de microfita atuando na transmissão e recepção. Ressoadores são estruturas que ressoam em frequências bem definidas, sendo, por esta razão, comumente empregados na composição de filtros passa-faixa planares. Alguns filtros são projetados para utilizarem linhas de microfita e similares (linhas coplanares, linhas acopladas, etc.), como: *parallel edge coupled line, hairpin*, interdigitais, *combine*, filtros com seções, filtros com degrau de impedância [38-49].

Os filtros *parallel edge coupled line*, com seções, *hairpin* e ressoador e são estudados neste trabalho. O projeto desses filtros envolve a utilização de equações bem conhecidas [51-52], além de contar com ajustes empíricos para obtenção de características mais adequadas. Nas seções a seguir, são descritas as equações desses filtros.

2.5.1. Parallel edge coupled line

Um modelo típico da configuração *parallel edge coupled line* é ilustrado na Figura 2.6. Esses filtros são compostos de linhas acopladas e são uma das formas mais simples para a implementação de filtros do tipo passa-faixa, abrangendo diversas aplicações. As linhas de microfita acopladas consistem em duas linhas de transmissão de microfita paralelas, dispostas sobre o mesmo substrato, e próximas o suficiente para que ocorra um acoplamento contínuo entre os campos eletromagnéticos [51]. Nesta configuração, cada ressoador é posicionado paralelamente a seu adjacente a uma distância S. Cada ressoador possui o comprimento físico P de meio comprimento de onda da frequência de ressonância.



Figura 2.6: Estrutura geral do filtro parallel edge coupled line [51].

Para a obtenção das dimensões iniciais e da estimativa da frequência de ressonância, foram consideradas as expressões fornecidas na Seção 2.4 de dimensionamento das linhas de microfita. As admitâncias características dos inversores J são obtidas a partir de [51].

$$\frac{J_{0,1}}{Y_0} = \sqrt{\frac{\pi FBW}{2g_0 * g_1}}$$
(2.25)

$$\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} = \frac{\pi \text{FBW}}{2} \frac{1}{\sqrt{g_j * g_{j+1}}} , \qquad (2.26)$$

onde J é pertencente a {1,2,...,(n-1)}, Y_0 corresponde à admitância das linhas de entrada e saída desejadas, n representa a ordem do filtro, FBW é a banda fracionária [12], $J_{j,j+1}$ são as admitâncias características dos inversores J e $g_0, g_1...g_n$ são os valores dos elementos

normalizados de *Chebyshev*. Por sua vez, as impedâncias características do modo par (Z_{0e}) e ímpar (Z_{0o}) dos ressonadores podem ser obtidas da seguinte forma [51]:

$$(Z_{0e})_{j,j+1} = \frac{1}{2Y_0} \left[1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}\right)^2 \right]$$
(2.27)

$$(Z_{00})_{j,j+1} = \frac{1}{2Y_0} \left[1 - \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0}\right)^2 \right]$$
(2.28)

As dimensões físicas das linhas (S_n, W_n) são obtidas através parametrização dos cálculos dos valores da impedância característica das linhas de microfita acopladas em modo par e modo ímpar, de acordo as Equações (2.22) e (2.23) da Seção 2.4. O comprimento P_n das linhas de microfita é obtido em função do comprimento de onda guiado (λ_{gi}), tendo em vista os valores correspondentes de constante dielétrica efetiva [51]. P_n é dado pela equação:

$$P_n = \frac{\lambda_{gi}}{4} \tag{2.29}$$

2.5.2. Filtro com seções

O filtro com seções tem o intuito de viabilizar os acoplamentos entre ressoadores não adjacentes e reduzir as dimensões do filtro. Para tal, as funções pseudo-elípticas são implementadas por meio de ressoadores miniaturizados. A Figura 2.7 ilustra um modelo de ressoador miniaturizado de laço retangular [58].



Figura 2.7: Ressoador de laço retangular.

O comportamento e extensão dos campos de borda determina o tipo e a intensidade do acoplamento. Na frequência de ressonância cada ressoador tem máxima densidade de campo elétrico no lado com a fenda e máxima densidade de campo magnético no lado oposto [58].
O acoplamento elétrico é obtido quando dois ressoadores são aproximados de forma que suas fendas permaneçam uma de frente para outra, conforme mostrado na Figura 2.8(a). Quando as regiões de maior intensidade de campo magnético são aproximadas, como na Figura 2.8(b) ocorre o chamado acoplamento magnético [58]. O acoplamento misto pode ser observado na Figura 2.8(c). Neste caso, as distribuições dos campos de borda elétrico e magnético apresentam a mesma ordem de grandeza.



Figura 2.8: Acoplamentos possíveis em ressoadores de laço aberto: (a) acoplamento elétrico (b) acoplamento magnético e (c) acoplamento híbrido [58].

O número de pólos ou zeros de transmissão é obtido pela implementação de um dado número de ressoadores ou seções, conforme ilustrado na Figura 2.9. A distribuição espacial dos ressoadores permite a construção de diferentes filtros. O coeficiente de acoplamento (k) é definido em função do acoplamento entre duas seções quaisquer. Este parâmetro é calculado como a razão entre a energia acoplada e a energia armazenada [58].

Os ressoadores podem ter diferentes configurações. Determinar o coeficiente de acoplamento analiticamente por meio dos campos elétricos e magnéticos é tarefa árdua. Por conseguinte, a determinação de k é normalmente feita por métodos numéricos e/ou aproximações [51], [58]. O procedimento adotado na maior parte das vezes é dado pela análise inicial dos acoplamentos entre ressoadores por meio de modelos de circuitos concentrados, com elementos capacitivos e indutivos. De posse desses valores, os elementos podem ser implementados em estruturas distribuídas por meio de simuladores.



Figura 2.9: Filtros ressoadores retangulares: (a) filtro com 4 pólos e (b) filtro com 3 pólos.

Neste trabalho são propostas as topologias de ressoador de laço retangular com duas e três seções [51].

2.5.3 Hairpin

Os filtros do tipo *hairpin* apresentam como principais atrativos as dimensões reduzidas e compactas de sua configuração, viabilizando sua aplicação em circuitos integrados [51]. Além disso, um filtro do tipo *hairpin* é considerado seletivo quanto às frequências desejadas, possui baixo custo de fabricação, permite a miniaturização e possui um alto desempenho.

No que diz respeito às desvantagens da topologia *hairpin*, esse filtro ressonante de meio comprimento de onda sofre de resposta espúria em relação ao dobro da frequência de operação na banda passante. Por consequência, observa-se uma assimetria da resposta na faixa de operação, podendo limitar suas aplicações, se utilizado isoladamente [59].

O número de pólos neste filtro é determinado em função da quantidade de ressoadores em forma de U presentes na estrutura [60].

Nos filtros *hairpin*, as linhas de entrada e de saída são ligadas diretamente na horizontal ao primeiro e ao último ressoador, respectivamente, através de *tapped lines*. As dimensões físicas dessas linhas são calculadas de modo a se obter uma impedância característica casada com a impedância do circuito de fonte e carga, geralmente de 50 *ohms*.

As *tapped lines* são posicionadas a uma distância t da curva do ressonador. A Figura 2.10 ilustra um filtro *hairpin* com quatro pólos e conectorização na horizontal. Na estrutura

da Figura 2.10 podem ser observadas algumas características importantes, como a largura da linha de alimentação (W_0), o comprimento do ressoador (L), o espaçamento entre os braços do primeiro elemento (S_1), a largura da linha do elemento ressoador (W), e o espaçamento entre os elementos ressoadores (S).



Figura 2.10: Layout de um filtro hairpin de quatro pólos.

Embora existam equações precisas para o cálculo das dimensões do filtro *hairpin*, muitas vezes essas equações levam a valores que não são realizáveis. Dependendo da técnica de fabricação disponível, o espaçamento entre as linhas torna-se uma limitação para o projeto. Por este motivo, aproximações são comumente utilizadas no dimensionamento desses filtros. Nestes casos, são impostos valores de espaçamento e largura às linhas de microfita. O comprimento L do ressoador é obtido em função do comprimento de onda guiado na frequência de operação desejada, conforme [51]:

$$L = \frac{\lambda_g}{4}, \qquad (2.30)$$

onde λ_g é comprimento de onda guiado. Neste trabalho foi considerado um filtro tipo *hairpin* com as linhas de alimentação e conectorização na vertical [61]. Como os filtros *hairpin* são estruturas compostas pelo acoplamento em paralelo de ressoadores de meio comprimento de onda, as equações de dimensionamento de ressoadores como o *parallel edge coupled line* são aplicáveis [51].

Deve ser levado em consideração no projeto do filtro *hairpin* que o ato de dobrar o ressoador em forma de U provoca uma redução no acoplamento entre os ressoadores. Além disso, a aproximação excessiva das linhas paralelas dos ressoadores pode alterar a resposta deste filtro, passando a se comportar como um par de linhas paralelamente acopladas.

2.5.4. Filtro ressoador

A configuração básica de um filtro ressoador passa-faixa [51] de três pólos é ilustrada na Figura 2.11.



Figura 2.11: Layout de um filtro ressoador de três pólos.

A largura dos trechos de linha é obtida de forma que a impedância característica ao longo dos trechos seja igual a 50 *ohms* na frequência de operação desejada. Neste caso, $W_1=W_2=W_3=W$. Para as linhas de alimentação estipulou-se o comprimento elétrico de 90°, enquanto a linha central de ressonância apresenta comprimento elétrico de 180°.

No filtro ressoador, o acoplamento ocorre através dos *gaps* nas extremidades dos ressoadores adjacentes [51]. Desta forma, o espaçamento G_n , conforme mostrado na Figura 2.11 entre os trechos das linhas de microfita é do tipo capacitivo e pode ser dimensionado em função das admitâncias características dos inversores J, das descontinuidades da capacitância em série de susceptibilidade B e das capacitâncias série C_g e *shunt* C_p . As capacitâncias C_g e C_p foram abordadas na Seção 2.4.

Os valores dos inversores J podem ser calculados de acordo com as Equações (2.25) e (2.26) mostradas na Seção 2.5.1. As descontinuidades da capacitância em série de susceptibilidade B são obtidas conforme a Equação (2.31). Para o cálculo da capacitância *shunt C_p* utilizam-se as Equações (2.15) a (2.22), tendo como referência o valor de *C_g* calculado através da Equação (2.32) [51]. Dada a complexidade do cálculo, é recomendável a realização de uma rotina computacional.

$$\frac{B_{jj+1}}{Y_0} = \frac{\frac{J_{jj+1}}{Y_0}}{1 - \left(\frac{J_{jj+1}}{Y_0}\right)^2}$$
(2.31)

$$\mathbf{C_g}^{j,j+1} = \frac{\frac{\mathbf{B}_{j,j+1}}{\mathbf{Y}_0}}{\mathbf{W}_0} \tag{2.32}$$

2.6. Divisores de potência

Divisores de potência são dispositivos passivos de micro-ondas de três ou mais portas que dividem a potência de dois ou mais sinais. Comumente, essas potências são divididas igualmente. No caso de um dispositivo de 3 portas, 3 dB para cada saída, conforme ilustrado na Figura 2.12. A potência pode, no entanto, ser dividida em outras proporções.



Figura 2.12: Diagrama de blocos de um divisor de três portas.

Na abordagem utilizada, o divisor de potência é utilizado como ponto de conexão que viabiliza a realimentação do sistema na composição do módulo oscilador. Para tanto, foram consideradas as configurações junção Y e tipo transformador de quarto de onda.

A junção Y [52] é apresentada na Figura 2.13. Este dispositivo compreende a simples conexão de linhas de microfita com impedância característica de 50 *ohms* na frequência de operação desejada. Com o intuito de reduzir as perdas do sinal no trajeto, os ângulos das curvas do divisor de potência são definidos iguais a 45°.



Figura 2.13: Esquemático de um divisor em junção Y.

O divisor tipo transformador de quarto de onda [52] é compreendido por três portas, conforme mostrado na Figura 2.14. A fim de manter a impedância característica do sistema, a largura das linhas das portas de entrada e de saída são definidas iguais a 50 *ohms* (Ω). As dimensões das linhas de alta impedância (W, L) são definidas em função da impedância, Z_{max} , para a frequência de operação desejada.



Figura 2.14: Esquemático de um divisor tipo transformador de quarto de onda.

As impedâncias nos trechos intermediários, $Z_{casador}$, comportam-se como um transformador de um quarto de onda, sendo calculadas com a equação:

$$Z_{casador} = \sqrt{50 * (Z_{max})} \tag{2.33}$$

Capítulo 3

Dimensionamento e simulações

3.1. Introdução

Como abordado no Capítulo 2, em muitas aplicações apenas uma faixa de frequências é desejada. Assim, os filtros passa-banda são peças fundamentais nesse cenário, atuando na seleção e/ou eliminação de sinais. O surgimento de novos materiais, de novos processos de fabricação, assim como a necessidade de miniaturização dos circuitos, foram os fatores predominantes que estimularam o desenvolvimento de filtros passivos realizados em circuito impresso por meio de estruturas planares, como linhas de microfita e linhas de microfita acopladas [51-52].

Os filtros baseados em linhas de microfita e microfita acopladas são amplamente utilizados na faixa de micro-ondas. O uso de tais filtros tem desempenhado um papel essencial nos circuitos eletrônicos aplicados aos sistemas de telecomunicações [38-49], principalmente do tipo passa-banda, importante na seleção de faixas de frequência, visto que o espectro eletromagnético é limitado.

Para a construção da malha de realimentação positiva faz-se necessária a utilização de dispositivos seletivos em frequência. Este capítulo mostra o dimensionamento e resultados obtidos pelas simulações para as configurações dos filtros passa-banda abordados no capítulo anterior. As simulações ajudam na validação dos modelos propostos. Além disso, é apresentado o dimensionamento e comparação dos divisores de potência propostos na Seção 2.6. Os protótipos dos filtros passa-faixa e dos divisores de potência são apresentados na Seção 3.2, onde é mostrado o dimensionamento das linhas e simulação no *software* Ansys *Designer*. Este capítulo ainda tem como pretensão relacionar o desempenho de cada arquitetura implementada, tendo em vista os requisitos e as necessidades do projeto.

3.2. Dimensionamento dos dispositivos

Neste trabalho os dispositivos elaborados têm seus desempenhos investigados pelos parâmetros de perda de inserção (s_{21}) , perda de retorno (s_{11}) , largura de banda de 3dB e frequência central. Tendo em vista o ganho previsto para o amplificador, estipulou-se para

a perda de inserção o valor máximo de 6,5 dB e para a perda de retorno o valor mínimo de 10 dB.

Para definir a perda de inserção e a perda de retorno, considera-se o esquema mostrado na Figura 3.1, onde P_i e P_o são as potências de entrada e saída, respectivamente. No que diz respeito à perda de inserção, relaciona-se as potências de saída (P_o) e de entrada (P_i) para mensurar o quanto de potência é perdida ao passar pelo dispositivo. A perda por inserção em decibel é dada por:

$$P_{L}[dB] = -10 \log (P_{o}/P_{i}) = -10 \log (|s_{2l}|^{2})$$
(3.1)



Figura 3.1: Esquema de montagem para a medição dos filtros passa-faixa.

Similarmente, a perda de retorno é definida como uma razão entre o sinal de entrada e o mesmo sinal refletido. Desta forma, relaciona-se as potências refletida (P_{refl}) e P_i em um determinado acesso dos dispositivos, quantificando o grau de casamento. A perda de retorno em decibel é dada por:

$$P_R = -10 \log \left(|s_{11}|^2 \right) \tag{3.2}$$

A largura de banda de 3 dB, ou de meia potência, especifica o grau de dispersão da resposta em amplitude. Se o sinal está na banda passante, a largura de banda de 3 dB é definida como a separação entre as duas frequências onde a potência cai em 3 dB em relação à potência da frequência central, conforme mostrado na Figura 3.2.



Figura 3.2: Representação da largura de banda de 3 dB.

As seções a seguir apresentam a modelagem dos filtros passa-faixa e divisores de tensão, dimensionados com base nas equações descritas no Capítulo 2.

Para o dimensionamento e simulação dos dispositivos almejados, foi utilizado o *software* ANSYS *Designer* que possibilita a representação e a implementação dos protótipos por circuito equivalente. Na caracterização numérica e experimental dos filtros e divisores, é considerado o substrato de baixo custo do tipo FR-4 (*Flame Retardant* 4). Esse material de baixo custo é composto por basicamente fibra de vidro e *epox*i. Por se tratar de um material dielétrico, as características básicas passíveis de consideração são: permissividade elétrica relativa, *thickness* e tangente de perdas. O substrato FR-4 apresenta constante dielétrica (ε_r) igual a 4,3, *thickness* (t) igual a 35 µm e tangente de perdas (tan δ) igual a 0,019. Como desvantagem, o FR-4 exibe alta tangente de perdas, principalmente para frequências acima de 2 GHz.

Com intuito de quantificar as perdas relativas ao material quando utilizado para frequências em torno de 3,5 GHz, foi avaliada uma linha de microfita de 50 *ohms*, cujo esquemático é mostrado na Figura 3.3. As dimensões físicas da linha foram obtidas através do programa *TX line* para a frequência central de 3,5 GHz, conforme exibido na Figura 3.4. A Figura 3.5 apresenta a resposta da simulação para a linha de microfita caracterizada nas frequências de 3,0 a 4,5 GHz. Observa-se que o material apresenta uma perda de inserção de 0,12 dB em um comprimento de 11,74 mm na frequência de interesse, ou seja, 0,010 dB/mm.



Figura 3.3: Esquemático de uma linha de 50 ohms.

🎻 TXLINE 2003 - Mi	crostrip						_	
Microstrip Stripline	CPW CPW Ground	Round Coaxial	Slotline	Coupled MSLine	Coupled S	Stripline		
Material Parameters-	Material Parameters							
Dielectric GaAs	•	Conductor	Copper		-	 ←	₩→ ↓	
Dielectric Constant	4.3	Conductivity	5.88E+07	S/m	•	Î Î Î	a. T	
Loss Tangent	0.019			AW	R	,		
Electrical Characteris	tics			Physical Charac	cteristic			
Impedance	50	Ohms 💌		Physical Length	<u>чГ</u>] [11.7	472	mm	•
Frequency	3.5	GHz 💌		Width	<u>[w]</u> 3.03	718	mm	•
Electrical Length	90	deg 💌		Heighl	t (H) 1.57	'5	mm	•
Phase Constan	7661.43	deg/m 💌		Thickness	s(T) 35		um	•
Effective Diel. Const	3.32292							
Loss	10.5758	dB/m ▼						
L				1				

Figura 3.4: Interface do *software TXLine*.



Figura 3.5 Caracterização de uma linha de microfita de 50 ohms no substrato FR-4.

3.2.1. Parallel edge coupled line

No desenvolvimento a seguir, serão expostos os principais parâmetros que regem e permitem o *design*, a simulação e a análise do filtro em questão. O projeto do filtro envolve a determinação dos valores de W (largura das linhas), P (comprimento físico das linhas) e S (espaçamento), tendo em vista as características a serem alcançadas e as limitações do trabalho.

Inicialmente, faz-se necessário o estabelecimento dos parâmetros referentes às especificações do projeto. O filtro passa-faixa na configuração *parallel edge coupled line*

utiliza uma aproximação de *Chebyshev*. Desta forma, a ordem do filtro (n) é um dos requisitos para a implementação. Os valores das impedâncias de modo par e modo ímpar e das admitâncias características dos inversores J são calculados em função dos elementos normalizados de *Chebyshev*, conforme abordado no Capítulo 2. Para tal, foram selecionadas na tabela de *Chebyshev* de 0,01dB de *ripple*, os valores relativos à ordem 2. A Tabela 3.1 apresenta os referidos elementos normalizados de *Chebyshev* para uma perda de retorno maior que 26 dB. A segunda ordem foi adotada em função do compromisso em atender a largura de banda próxima do padrão, em torno de 200 MHz.

Conforme mencionado, para o projeto foi definido que a perda de inserção tolerada não ultrapassasse 6,5 dB e que o espaçamento entre as linhas de microfita não fosse inferior à 0,1 mm que é a resolução máxima da máquina prototipadora.

Com o intuito de agilizar e automatizar os cálculos, foi feita uma rotina computacional no Matlab, disponível no Anexo A. Com a rotina de Matlab foram encontrados para as impedâncias de modo par e modo ímpar em função das admitâncias dos inversores J. As impedâncias encontradas são mostradas na Tabela 3.2.

	Elementos normalizados					
Ordem: n	g0	g1	g2	g3	g4	g5
1	1	0,09611	1	-	-	-
2	1	0,44910	0,40796	1,10084	-	-
3	1	0,62941	0,97047	0,62941	1	-
4	1	0,71309	1,20050	1,32156	0,64777	1,10084

Tabela 3.1: Chebyshev com 0,01 dB de ripple.

Tabela 3.2: Valores das impedâncias características para as impedâncias de modo par (Z_{0e}) e de modo ímpar (Z_{0o}) em *ohms*.

J	$J_{j,j+1}/Y_o$	$(Z_{0e})_{j,j+1}$	$(Z_{0o})_{j,j+1}$
0	0,104	55,6476	45,4028
1	0,0110	50,5566	49,4556
2	0,1024	55,6476	45,4028

Os parâmetros físicos de dimensionamento do protótipo são listados de forma concisa na Tabela 3.3. Esses parâmetros foram obtidos considerando os valores de J, Z_{0e} e Z_{0o} determinados segundo as especificações das Tabelas 3.1 e 3.2.

Ν	W	Р	S
1	3,76	11,27	0,28
2	4,98	11,14	2,65
3	3,76	11,27	0,28

Tabela 3.3: Dimensões finais (em mm) do protótipo do filtro parallel edgecoupled line desenvolvido.

A Figura 3.6(a) mostra o esquemático do filtro passa-banda *parallel edge coupled line*. O *layout* do protótipo é ilustrado na Figura 3.6(b). Utilizando o modelo proposto, foi realizada a simulação do circuito, obtendo a resposta em frequência correspondente.



Figura 3.6: Filtro *parallel edge coupled line* proposto: (a) esquemático e (b) representação do *layout* de simulação.

A Figura 3.7 reporta os resultados da simulação do filtro *parallel edge coupled line* projeto, feita em *software*, para a função de transferência do filtro, utilizando o modelo proposto. As simulações foram realizadas na faixa de frequência de 3,0 a 4,5 GHz, a fim de obtermos as perdas de inserção (s_{21}) e de retorno (s_{11}) da estrutura. Na Figura 3.7, a linha cheia representa o parâmetro s_{21} enquanto a pontilhada, o s_{11} .



Figura 3.7: Resultado da simulação do filtro *parallel edge coupled line*, sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11} .

Verifica-se com o auxílio de marcadores que o filtro apresenta uma largura de banda simulada de, aproximadamente, 215 MHz, centrada na frequência de 3,5 GHz. Além disso, o dispositivo exibe uma perda de inserção de 3,73 dB na frequência central.

De forma geral, os resultados obtidos em ambiente de simulação foram satisfatórios e apresentam boa correlação com a teoria, reforçando a viabilidade de tal arquitetura para a composição do oscilador.

3.2.2. Filtro com três seções

No desenvolvimento a seguir, serão expostos os principais parâmetros que regem e permitem o *design*, a simulação e a análise do filtro em questão. O projeto do filtro com três seções envolve a determinação dos valores de W (largura das linhas), P (comprimento físico das linhas), e S (espaçamento).

Devido à complexidade das equações que regem essa configuração, o filtro passafaixa com três seções foi obtido a partir do dimensionamento das linhas descritas em [51]. O *software* utilizado para a modelagem do circuito foi o *Tx Line* que tem como parâmetros de entrada as impedâncias referentes a cada linha, a frequência de operação desejada e as características do substrato. Cada linha foi projetada isoladamente e foi proposto um esquemático inicial, ilustrado na Figura 3.8(a), cujo *layout* correspondente é exibido na Figura 3.8(b). Foram realizados ajustes no comprimento físico das linhas e no espaçamento entre as linhas de microfita acopladas, de forma a atingir as especificações almejadas. A Tabela 3.4 resume o resultado do dimensionamento do filtro passa-faixa com três seções.



Figura 3.8: Filtro com três seções proposto: (a) esquemático e (b) representação do *layout* de simulação.

Tabela 3.4: Dimensões finais (em mm) do protótipo do filtro com três seções desenvolvido.

N	W	Р	S
1	2,00	0,25	Não possui
2	2,00	Não possui	0,70
3	2,00	2,00	Não possui
4	2,00	0,70	Não possui
5	2,00	0,25	0,70
6	2,00	0,25	Não possui
7	2,00	2,00	Não possui
8	2,00	4,00	0,70
9	2,00	Não possui	1,00
10	2,00	7,00	Não possui
11	1,95	7,90	Não possui



Figura 3.9: Resultado da simulação do filtro com três seções, sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11} .

A Figura 3.9 reporta o resultado da simulação do filtro com três seções. As simulações foram realizadas na faixa de frequência de 2,5 a 4,5 GHz, com o objetivo de obter as perdas de inserção (s_{21}) e de retorno (s_{11}) da estrutura.

Pode-se verificar que o dispositivo proposto opera na frequência central de 3,45 GHz. Com o auxílio de marcadores constata-se que a largura de banda teórica para o dispositivo é de 318,4 MHz, exibindo na frequência de ressonância uma perda de inserção de aproximadamente de 1,69 dB. Desta forma, o filtro com três seções é uma configuração promissora para a composição do bloco oscilador aplicado à tecnologia 5G na frequência de 3,5 GHz.

3.2.3. Filtro com duas seções

O filtro passa-faixa com duas seções foi dimensionado de maneira similar ao filtro com três seções. Assim como no caso do filtro com três seções, o projeto do filtro com duas seções envolve a determinação dos valores de W (largura das linhas), P (comprimento físico das linhas) e S (espaçamento). Além disso, foram feitos ajustes empíricos para a obtenção das características de banda e frequência de operação desejadas. A Tabela 3.5 resume o resultado do dimensionamento dos parâmetros citados para o esquemático. O esquemático é mostrado na Figura 3.10(a), e o *layout* correspondente é ilustrado na Figura 3.10(b).



Figura 3.10: Filtro com duas seções proposto: (a) esquemático e (b) representação do *layout* de simulação.

Tabela 3.5: Dimensões finais (em mm) do protótipo do filtro com duas

Ν	W	Р	S
1	1,80	0,40	Não possui
2	1,80	2,00	Não possui
3	1,80	4,00	0,70
4	1,80	Não possui	1,00
5	1,80	7,00	0,70
6	1,90	8,70	Não possui

seções desenvolvido.



Figura 3.11: Resultado da simulação do filtro com duas seções, sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11} .

A curva obtida a partir da caracterização em ambiente de simulação do filtro passafaixa na configuração duas seções, mostrada na Figura 3.11, assemelhou-se ao resultado alcançado para o filtro de três seções, descrito na seção anterior. Partindo da análise da curva em linha cheia, verifica-se que a banda passante de 319 MHz está centrada na frequência de 3,45 GHz. Neste modelo verifica-se com o auxílio de marcadores que a perda de inserção na frequência central estabeleceu-se em torno de 1,61 dB. A estrutura em três seções é mais seletiva do que o filtro com duas seções, como esperado.

3.2.4. Hairpin com conector na horizontal

Os filtros *hairpin* são dispositivos compactos, respaldados no acoplamento em paralelo de ressoadores de meio comprimento de onda dobrados em forma de U. Geralmente, nesses filtros, as linhas de entrada e de saída são ligadas diretamente ao primeiro e ao último ressonador, respectivamente, através de *tapped lines*. O comprimento físico e a espessura das linhas de alimentação (entrada e saída) foram calculados pelo *software TXLine* de forma a obter a impedância característica de 50 *ohms* para a frequência de 3,5 GHz. Neste circuito cada U age como um trecho de linha de transmissão em ressonância. Desta forma, o parâmetro mais importante a ser estipulado é o comprimento do ressoador (L), mostrado na Figura 3.12.

Figura 3.12: Representação do comprimento L do ressoador.

O projeto do filtro envolve a determinação dos valores de W_0 (largura da linha de alimentação), L (comprimento do ressoador), S1 (espaçamento entre os braços de um mesmo elemento), W (largura da linha do elemento ressoador), t (posicionamento da linha de alimentação do primeiro e do último elemento) e S (espaçamento entre os elementos ressoadores).

O filtro proposto é compreendido por três pólos e os parâmetros de interesse foram estipulados conforme as equações descritas no Capítulo 2. As equações utilizadas auxiliam no dimensionamento inicial dos parâmetros mencionados, principalmente no que diz respeito à frequência de ressonância. Entretanto, após o dimensionamento inicial foram realizadas modificações nos parâmetros com objetivo de otimizar o filtro. O valor de t é determinado por simulação, de maneira a se obter o maior valor em módulo para o *s*₁₁ na frequência de ressonância do filtro. Por esse motivo, o limiar para a perda de retorno aceitável foi de 10 dB. O espaçamento entre as linhas paralelas que compõem o U foi dimensionado em função do acoplado desejado. Se as linhas paralelas forem dispostas a uma distância menor que um valor mínimo, elas passam a se comportar como um par de linhas acopladas paralelamente, o que altera a resposta em frequência da estrutura. Os parâmetros físicos de dimensionamento do protótipo do filtro *hairpin* são listados de forma concisa na Tabela 3.6, conforme a Figura 3.13.



Figura 3.13: Representação dos parâmetros para o dimensionamento do filtro.

W_0	3,04
L	12,30
S 1	3,00
W	3,61
S	0,69
t	6,32

desenvolvido com conector na horizontal.

Tabela 3.6: Dimensões finais (em mm) do protótipo do filtro hairpin

Esquematicamente, conforme mostrado na Figura 3.14(a), temos esquemático do filtro passa-banda *hairpin* com conector na horizontal. O *layout* do protótipo é ilustrado na Figura 3.14(b). É possível realizar a simulação do modelo proposto e obter a resposta em frequência correspondente.





Figura 3.14: Filtro *hairpin* com conector na horizontal proposto: (a) esquemático e (b) representação do *layout* de simulação.



Figura 3.15: Resultado da simulação do filtro *hairpin* com conector na horizontal, sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11} .

O desempenho do filtro *hairpin* com o conector na horizontal pode ser mensurado através da Figura 3.15, que mostra a resposta em frequência compreendida entre 2,75 GHz e 4,75 GHz. Observa-se que o dispositivo opera dentro do especificado, ressoando na frequência de 3,49 GHz e apresenta perda de inserção em torno de 2,60 dB. Verifica-se com o auxílio de marcadores que a banda passante ocorre na faixa compreendida entre as frequências de 3,34 GHz e 3,66 GHz. A perda de inserção do filtro *hairpin* com conector horizontal proposto estabeleceu-se em torno de 17 dB, atendendo às exigências propostas.

3.2.5. Hairpin com conector na vertical

Com o intuito de minimizar as dimensões obtidas no desenvolvimento do filtro passa-faixa *hairpin* da seção anterior e melhorar a relação de perda de retorno para a

frequência de ressonância, foi proposta uma configuração com conectorização na vertical. Nesta estrutura os conectores são ligados às linhas de microfita com impedância característica em torno de 50 *ohms* na frequência de 3,5 GHz. O comprimento físico e a espessura das linhas de alimentação (entrada e saída) foram calculados pelo *software TXLine*.

O filtro proposto é compreendido por dois pólos, ou seja, possui ordem dois. Os parâmetros de interesse foram estipulados conforme as equações, descritas na seção 2.5.1, para ressoadores de meio comprimento de onda.

A largura (W) e o espaçamento (S) das linhas de microfita acopladas foram dimensionadas tendo como base a Tabela 3.1, que mostra os elementos normalizados da aproximação de *Chebyshev* considerando 0,01 dB de *ripple*. Similarmente ao caso do filtro *parallel edge coupled line*, são calculados os valores das impedâncias de modo par e modo ímpar e das admitâncias características dos inversores J em função dos elementos normalizados de *Chebyshev*, conforme realizado na seção 2.5.1.

Os parâmetros físicos de dimensionamento do protótipo são listados na Tabela 3.7, de acordo com o esquemático da Figura 3.16(a). O projeto do filtro envolve a determinação dos valores de W (largura das linhas), P (comprimento físico das linhas e S (espaçamento). A Figura 3.16(b) apresenta o l*ayout* para o filtro proposto.



Figura 3.16: Filtro do tipo *hairpin* com conector na vertical proposto: (a) esquemático (b) representação do *layout* de simulação.

N	W	Р	S
1	3,00	3,00	Não possui
2	3,76	8,45	0,28
3	4,98	8,60	2,651
4	2,00	2,00	Não possui

Tabela 3.7: Dimensões finais (em mm) do protótipo do filtro hairpindesenvolvido com conector na vertical.



Figura 3.17: Resultado da simulação do filtro *harpin* com conector na vertical, sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11} .

Pode-se observar a partir da análise da curva em azul da Figura 3.17 que o filtro apresenta uma largura de banda de 138 MHz, compreendida entre as frequências de 3,43 GHz e 3,57 GHz. O dispositivo exibe uma perda de inserção em torno de 5,03 dB na frequência central de 3,50 GHz. Entretanto, observa-se uma melhora na perda de retorno do circuito quando comparado com a implementação do filtro *hairpin* com conector horizontal, igual a 24,94 dB na frequência de interesse.

3.2.6. Ressoador

O projeto do filtro passa-faixa na configuração de ressoador em linhas de microfita utiliza uma aproximação de *Chebyshev*. Conforme já mencionado, a ordem do filtro (n) é um dos requisitos para a implementação. Os valores das admitâncias características dos inversores J, das descontinuidades da capacitância em série da susceptibilidade (B), dos comprimentos elétricos dos ressoadores (após absorverem os comprimentos elétricos

negativos atribuídos aos inversores J (θ)) e da Capacitância em série (C_g) são determinados em função dos elementos normalizados de *Chebyshev*, conforme abordado no Capítulo 2. Para tanto foram utilizados os valores relativos à ordem 3 da Tabela 3.8, que contém os elementos normalizados de *Chebyshev* com 0,1 dB de *ripple*.

	Elementos normalizados					
Ordem: n	g0	g1	g2	g3	g4	g5
1	1	0,3052	1	-	-	-
2	1	0,8431	0,6220	0,7378	-	-
3	1	1,0316	1,1474	1,0316	1	-
4	1	1,1088	1,3062	1,7704	0,8181	0,7378

Tabela 3.8: Chebyshev 0,1 dB de ripple.

A largura das linhas de microfita (W) foi dimensionada através do *software TxLine*, tendo em vista a impedância de 50 *ohms* na frequência de 3,5 GHz. O comprimento físico em função do comprimento elétrico desejado também foi obtido utilizando o *TxLine*. Para as linhas de alimentação estipulou-se o comprimento elétrico de 90°, enquanto a linha central de ressonância apresenta comprimento elétrico de 180°.

Para o projeto, foi determinado que o espaçamento entre as linhas de microfita não fosse inferior à 0,1 mm que é a resolução máxima possível da máquina prototipadora. Utilizando as equações mencionadas é possível obter o espaçamento entre os ressoadores (G), ou seja, o *gap* entre a linha de alimentação e a linha de ressonância, em que não há condutor, apenas substrato dielétrico. A Tabela 3.9 lista os valores encontrados para os parâmetros citados.

Tabela 3.9: Valores encontrados para os parâmetros necessários para o

di	mensionamento	das	linhas	do	ressoad	or
----	---------------	-----	--------	----	---------	----

J	$J_{j,j+1}/Y_o$	$B_{j,j+1}/Y_o$	θ (em radianos)	C _g (pF)
0	0,21	0,22	-	0,11
1	0,04	0,04	2,90	0,21
2	0,040	0,04	3,06	0,21
3	0,21	0,22	2,90	0,11

Com o intuito de agilizar e automatizar os cálculos foi feita uma rotina computacional no *Matlab*, disponível no Anexo B. A Figura 3.8 mostra o gráfico resultante

da rotina desenvolvida em Matlab. O gráfico da Figura 3.18 mostra como o espaçamento entre as linhas de microfita (G) altera a capacitância em série. A Tabela 3.10 resume o resultado do dimensionamento para o filtro ressoador. O esquemático do filtro ressoador pode ser visualizado na Figura 3.19(a), e o *layout* é mostrado na Figura 3.19(b).

Ν	W	L	G
1	3,04	11,92	0,12
2	3,04	21,46	0,12
3	3,04	11,92	-

Tabela 3.10: Dimensões finais (em mm) do protótipo do filtro ressoador.



Figura 3.18: Gráfico gerado no *Matlab* da Capacitância em série (em pF) em função do *gap* das linhas do ressoador (em mm).



Figura 3.19: Filtro ressoador proposto: (a) esquemático e (b) representação do *layout* de simulação.



Figura 3.20: Resultado da simulação do filtro ressoador, sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11} .

O resultado da resposta em frequência do filtro ressoador proveniente da caracterização em ambiente de simulação é mostrado na Figura 3.20. O dispositivo centrado na frequência de 3,50 GHz exibe uma perda de inserção de aproximadamente 3,96 dB desta frequência de ressonância. Em relação à largura de banda, a região é compreendida entre as frequências de 3,43 e 3,58 GHz, compreendendo 150 MHz.

3.2.7. Divisores de potência

Conforme abordado, para gerar a oscilação, é necessário conectar os dispositivos em uma malha de realimentação com amplificação seletiva em frequência. Para tanto, esta malha precisa estar conectada a um ponto que viabilize a realimentação positiva. O dispositivo que desempenha esta função no bloco oscilador proposto é o divisor de potência.

Esta seção é destinada ao projeto e desenvolvimento de dois divisores de potência em linhas de microfita. O projeto dos divisores de potência envolve o dimensionamento das linhas microfita e do ângulo de abertura entre elas, através do software *TXLine*.

As dimensões das linhas de microfita que compõem o divisor de potência na junção Y foram obtidas considerando a impedância característica desejada de 50 *ohms* para a frequência de 3,5 GHz. Desta forma, a linha de transmissão de microfita, com o substrato escolhido nesta dissertação, possui uma largura de 3,04 mm e um comprimento de 11,75 mm. Os braços, por sua vez, encontram-se afastados em um ângulo de 45° de forma a minimizar as perdas nos acessos. A Figura 3.21(a) apresenta o esquemático do divisor em junção Y. O *layout* correspondente é mostrado na Figura 3.21(b).



Figura 3.21: Divisor de potência na junção Y proposto: (a) esquemático e (b) representação do *layout* de simulação.



Figura 3.22: Resultado da simulação do divisor de potência em Y, sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11} .

O resultado da resposta em frequência proveniente da caracterização em ambiente de simulação pode ser visualizado na Figura 3.22. O dispositivo exibe uma perda de inserção em torno de 3,99 dB na frequência de ressonância. Pela simetria do circuito, a

potência é dividida igualmente entres as duas portas de saída do divisor. Assim, as respostas relativas ao parâmetro s_{13} são correspondentes à curva encontrada para o s_{21} .

Similarmente, o divisor de potência do tipo casador de quarto de onda possui três portas, sendo um acesso destinado entrada do sinal e os outros dois para fornecimento da saída do mesmo. A Figura 3.23 ilustra a configuração deste divisor de potência.



Figura 3.23: Representação do divisor de potência tipo casador de quarto de onda.

Optou-se por considerar uma impedância de 50 *ohms* nos acessos um, dois e três com intuito de permitir o casamento na alimentação. Para o projeto do divisor tipo casador de quarto de onda, as impedâncias nos trechos intermediários foram calculadas para 100 *ohms*. Considerando essas especificações de impedância, obteve-se, para a linha de microfita em 3,5 GHz, a largura de 0,67 mm e o comprimento de 12,45 mm. Nesta configuração faz-se necessária a utilização de um trecho adicional de um quarto do comprimento de onda guiado. A impedância característica deste trecho foi calculada como sendo 70,7 *ohms*, obtendo a largura de 1,59 mm e o comprimento de 12,10 mm.

Em circuitos de micro-ondas, as descontinuidades da linha de microfita introduzem reatâncias parasitas que devem ser consideradas no projeto. É desejável que as dobras sejam compensadas, de forma a minimizar essas reatâncias. Esse processo de compensação é chamado de chanfro ou mitre. Buscando minimizar as perdas nas curvas foram inseridos elementos curvilíneos de 45°. A Figura 3.24(a) apresenta o esquemático do divisor tipo casador de quarto de onda e a Figura 3.24(b) apresenta o *layout* correspondente.

A Tabela 3.11 apresenta as dimensões de largura (W) e comprimento (P) das linhas de microfita em função das impedâncias (Z) desejadas. A largura e o comprimento foram calculados através do *software TXLine* para a frequência central de 3,5 GHz no substrato FR-4.

Z [ohms]	W [mm]	P [mm]
50	3,04	11,75
100	0,67	12,45
70,7	1,59	12,10

Tabela 3.11: Dimensões em função das impedâncias.



(b)

Figura 3.24: Divisor de potência tipo casador de quarto de onda proposto: (a) esquemático e (b) representação do *layout* de simulação.

O resultado da resposta em frequência simulada pode ser visualizado na Figura 3.25. O divisor de potência tipo casador de quarto de onda projetado exibe uma perda de retorno em torno de 4 dB na frequência de ressonância. A perda de inserção simulada para a frequência de 3,5 GHz é de 39,23 dB. Assim como no caso anterior, devido à simetria do

circuito, a potência é dividida igualmente entres as duas portas de saída do divisor. Assim, as respostas relativas ao parâmetro s_{13} são correspondentes à curva encontrada para o s_{21} .



Figura 3.25: Resultado da simulação do divisor de potência tipo casador de quarto de onda, sendo a linha cheia s_{21} e a linha pontilhada s_{11} .

Capítulo 4

Fabricação e Resultados

4.1. Introdução

Com o intuito de realizar a validação dos resultados obtidos em simulação pelo *software Ansys Designer* e uma análise comparativa, abrangendo os aspectos característicos de um ambiente experimental, foram fabricados e caracterizados experimentalmente os protótipos correspondentes aos dispositivos dimensionados. Este capítulo compreende uma descrição das etapas de fabricação e dos resultados experimentais dos protótipos dos filtros confeccionados. Além disso, o desempenho de cada arquitetura dos filtros implementados é comparado, tendo em vista os requisitos e as necessidades do projeto. A Seção 4.4 visa elucidar a montagem e a medição dos osciladores construídos a partir da composição dos filtros passa-faixa propostos. O processo foi realizado no Laboratório de Antenas e Propagação (LaProp) da Universidade Federal Fluminense.

4.2. Processo de fabricação

A presente seção tem como intuito detalhar o processo de fabricação dos modelos dimensionados no Capítulo 3. A escolha da tecnologia aplicada para a confecção dos circuitos é uma etapa fundamental do projeto. Também é importante selecionar a ferramenta de fabricação que forneça os protótipos mais confiáveis, minimizando possíveis imprecisões. O método exercido para a fabricação dos dispositivos é composto por 4 fases, representadas na Figura 4.1.



Figura 4.1: Fases do processo de fabricação dos dispositivos.

Os dispositivos foram fabricados mediante a utilização da máquina prototipadora *LPKF ProtoMat* S103, disponível no Laboratório de Antenas e Propagação. Esse modelo puramente mecânico, como ilustrado na Figura 4.2, é comumente adotado na fabricação de dispositivos para aplicações na faixa de frequência de micro-ondas e RF (radiofrequência).

Uma foto da prototipadora LPKF ProtoMat S103 [62] pode ser vista na Figura 4.2. Essa prototipadora possui funções de fresagem, perfuração e cortes em placas de circuito impresso.



Figura 4.2: Máquina prototipadora LPKF ProtoMat S103.

O *software* da máquina LPKF é o *CircuitPro* 1.5 que é responsável pelas etapas de configuração e pré-fabricação dos dispositivos. Os modelos de projeto foram importados para o *CircuitPro* 1.5 para serem confeccionados em uma mesma placa de circuito de FR-4. Para a fabricação, é necessário exportar os arquivos em um formato apropriado, que neste caso é *gerber*, cuja extensão é (.gbr). O *software* indica as brocas ou fresas [63] relevantes para a fabricação de maneira automática e seleciona quais deverão ser adotadas, alertando caso alguma ferramenta não esteja disponível. O momento da fabricação dos filtros com a máquina em funcionamento, pode ser visualizado na Figura 4.3.



Figura 4.3: Fabricação dos filtros com computador conectado à ProtoMat S103.

Após o término da primeira etapa do processo de fabricação, empreendido pela prototipadora, foi necessário efetuar o corte da placa, formatando-a para que os dispositivos ficassem com as dimensões planejadas. O corte das peças foi realizado no laboratório de mecânica da Universidade Federal Fluminense com o intermédio de uma esmerilhadeira. Esta ferramenta portátil é ideal para a realização de cortes, lixamento e para conferir acabamento em estruturas metálicas.

Com o intuito de promover a remoção do cobre indesejado ao redor dos dispositivos confeccionados, os protótipos foram inseridos em uma solução de percloreto de ferro. As partes de cobre das placas a serem protegidas do processo corrosivo receberam camadas sobrepostas de marcador permanente na cor azul, esmalte e fita adesiva, evitando que o cobre dessas regiões entre em contato com o solvente ácido.

A última etapa do processo de fabricação consiste em realizar a conectorização dos dispositivos fabricados. O conector utilizado foi o SMA do tipo fêmea, mostrado na Figura 4.4. Esse conector é frequentemente adotado para placas de circuito impresso por suportar frequências acima de 20 GHz.



Figura 4.4: Conector SMA do tipo fêmea usado para a conectorização dos dispositivos fabricados.

Conforme abordado no Capítulo 3, a miniaturização dos circuitos é um requisito significativo para conferir aplicação no cenário atual. Os dispositivos propostos são compactos, atendendo a essa exigência. Os protótipos finais dos filtros e divisores de potência, após a soldagem dos conectores, podem ser visualizados nas Figuras 4.5 e 4.6. A Figura 4.7 apresenta uma comparação entre os tamanhos dos filtros passa-faixa concebidos. Por sua vez, a Figura 4.8 exibe o comparativo dos tamanhos dos divisores de tensão fabricados. As dimensões dos dispositivos confeccionados são listadas na Tabela 4.1, onde as colunas comprimento e largura representam as direções horizontal e vertical, respectivamente.



(a)





(b)





(c)











Figura 4.5: Protótipos dos filtros passa-faixa fabricados: (a) *parallel edge coupled line* (b) ressoador (c) três seções (d) duas seções (e) *hairpin* conector horizontal (f) *hairpin* conector vertical.







Figura 4.6: Protótipos dos divisores de tensão fabricados: (a) junção Y e (b) tipo casador de quarto de onda.



Figura 4.7: Comparação das dimensões entre os protótipos dos filtros passa-faixa fabricados.



Figura 4.8: Comparação das dimensões entre os protótipos dos divisores de tensão fabricados.

Filtro passa-faixa	Comprimento	Largura
Parallel edge coupled line	3,45	4,80
Ressoador	4,80	3,40
Três seções	2,55	3,70
Duas seções	2,55	3,10
Hairpin conector horizontal	5,15	4,95
Hairpin conector vertical	5,30	2,10
Divisor de tensão	Comprimento	Largura
Junção Y	4,00	3,70
Tipo casador de quarto de onda	5,10	3,88

Tabela 4.1: Dimensões físicas dos dispositivos confeccionados [cm].

4.3. Caracterização experimental

A presente seção tem por objetivo apresentar os resultados de medição do desempenho experimental dos dispositivos projetados e fabricados, comparando-os com os resultados obtidos nas simulações. Os testes experimentais contemplaram a medição dos parâmetros de perda de inserção, frequência central e largura de banda. Para a medição dos filtros passa-faixa e dos divisores de tensão foi utilizado um analisador de redes vetorial (VNA), modelo MS2034A do fabricante *Anritsu*, pertencente ao Laboratório de Antenas e Propagação da Universidade Federal Fluminense. O analisador vetorial de redes empregado, mostrado na Figura 4.9, é capaz de fornecer, com precisão, medidas de espectro e parâmetros S.



Figura 4.9: Analisador vetorial de redes modelo MS2034A da Anritsu.

O *setup* de medição consistiu dos dispositivos confeccionados, conectados através de cabos coaxiais ao analisador vetorial de redes. Neste projeto foi necessária a inserção de adaptadores do tipo N-SMA nas portas do VNA. Após as conexões físicas, é necessário que o equipamento seja calibrado e configurado para obter as respostas relativas aos parâmetros desejados. No caso dos filtros passa-faixa, a Figura 4.10 apresenta o *setup* de montagem necessário para os testes. Como cada filtro possui duas portas e são investigados os mesmos parâmetros, o procedimento de testes é único, ou seja, independente do tipo de filtro. As entradas e saídas dos filtros são conectadas às portas IN e OUT do equipamento, configurado para fornecer os resultados característicos na faixa de frequência entre 2 e 4 GHz.



Figura 4.10: Setup de montagem para a medição dos filtros passa-faixa.
Similarmente, foi realizada a caracterização experimental dos divisores de tensão fabricados. Como os protótipos possuem três portas, utilizou-se uma carga SMA de 50 *ohms* do tipo macho na porta remanescente. Na seção a seguir, são descritos os resultados das medições desempenhadas em laboratório.

4.4. Resultados experimentais

Com o intuito de facilitar a avaliação, as curvas obtidas a partir da caracterização experimental serão apresentadas, simultaneamente, com as curvas provenientes da simulação em *software*. A curva em laranja representa o resultado simulado, enquanto a curva em azul, o medido.

4.4.1. Parallel edge coupled line

Pode-se observar a partir da análise da curva em azul da Figura 4.11 que o filtro apresenta uma largura de banda real aproximada de 145,6 MHz. O dispositivo exibe uma perda de inserção de 6,23 dB na frequência central de 3,482 GHz, o que representa um deslocamento de 0,0018 GHz na frequência simulada. De forma geral, os resultados obtidos em ambiente de simulação e experimental apresentam boa correlação. Apesar da configuração proposta conferir alta perda de inserção na banda de 3,5 GHz, o desempenho do filtro em torno da frequência de interesse reforçam a viabilidade de tal arquitetura para a composição do oscilador. A Tabela 4.2 resume os parâmetros medidos para a arquitetura *parallel edge coupled line*, com resultados de simulação e experimentais.



Figura 4.11: Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para a configuração *parallel edge coupled line*.

Parâmetro	Simulado	Medido
Perda de inserção na frequência central	3,73 dB	6,23 dB
Frequência inferior	3,39 GHz	3,39 GHz
Frequência superior	3,61 GHz	3,54 GHz
Frequência central	3,5 GHz	3,48 GHz
Largura de banda	215 MHz	145,6 MHz

Tabela 4.2: Comparativo de desempenho do filtro parallel edge coupled linesimulado e medido.

4.4.2. Filtro com três seções

A Figura 4.12 reporta o comparativo das análises experimental e simulada para o filtro passa-faixa de três seções. Pode-se verificar que o dispositivo fabricado exibe um comportamento multibanda nas frequências centradas em 3,19 GHz e 3,74 GHz, operando de forma mais eficiente na porção centrada em 3,74 GHz.

Com o auxílio de marcadores constata-se que no primeiro caso, a frequência de ressonância dispõe de uma perda de inserção de aproximadamente de 10,5 dB, inviabilizando o referido intervalo para a aplicação proposta. A perda de inserção para a segunda frequência de operação apresenta um resultado satisfatório, estabelecendo-se por volta de 1,68 dB.

A primeira banda passante ocorre na faixa compreendida entre as frequências de 3,17 GHz a 3,22 GHz. A largura de banda medida para o dispositivo na porção de interesse é de 51 MHz. A Tabela 4.3 resume os parâmetros investigados para a arquitetura três seções, comparando as respostas práticas e simuladas.



Figura 4.12: Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para a configuração três seções.

Primeira banda de operação			
Parâmetro	Simulado	Medido	
Perda de inserção na frequência central	1,69 dB	10,53 dB	
Frequência inferior	3,29 GHz	3,17 GHz	
Frequência superior	3,61 GHz	3,22 GHz	
Frequência central	3,45 GHz	3,19 GHz	
Largura de banda	318,4 MHz 50 MHz		
Segunda banda de operação			
Parâmetro Simulado M			
Perda de inserção na frequência central	1,69 dB	1,68 dB	
Frequência inferior	3,29 GHz	3,72 GHz	
Frequência superior	3,61 GHz	3,78 GHz	
Frequência central	3,45 GHz	3,74 GHz	
Largura de banda	318,4 MHz	51 MHz	

Tabela 4.3: Comparativo de desempenho do filtro de três seções simulado e medido.

4.4.3. Filtro com duas seções

A curva obtida a partir da caracterização experimental do filtro passa-faixa na configuração duas seções assemelhou-se ao resultado alcançado para o filtro de três seções, descrito na seção anterior. Conforme pode ser observado na Figura 4.13, foi mantido o comportamento multibanda que foi observado na caracterização experimental do filtro de três seções. Ao analisar a curva em azul, verifica-se que as bandas passantes ressoam nas frequências 3,20 GHz e 3,75 GHz, operando de forma mais eficiente na porção centrada em 3,75 GHz.

Verifica-se que a perda de inserção do filtro com duas seções na primeira frequência de ressonância estabeleceu-se em torno de 8,83 dB. Utilizando um procedimento semelhante, constata-se que a perda de inserção para a segunda frequência de operação apresenta um resultado satisfatório, estabelecendo-se em torno de 0,40 dB.

A primeira banda passante ocorre na faixa compreendida entre as frequências de 3,18 GHz a 3,23 GHz. A largura de banda medida para o dispositivo na porção de interesse é de 53 MHz. A Tabela 4.4 resume os parâmetros investigados para a arquitetura três seções, comparando as respostas respaldadas na prática e no *software*.



Figura 4.13: Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para a configuração de duas seções.

Primeira banda de operação			
Parâmetro	Simulado	Medido	
Perda de inserção na frequência central	1,61 dB	8,83 dB	
Frequência inferior	3,29 GHz	3,18 GHz	
Frequência superior	3,61 GHz	3,23 GHz	
Frequência central	3,45 GHz	3,20 GHz	
Largura de banda	319,0 MHz	51 MHz	
Segunda banda de operação			
Parâmetro	Simulado	Medido	
Perda de inserção na frequência central	1,61 dB	0,40 dB	
Perda de inserção na frequência central Frequência inferior	1,61 dB 3,29 GHz	0,40 dB 3,73 GHz	
Perda de inserção na frequência central Frequência inferior Frequência superior	1,61 dB 3,29 GHz 3,61 GHz	0,40 dB 3,73 GHz 3,78 GHz	
Perda de inserção na frequência central Frequência inferior Frequência superior Frequência central	1,61 dB 3,29 GHz 3,61 GHz 3,45GHz	0,40 dB 3,73 GHz 3,78 GHz 3,75 GHz	

Tabela 4.4: Comparativo d	de desempenho	do filtro d	de duas	seções	simulado	e
	medido).				

4.4.4. Hairpin com conector na horizontal

O desempenho do filtro *hairpin* com o conector na horizontal pode ser visto pela Figura 4.14. Verifica-se o desdobramento de duas pequenas bandas passantes na caracterização experimental, ressoando nas frequências centradas em 3,33 GHz e 3,76 GHz. Ressalta-se que a faixa de frequências centrada em 3,76 GHz, exibe uma melhor performance porque apresenta um deslocamento de 0,26 GHz em relação à frequência de operação projetada.

No que diz respeito aos parâmetros investigados, a perda de inserção na primeira frequência de ressonância estabeleceu-se em torno de 16,73 dB. Em contrapartida, a perda de inserção para a frequência de 3,79 GHz alcançou o valor de 1,86 dB.

Neste modelo verifica-se com o auxílio de marcadores que a primeira banda passante ocorre na faixa compreendida entre as frequências de 3,31 GHz a 3,36 GHz. Similarmente, constata-se que a largura de banda medida para o dispositivo na porção de interesse é de 56 MHz. A Tabela 4.5 resume os parâmetros analisados na teoria e na prática para a arquitetura *hairpin* com o conector na horizontal, comparando as respostas.



Figura 4.14: Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para a configuração *hairpi*n com conector na horizontal.

Tabela 4.5: Comparativo de desempenho do filtro *hairpin* com conector na horizontal simulado e medido.

Primeira banda de operação			
Parâmetro	Simulado	Medido	
Perda de inserção na frequência central	2,60 dB	16,73 dB	
Frequência inferior	3,34 GHz	3,31 GHz	
Frequência superior	3,66 GHz	3,36 GHz	
Frequência central	3,49 GHz	3,33 GHz	
Largura de banda	318,0 MHz	58 MHz	

Segunda banda de operação			
Parâmetro	Simulado	Medido	
Perda de inserção na frequência central	2,60 dB	1,86 dB	
Frequência inferior	3,34 GHz	3,73 GHz	
Frequência superior	3,66 GHz	3,79 GHz	
Frequência central	3,49 GHz	3,76 GHz	
Largura de banda	318,0 MHz	56 MHz	

4.4.5. Hairpin com conector na vertical

Pode-se observar a partir da análise da curva em azul da Figura 4.15 que o filtro apresenta uma largura de banda medida de aproximadamente 98 MHz. O dispositivo exibe uma considerável perda de inserção, em torno de 8,84 dB na frequência central de 3,40 GHz, o que representa um deslocamento de 0,095 GHz na frequência simulada. De forma geral, os resultados obtidos em ambiente de simulação e experimental apresentam boa concordância. Apesar da configuração proposta conferir alta perda de inserção na banda de 3,5 GHz, o desempenho do filtro em torno 3,5 GHz reforçam a viabilidade de tal arquitetura para a composição do oscilador. A Tabela 4.6 resume os parâmetros investigados para a arquitetura *hairpin* com o conector na vertical, comparando as respostas da prática e do *software*.



Figura 4.15: Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para a configuração *hairpin* com conector na vertical.

Parâmetro	Simulado	Medido
Perda de inserção na frequência central	5,03 dB	8,84 dB
Frequência inferior	3,43 GHz	3,33 GHz
Frequência superior	3,57 GHz	3,40 GHz
Frequência central	3,50 GHz	3,34 GHz
Largura de banda	138 MHz	98 MHz

Tabela 4.6: Comparativo de desempenho do filtro *hairpin* com conector navertical simulado e medido.

4.4.6. Ressoador

Na Figura 4.16 observa-se que a curva obtida para a caracterização da perda de inserção do ressoador medido experimentalmente. A curva assemelha-se à curva gerada em ambiente de simulação. O filtro ressoador centrado na frequência de 3,52 GHz, exibe uma perda de inserção em torno de 6,93 dB nesta frequência de ressonância. Em relação à frequência projetada, apresenta um deslocamento de 0,02 GHz. No que diz respeito à largura de banda, a região é compreendida entre as frequências de 3,50 e 3,56 GHz. A Tabela 4.7 resume os parâmetros investigados para a arquitetura mencionada, comparando as respostas obtidas na prática e no *software*.



Figura 4.16: Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para a configuração ressoador.

Parâmetro	Simulado	Medido
Perda de inserção na frequência central	3,96 dB	6,93 dB
Frequência inferior	3,43 GHz	3,50 GHz
Frequência superior	3,58 GHz	3,56 GHz
Frequência central	3,50 GHz	3,52 GHz
Largura de banda	150 MHz	40 MHz

Tabela 4.7: Comparativo de desempenho do filtro ressoador simulado e medido.

4.4.7. Divisores de potência

Os divisores de potência propostos na Seção 2.6 foram caracterizados experimentalmente e em ambiente de simulação. Com intuito de selecionar o dispositivo mais adequado para a composição do módulo oscilador, os protótipos fabricados foram comparados de acordo com seu desempenho na frequência de 3,5 GHz. Conforme pode ser verificado nas Figuras 4.17 e 4.18, o divisor em junção Y exibiu uma performance mais adequada para a faixa compreendida entre as frequências de 3,40 GHz e 3,60 GHz, dispondo de uma menor de perda de inserção.



Figura 4.17: Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para o divisor de potência do tipo casador de quarto de onda.



Figura 4.18: Comparação da perda de inserção simulada (curva laranja) e medida (curva azul) para o divisor de potência na junção Y.

4.5. Análise dos resultados experimentais

Conforme apresentado na Seção 4.4, os filtros *parallel edge coupled line, hairpin* com conector na vertical e ressoador apresentaram melhor desempenho na frequência de 3,5 GHz em função do pouco deslocamento observado nesta frequência. Adicionalmente, convém mencionar que os problemas de acoplamento nos filtros foram previamente investigados. Contudo, os valores para o dimensionamento que resultariam em uma melhora no acoplamento das estruturas seriam irrealizáveis em função da resolução da máquina prototipadora.

Além disso, visando garantir a regeneração do sinal de entrada de modo eficiente, o divisor de potência na junção Y foi selecionado para a composição do oscilador, uma vez que sua utilização adiciona menores perdas ao circuito de oscilação, em relação ao divisor do tipo casador de quarto de potência.

As diferenças observadas entre os resultados medidos e simulados dos filtros e divisores se devem ao fato de que o modelo de simulação utilizado desconsidera o efeito de certos componentes presentes no ambiente de medição, como os conectores e o comprimento dos cabos coaxiais. Além disso, o substrato utilizado no projeto (FR-4) apesar de ser uma solução de baixo custo, adiciona altas perdas em frequências acima de 2 GHz.

4.6. Montagem dos osciladores

Conforme descrito no Capítulo 2, este trabalho propõe o estudo e o desenvolvimento de osciladores que utilizam filtros passivos do tipo passa-faixa na configuração de amplificação com ganho em malha de realimentação. A estrutura básica do

oscilador proposto consiste nos blocos: amplificador, filtro passa-faixa e divisor de potência. O desenvolvimento do circuito de oscilação envolve a conexão dos dispositivos mencionados para obtenção de uma malha fechada conectada a um ponto de realimentação positiva. O diagrama de blocos do protótipo do módulo de oscilação proposto é apresentado na Figura 4.19.



Figura 4.19: Módulo de oscilação proposto.

A presente seção tem o intuito de abordar os resultados da análise espectral dos osciladores elaborados a partir dos filtros passa-faixa caracterizados na seção anterior. Os testes experimentais contemplaram a medição da densidade espectral de potência, expressa em dBm, pela frequência, em GHz. Para a medição do bloco oscilador foi utilizado um analisador de sinais, modelo MS2692A do fabricante *Anritsu*, mostrado na Figura 4.20. As medições foram realizadas no Laboratório de Antenas e Propagação da Universidade Federal Fluminense.



Figura 4.20: Analisador de sinais modelo MS2692A da Anritsu.

Tendo em vista os resultados obtidos experimentalmente para os divisores de potência, o divisor em Y foi selecionado para a composição do módulo oscilador por exibir melhor desempenho na faixa de interesse.

Para a alimentação do amplificador foi utilizada a fonte de tensão ICEL Manaus do modelo PS 5000. A fonte de tensão do modelo PS 500 é composta de duas fontes independentes e ajustáveis com capacidade de até 30 V e permitindo a saída de até 3 A cada uma.

Inicialmente, foi considerado o emprego do amplificador ERA 5+ [64], cujo circuito recomendado é exibido na Figura 4.21. No que diz respeito ao seu funcionamento, o indutor funciona como um circuito aberto para os sinais de RF e como um curto para o nível DC. Os capacitores C_{block} , por sua vez, exibem comportamento oposto: curto para sinais de RF e circuito aberto para DC. O capacitor C_{bypass} é acrescentado como medida preventiva, filtrando o sinal AC proveniente da fonte de tensão.



Figura 4.21: Circuito recomendado ERA 5+ [64].

O circuito oscilador é alimentado pela fonte de tensão mencionada, calibrada para 80 mA e 8 V. Para a operação adequada do oscilador e para permitir o acesso da fonte de tensão, é necessária a integração de um módulo de *Bias Tee*. Para este fim, são utilizadas linhas de microfita. O Laboratório de Antenas e propagação dispunha de dois modelos de amplificador integrados nos substratos FR-4 e RO5880 da *Rogers Corporation*.

O amplificador impresso em FR-4 pode ser visualizado na Figura 4.22, onde o ERA5+ aparece circundado. Este modelo apresenta um ganho inferior a 3 dB na frequência de 3,5 GHz. Desta forma, as perdas presentes na conexão entre os dispositivos necessários para a construção do oscilador não conseguiram ser compensadas por esse amplificador, resultando na ausência de oscilação.



Figura 4.22: Amplificador ERA 5+ com *Bias tee* integrado em uma placa de FR-4.

A Figura 4.23 exibe o segundo modelo de amplificador, impresso no substrato RO5880, onde o ERA 5+ está circundado. Este modelo apresenta um ganho aproximado de 4 dB na frequência de 3,5 GHz. Contudo, as perdas presentes na conexão entre os dispositivos necessários para a construção do oscilador, como na situação anterior, também não conseguiram ser compensadas por esse amplificador, resultando na ausência de oscilação. Ressalta-se que em ambos os casos todos os filtros foram testados na composição da malha de realimentação.



Figura 4.23: Amplificador ERA 5+ com Bias tee integrado em RO5880.

Tendo em vista os resultados obtidos com os modelos anteriores, considerou-se utilizar o amplificador de baixo ruído (LNA) disponível no Laboratório de Antenas e Propagação [65]. Este amplificador é compreendido de dois blocos de amplificação, um para a faixa de 3,5 GHz (ZX60-362GLN+) e outro para a faixa de 2,4 GHz (ZX60-272LN). Para faixa de 3,5 GHz, o dispositivo dispõe de um filtro passa-baixa (VBFZ-3590+). O módulo LNA é montado com interligação externa para conectores tipo N, para a faixa de 3,5 GHz. Este amplificador de baixo ruído apresenta um ganho aproximado de 15 dB na frequência de 3,5 GHz. Como o LNA utilizado inclui uma fonte de 5 Vcc, não houve necessidade do emprego da fonte de tensão PS 5000.

A Figura 4.24 apresenta o *setup* de medição para o protótipo do bloco oscilador. Para garantir proteção elétrica do bloco oscilador, foi acrescentado um atenuador DC 42N50A-30 da *Anritsu* ao esquema mostrado na Figura 4.19. O momento medição para o oscilador montado com o filtro passa-faixa *parallel edge coupled line* pode ser visualizado na Figura 4.25.



Figura 4.24: Módulo amplificador de baixo ruído com fonte de alimentação.



Figura 4.25: Oscilação encontrada na medição com o filtro *parallel edge coupled line*.

Os testes experimentais são compreendidos pela medição da densidade espectral de potência, expressa em dBm, pela frequência, em GHz. As Figuras 4.26 a 4.31 apresentam o resultado da análise experimental dos osciladores elaborados a partir dos filtros passa-faixa caracterizados na seção anterior. Com intuito de avaliar o desempenho dos dispositivos propostos, foi calculado o fator de Qualidade para cada módulo oscilador. O fator de Qualidade ou fator de mérito indica o grau de seletividade, e é definido pela Equação (4.1). A Tabela 4.8 resume o desempenho dos osciladores desenvolvidos para os parâmetros investigados.

$$Q = \frac{Frequência de ressonância}{Banda de 3dB}$$
(4.1)



Figura 4.26: Densidade espectral de potência medida com oscilador montado com os filtros passa-faixas: (a) *parallel edge coupled line* (b) ressoador (c) filtro com três seções (d) filtro com duas seções (e) *hairpin* com conector na horizontal e (f) *hairpin* com conector na vertical.

Filtro	Frequência de ressonância	Fator de Qualidade
Parallel edge coupled line	3,48 GHz	5816,33
Ressoador	3,61 GHZ	4025,40
Três seções	4,01 GHz	4464,44
Duas seções	4,01 GHz	4312,11
Hairpin conector horizontal	3,89 GHz	5494,86
Hairpin conector vertical	3,36 GHz	3649,22

Tabela 4.8: Comparativo de desempenho dos osciladores propostos.

Pela Tabela 4.8, verifica-se que os resultados obtidos a partir da caracterização para cada oscilador implementado constituem abordagens viáveis, onde a frequência de oscilação observada se aproxima do resultado obtido experimentalmente.

Além disso, os osciladores projetados com os filtros nas configurações *parallel edge coupled line, hairpin* com conector vertical e ressoador operam de maneira eficiente na faixa de 3,5 GHz, apresentando um mínimo deslocamento em frequência e um alto fator de qualidade.

Capítulo 5

Desenvolvimento do aplicativo

5.1. Introdução

No cenário atual, podemos constatar a popularização dos dispositivos móveis, como *smartphones* e *tablets*. Esses dispositivos são instrumentos capazes de armazenar e manusear um grande volume de dados, sendo dotados principalmente de mobilidade, flexibilidade e abrangência [13]. Nesse sentido, os aplicativos para dispositivos móveis são alternativas relevantes a serem consideradas a fim de prover o gerenciamento adequado de tarefas e assistência na resolução de problemas. Com intuito de auxiliar estudantes e pesquisadores no dimensionamento de filtros passivos na configuração *parallel edge coupled line*, este capítulo tem como pretensão apresentar o desenvolvimento e avaliação de um aplicativo no sistema operacional *android*. A Seção 5.2 aborda, de forma sucinta, os principais conceitos acerca dos dispositivos móveis. A ferramenta *MIT APP Inventor*, onde foi implementado o código e o *design*, é introduzida na Seção 5.3. Por fim, as Seções 5.4 e 5.5 apresentam as fases de desenvolvimento e avaliação do aplicativo, respectivamente.

5.2. Dispositivos móveis

O primeiro serviço móvel celular a operar no Brasil é datado da década de 90. A implementação dos serviços móveis teve o intuito de permitir, sobretudo, a comunicação em mobilidade. A popularização da telefonia móvel tem impulsionado o refinamento dos serviços oferecidos, a evolução de suas tecnologias (gerações) e dos transceptores móveis, como aparelhos celulares. A evolução desses aparelhos pode ser observada na Figura 5.1. Os *smartphones* foram introduzidos a partir da terceira geração das redes móveis (3G) [66] e, desde então, têm se tornado cada vez mais populares, visto que são ferramentas dotadas de diversas funcionalidades como tecnologias de acesso sem fio (*WiFi, Bluetooth*), vídeo chamada, GPS, memória interna com alta capacidade de armazenamento, dentre outras. Devido aos diversos recursos atrativos que reúne, os dispositivos móveis constituem uma poderosa ferramenta com capacidade atuar junto ao usuário como instrumento facilitador para a realização de tarefas e resolução de problemas.



Figura 5.1: Evolução dos aparelhos móveis [67].

O *software* para o dispositivo móvel é conhecido como aplicativo (app), sendo este, capaz de expandir as possibilidades de utilização dessas ferramentas portáveis [68]. Um aplicativo nativo é aquele desenvolvido para ser utilizado em uma plataforma específica, sendo capaz de operar e explorar todas as funcionalidades do sistema operacional no qual está inserido. Aplicativos nesta categoria são predominantemente estáveis, uma vez que não necessitam obrigatoriamente de acesso à internet para sua execução.

É possível ter acesso à diferentes opções de sistemas operacionais destinadas aos dispositivos móveis, tais como: *Android, IOs* e *Windows Mobile* [68], dentre as quais, destaca-se o *Android*.

O *Android*, em especial, é uma plataforma baseada no sistema operacional LINUX [69]. Contudo, seu funcionamento é similar a outros sistemas como o *Windows*, dispondo de funções de controle e de gestão de processos operacionais de aplicativos e *hardwares*. A iniciativa surgiu de um grupo de empresas chamado *Open Handset Alliance* (OHA). Esta plataforma se sobressai por ser de código aberto, gratuita, permitindo que os projetos sejam desenvolvidos com flexibilidade. Por essas características, o aplicativo proposto foi implementado nesta plataforma [70].

5.3. MIT APP Inventor

O *MIT APP Inventor*, também conhecido como *APP Inventor for Android*, é uma ferramenta de programação baseada em linguagem visual que possibilita a criação de aplicativos para dispositivos móveis com Sistema Operacional *Android* [71].

Desenvolvido por uma parceria entre o *Google* e o *Massachusetts Institute of Technology* (MIT), é disponibilizado via *web* e administrado pela equipe do Centro do MIT para a aprendizagem Móvel com a colaboração do Laboratório de Ciência da Computação e Inteligência Artificial do MIT e do *MIT Media Lab* [71].

Para a concepção de aplicativos, o *APP Inventor* exige apenas que o desenvolvedor possua uma conta *gmail*. Exibe uma interface simples e intuitiva, semelhante àquela disponível para o usuário da *StarLogo TNG*, incentivando programadores amadores, conforme pode ser verificado na Figura 5.2.

Os aplicativos desenvolvidos usando o *APP Inventor* são projetados em uma página *web* por meio de encaixe de blocos lógicos acessíveis em diferentes idiomas, inclusive em português. Através desse ambiente de criação, torna-se possível a implementação de aplicativos que envolvam recursos como reprodução multimídia, sensores do aparelho, GPS, entre outros. O *APP Inventor* apresenta as abas *Designer* e *Blocks Editor*. A aba *Designer* é destinada ao desenvolvimento da interface gráfica do aplicativo com mecanismos que proporcionam a edição e a configuração, à escolha do projetista e a aba *Blocks* mostra a interface de programação por blocos. O processo criativo pode ser acompanhado através de um emulador, disponível na própria plataforma ou por um *smartphone* conectado. Os servidores do *APP Inventor* armazenam o progresso do projeto na nuvem [71-74]. A Figura 5.3 apresenta, de forma resumida, a ferramenta de desenvolvimento *MIT APP Inventor* que viabiliza a concepção de aplicativos para a plataforma *Android*.



(a)



Figura 5.2: Comparação entre as interfaces: (a) *MIT APP Invento*r e (b) *StarLogo TNG*.



Figura 5.3: Ferramenta de desenvolvimento MIT APP Inventor para Android [71].

A Figura 5.4 apresenta uma visão geral da aba *Designer*. Essa área de trabalho possibilita a elaboração da aparência do aplicativo, por intermédio da seleção de componentes inclusos na coluna esquerda denominada *Palette*. A *Palette* se encontra dividida em 10 seções, conforme mostrado na Figura 5.5, para facilitar a localização dos itens como: botões, imagens, caixas de texto e funcionalidades como sensores e GPS.



Figura 5.4: Visão geral do MIT APP Inventor na aba designer.

Pal	ette		
Sea	rch Components		
U	ser Interface		
Li	ayout		
	HorizontalArrangement 💿		
	HorizontalScrollArrangement 🕤		
8	TableArrangement 💿		
	VerticalArrangement 💿		
8	VerticalScrollArrangement 💿		
Media			
Drawing and Animation			
Maps			
Sensors			
S	ocial		
S	torage		
C	Connectivity		
L	LEGO® MINDSTORMS®		
Experimental			
E	xtension		

Figura 5.5: Seções da Palette disponibilizadas na função designer.

Para a utilização e inclusão de algum componente disposto na coluna *Palette*, é necessário clicar sobre o item desejado e arrastá-lo para a área de trabalho, chamada de

Viewer. A *Viewer* provê ao usuário um ambiente para a organização dos componentes, proporcionando a construção gradativa do aplicativo de forma a atender às características desejadas. Cada item adicionado é automaticamente incluído na coluna *Components*. Acessando os itens expostos nesta coluna, é possível realizar a edição com maiores detalhes, consultando a coluna *Properties*, localizada na lateral direita. As edições incluem a definição de tamanhos, conteúdos dos textos, dos botões, caixas de informação, tamanho das imagens, entre outras.

A implementação do aplicativo torna-se viável mediante a organização, planejamento e programação dos blocos presentes na aba *Blocks Editor*, conforme exposto na Figura 5.6.



Figura 5.6: Visão geral do MIT APP Inventor na aba blocks.

O menu da lateral esquerda fornece a lista dos blocos disponíveis para a estruturação das instruções que regem o aplicativo. Os blocos incorporam comandos matemáticos, de execução e lógicos. Além disso, uma instrução é resultante da associação de um ou mais blocos. Para facilitar a integração e a construção das ações, os comandos são estruturados como peças de quebra-cabeças, permitindo que funções exclusivamente compatíveis se encaixem.

Os blocos matemáticos (*math*) viabilizam a utilização de operadores matemáticos variados, conferindo suporte às funções trigonométricas: seno, cosseno, tangente e seus respectivos arcos, conforme pode ser observado na Figura 5.7.



Figura 5.7: Operadores matemáticos suportados pelo bloco math.

As funções hiperbólicas não se encontram previamente definidas no formato de peças, como as demais presentes no bloco *math*. Para o desenvolvimento do aplicativo foi necessária a utilização das funções cosseno hiperbólico e arco cosseno hiperbólico. Com esta finalidade, essas funções foram calculadas por intermédio da aplicação das fórmulas matemáticas correspondentes. As fórmulas para o cálculo das funções cosseno hiperbólico e arco cosseno hiperbólico e arco cosseno hiperbólico e arco cosseno hiperbólico são descritas pelas Equações (5.1) e (5.2), respectivamente.

$$\cosh(\mathbf{x}) = \frac{e^x + e^{-x}}{2} \tag{5.1}$$

$$\operatorname{arcosh}(\mathbf{x}) = \ln\left(x + \sqrt{x^2 - I}\right),\tag{5.2}$$

onde, *e* representa a constante igual a aproximadamente 2,718.

O APP Inventor conta com um emulador da plataforma Android baseado em Java que possibilita ao usuário acompanhar o progresso do desenvolvimento do aplicativo e testar o seu funcionamento no computador. A Figura 5.8 ilustra o funcionamento dessa ferramenta.



Figura 5.8: Emulador da plataforma Android conectando-se ao MIT APP Inventor.

Uma outra alternativa disponível ao desenvolvedor para a realização de testes e acompanhamento do progresso do aplicativo consiste na utilização de *smartphones*. Para isso, faz-se necessário baixar e instalar o aplicativo *MIT AI2 Companion* disponibilizado na biblioteca da *Play Store*. Em seguida, acessando no menu a opção *Connect*, seleciona-se a função *AI Companion*. É possível se conectar por intermédio da leitura do QR *code* gerado pelo site ou digitando o código na caixa de texto, conforme exibido na Figura 5.9. A Figura 5.10 ilustra a tela de abertura do aplicativo *MIT AI2 Companion*, onde ambas as funções se encontram perceptíveis, exemplificando tanto o QR *code* quanto o código na caixa de texto.



Figura 5.9: QR code e código gerados pelo site para a conexão com o smartphone.



Figura 5.10: Tela de abertura do aplicativo MIT AI2 Companion.

O aplicativo finalizado pode ser exportado para o computador, extensão.apk, com o propósito de ser transferido para os dispositivos móveis, via cabo USB ou se desejado, armazenado na nuvem para uso posterior. O *MIT APP Inventor* provê a possibilidade do aplicativo ser publicado na loja virtual *Google Play Store*. Para este fim, é requerida uma conta de desenvolvedor no *Google Play Developer Console*, cuja taxa de abertura é de U\$ 25.

5.4. Desenvolvimento do aplicativo

No cenário atual, podemos constatar o crescimento exponencial na utilização dos dispositivos móveis, como *smartphones* e *tablets*. Tamanha demanda reflete no aumento do número de pesquisas direcionadas ao desenvolvimento de *softwares* dedicados a esses dispositivos.

Estudos destinados à concepção e implementação de aplicativos para os dispositivos móveis são essenciais, tendo em vista o notável potencial desses instrumentos. Esses aparelhos portáveis são eficazes no gerenciamento de tarefas, resolução de problemas, armazenamento e manipulação de um grande volume de dados, sendo capazes de reduzir o tempo tomado para a finalização de processos [13].

Neste contexto, com o intuito de auxiliar estudantes e pesquisadores no dimensionamento de filtros passivos na configuração *parallel edge coupled line*, foi proposto o estudo, o desenvolvimento e a avaliação de um aplicativo com base no sistema operacional *android*. O método formulado para a concepção do aplicativo é composto por sete etapas, sendo essas ilustradas na Figura 5.11.



Figura 5.11: Etapas do processo de concepção do aplicativo.

A escolha do filtro foi norteada pelas características intrínsecas dessa configuração como: equações bem definidas, pouco deslocamento em torno da frequência central, simplicidade, dimensões reduzidas, facilidade na fabricação, entre outras [51].

Para o desenvolvimento adequado de um aplicativo é essencial o reconhecimento preliminar das necessidades dos usuários que o aplicativo deve atender, além das funcionalidades básicas que o aplicativo precisa comportar. Com esta finalidade, foi realizada uma análise dos critérios que permitem a síntese do filtro abordado na Seção 2.5.1. Neste âmbito, foi proposto o estudo da ferramenta de desenvolvimento *MIT APP Invento*r para averiguar se as funções necessárias para a caracterização do filtro eram apreendidas pela plataforma, tornando o projeto realizável.

O *MIT APP Inventor*, apesar de exibir uma interface simples e intuitiva, não especifica detalhadamente o local da ocorrência de erros que sucedem a execução. Desta forma, a fim de obter uma melhor compreensão do funcionamento dos processos e identificar possíveis erros, o aplicativo foi desenvolvido em pequenas etapas, de modo a assegurar a migração para a versão anterior quando necessário [71-74].

Com o propósito de expandir as possibilidades na composição da interface gráfica, a edição das imagens apreendidas pelas telas de navegação do protótipo foi desempenhada na plataforma *online Canva*. Este recurso via *web* dispõe de ferramentas descomplicadas para a elaboração de *design* e edição [75]. Durante o desenvolvimento gráfico, optou-se pela elaboração de telas limpas, de forma que a organização das funções do aplicativo favorecesse a navegação e o uso intuitivo por parte do usuário. Todas as etapas de desenvolvimento foram acompanhadas por um *smartphone* conectado, modelo *Galaxy Gran Prime* da Samsung.

O fluxograma é uma ferramenta visual versátil utilizada com o intuito de descrever o fluxo de ação que sucedem um determinado projeto. Para tanto, dispõe de símbolos geométricos básicos para simplificar a transição das informações dentro de uma sequência operacional [76]. Neste trabalho, foi desenvolvido um fluxograma de navegação com o intuito de auxiliar a compreensão do fluxo de operação do aplicativo desenvolvido. O fluxograma pode ser visto na Figura 5.12.



Figura 5.12: Fluxograma de navegação do aplicativo [77].

O aplicativo apresenta como sua principal funcionalidade, o dimensionamento das linhas de microfita acopladas referentes ao filtro proposto. Este dimensionamento resulta na espessura, comprimento físico e espaçamento dessas linhas ao usuário. A tela de abertura do *software* é composta por caixas de texto, responsáveis pela inserção dos parâmetros relativos às especificações pretendidas para operação do filtro e às características intrínsecas do substrato, conforme mostrado na Figura 5.13.

O protótipo oferece suporte para confecção de filtros de ordens compreendidas entre 1 e 10, tendo como base a tabela dos elementos normalizados de *Chebyshev* de 0,5 dB de *ripple* na banda passante, disponibilizado para consulta no Anexo C.

Adicionalmente, para favorecer o processo de conectorização, optou-se pelo emprego de linhas de microfita, localizadas nas extremidades, junto aos conectores de impedância característica igual à 50 *ohms*.

Os parâmetros de entrada são convertidos em variáveis de admissão dos procedimentos computacionais. Por conseguinte, o resultado é armazenado e transferido para ser exibido na tela denominada Dimensões finais, por intermédio do banco de dados local do MIT APP *Inventor*, o *Tiny DB*, conforme apresentado na Figura 5.14. Ao tentar

inserir um *caractere* incorreto, o *software* identifica o erro e emite uma notificação ao usuário, conforme destacado na Figura 5.15.



Figura 5.13: Tela de abertura do aplicativo.



Figura 5.14: Resultado do dimensionamento físico do filtro proposto.

O direcionamento para o Menu principal, disponibilizado em todas as telas do aplicativo, tem por pretensão possibilitar a concepção de novos projetos e viabilizar o acesso aos recursos complementares. Botões adicionais foram incorporados ao Menu principal a fim de promover o esclarecimento dos parâmetros de entrada do protótipo e dos principais conceitos referentes à configuração *parallel edge coupled line*. Os dados necessários para o estabelecimento de contato com os desenvolvedores para sugestões e eventuais dúvidas são apreendidos pelo último botão do Menu Principal. O conjunto das Figuras 5.16 exprime a interface das telas citadas.



Figura 5.15: Aviso de erro causado pela inserção de um caractere inapropriado.



Figura 5.16: Telas do *software* desenvolvido: (a) menu principal (b) resumo sobre a configuração *parallel edge coupled line* (c) esclarecimento sobre os parâmetros de entrada do aplicativo e (d) informações para contato.

Em face à necessidade de validação dos resultados gerados via aplicativo, os parâmetros de dimensionamento das linhas foram representados no esquemático e caracterizados em ambiente de simulação pelo *software Ansys Designer*. Neste contexto, são considerados dois substratos para avaliação, o RO6010 da *Rogers Corporation* e o FR-4 (*Flame Retardant 4*).

A Tabela 5.1 destaca as variáveis de entrada do aplicativo para o material RO6010. Os parâmetros físicos de dimensionamento obtidos pelo *software* são listados de forma concisa na Tabela 5.2 e representados esquematicamente através da Figura 5.17.

Especificações do projeto			
Ordem do filtro (n)	3,000		
Frequência central	2,655 GHz		
FBW	0,250		
Propriedades do substrato RO6010			
Espessura (h)	2,5 mm		
Constante dielétrica (ε_r)	10,2		

Tabela 5.1: Dados de entrada no aplicativo

Tabela 5.2: Dimensões do filtro projetado [em mm]

Ν	Largura (W)	Espaçamento (S)	Comprimento (L)
1	1,44047	0,20725	11,00859
2	2,079298	0,47211	10,85591
3	2,079298	0,47211	10,85591
4	1,44047	0,20725	11,00859
Linhas de entrada e saída de impedânc			a 50 ohms
Comprimento físico		10,80221	
Largura			2,34515



Figura 5.17: Esquemático do filtro passa-faixa de ordem N=3 no substrato RO6010.

A Figura 5.18 reporta os resultados da análise de circuitos, em ambiente de simulação, a fim de obter as curvas relativas dos coeficientes de transmissão (s_{21}) e de reflexão da estrutura (s_{11}). As simulações foram realizadas na faixa de frequência de 1,5 GHz a 3,75 GHz, caracterizando o modelo proposto segundo suas curvas correspondentes aos parâmetros mencionados. A curva sólida expressa a função s_{21} e, enquanto a pontilhada o s_{11} . Verifica-se, com o auxílio de marcadores, que o filtro opera na faixa compreendida entre as frequências de 2,09 GHz e 3,10 GHz, condizente com o esperado para o projeto. O filtro projeto pelo aplicativo possui uma perda de inserção de 0,25 dB na frequência central de 2,59 GHz, o que aponta para um deslocamento em frequência de 0,061 GHz.



Figura 5.18: Resultado da simulação do filtro passa-faixa de ordem N=3 no substrato RO6010 projetado automaticamente pelo aplicativo.

Adicionalmente, visando abranger cenários distintos, foi adotado o substrato de baixo custo FR-4. As especificações pretendidas para o projeto estão mostradas na Tabela

5.3. Os parâmetros de dimensionamento, calculados a partir dos dados citados, encontramse resumidas na Tabela 5.4. O esquemático pode ser visualizado na Figura 5.19.

Especificações do projeto		
Ordem do filtro (n)	4	
Frequência central	1,8 GHz	
FBW	0,1	
Propriedades do substrato FR-4		
Espessura (h)	1,575 mm	
Constante dielétrica (ε_r)	4,3	

Tabela 5.3: Dados de entrada no aplicativo

Tabela 5.4: Dimensões do filtro projetado [em mm]

N	Largura (w)	Espaçamento (s)	Comprimento (L)	
1	2,59695	0,0998	23,20735	
2	3,31741	0,63184	22,98002	
3	3,36366	0,77292	22,96688	
4	3,31741	0,63184	22,98002	
5	2,59699	0,09981	23,20733	
Linhas de entrada e saída de impedância 50 <i>ohms</i>				
Comprimento físico			23,0551	
Largura			3,06322	



Figura 5.19: Esquemático do filtro passa-faixa de ordem N=4 no substrato FR-4.

Observando-se o gráfico expresso pela Figura 5.20, proveniente da caracterização em *software*, verifica-se que o modelo proposto opera na frequência central de 1,80 GHz, desta forma, distanciando-se em 0,001 GHz da frequência projetada. As simulações foram

realizadas na faixa de frequências de 1 GHz a 2,5 GHz, caracterizando o modelo segundo suas curvas correspondentes aos coeficientes de transmissão, linha cheia, (s_{21}) e de reflexão, linha pontilhada, (s_{11}) . Verifica-se, com o auxílio de marcadores, a banda teórica da estrutura, compreendida entre as frequências de 1,58 GHz e 2,02 GHz, com uma perda de inserção de 2,88 dB na frequência central.





Em ambos os casos, a modelagem dos filtros propostos e obtidos a partir do dimensionamento das linhas pela utilização do aplicativo, exibiu boa concordância, indicando um grande potencial para o *software* desenvolvido. O dimensionamento implica em obter o resultado da espessura, do comprimento físico e do espaçamento das linhas tendo como base as equações abordadas na literatura e expressas no Capítulo 2, cabendo ao usuário recorrer a ajustes paramétricos, quando necessário. O aplicativo desenvolvido corresponde às expectativas preliminares de funcionalidade, conferindo estimativas iniciais para a síntese de dispositivos, tendo em vista às demandas específicas do projeto a ser implementado.

A seção seguinte propõe abordar a última etapa do método que compreende o processo de avaliação do aplicativo. Trata-se de uma pesquisa que investiga, contabiliza e avalia a adequabilidade exibida pelo aplicativo.

5.5. Avaliação do aplicativo

A engenharia de *software* tem o propósito de fornecer as diretrizes que conduzem os processos de desenvolvimento, operação e manutenção de um determinado *software*. A utilização de uma abordagem sistemática e mensurável reduz o tempo decorrente nos processos de criação e possibilita o alcance de um produto final condizente com os requisitos impostos pelo público-alvo. Neste contexto, a qualidade de *software* pode ser compreendida como sendo uma gestão de qualidade que visa fornecer um produto final útil que agregue valor tanto para seus desenvolvedores quanto para os que o utilizam [78]. Algumas premissas são comumente consideradas para quantificar a qualidade de um dado *software*. [79]. Ditas premissas reúnem aspectos pertinentes a serem considerados, provendo uma análise do sistema como um todo, como por exemplo:

• Funcionalidade: Conjunto de atributos, funções e suas propriedades específicas.

• Usabilidade: O esforço necessário para aprender, operar, preparar a entrada e interpretar a saída de um programa.

• Confiabilidade: Executa a função pretendida com a precisão exigida.

• Manutenibilidade: O esforço exigido para localizar e reparar erros em um programa.

• Portabilidade: O esforço exigido para transferir o programa de um ambiente de sistema de *hardware* e/ou *software* para outro.

• Eficiência: Quantidade de recursos de computação e de código exigida para que um programa execute sua função.

A realização de testes com usuários é uma etapa importante que compõe a engenharia de *software*, permitindo que o público de interesse valide os requisitos básicos de operação do sistema. Para este fim, foram convidados estudantes e profissionais familiarizados com a área, a fim de realizar a avaliação do aplicativo desenvolvido em diferentes pontos de vista. Com este propósito, foi elaborado um questionário através da ferramenta *Google Forms* [80] do *Google*. As respostas obtidas nas avaliações foram analisadas de acordo com suas respectivas médias. Para cada questão foi atribuída uma nota na escala de 1 a 5 e as notas das avaliações iguais ou superiores a quatro foram consideradas satisfatórias. A Tabela 5.5 apresenta as questões formuladas aos avaliadores em função dos parâmetros avaliados.

Questão	Parâmetro avaliado
O aplicativo atende ao objetivo proposto	Funcionalidade
Procede corretamente em casos de erro	Confiabilidade
O tempo para a execução das tarefas é aceitável	Eficiência
Exibe as informações de forma clara	Usabilidade
O aplicativo alerta ao usuário sobre a entrada de um <i>caractere</i> inapropriado	Confiabilidade
Os recursos são suficientes para sua utilização	Eficiência
O aplicativo é fácil de operar	Usabilidade
É fácil de instalar o aplicativo no dispositivo móvel	Portabilidade
A interface do aplicativo é adequada	Portabilidade
É fácil identificar erros, caso ocorram	Manutenibilidade

Tabela 5.5: Questões propostas para a avaliação da qualidade do aplicativo.

Visando facilitar a análise das respostas obtidas e apurar os resultados dos parâmetros avaliados de acordo com cada participante, calculou-se a média para cada questão proposta. A Tabela 5.6 resume os resultados obtidos a partir da análise concebida.

Tabela 5.6: Resultado da análise dos parâmetros avaliados.

Parâmetro analisado	Média
Funcionalidade	5,00
Confiabilidade	4,25
Eficiência	4,90
Usabilidade	5,00
Portabilidade	4,85
Manutenibilidade	4,20

Verifica-se que as médias calculadas variaram entre os valores de 4,2 e 5, indicando que o aplicativo opera de forma satisfatória. As menores pontuações de média obtidas consistem nos parâmetros de manutenibilidade e confiabilidade. Esses aspectos estão
concentrados no esforço exigido para localização e resolução de falhas durante o funcionamento do aplicativo. Uma das desvantagens reconhecidas para o aplicativo proposto consiste na incapacidade de abranger outras plataformas, ou seja, não é multiplataforma. Meios alternativos para o desenvolvimento de aplicativos incorporando diferentes sistemas operacionais poderão ser testados e empregados em trabalhos futuros.

O aplicativo desenvolvido cumpriu seus objetivos, conforme os requisitos levantados, demonstrando a viabilidade do projeto. O *software* implementado é uma ferramenta eficaz para auxiliar estudantes e pesquisadores no dimensionamento de filtros passivos na *configuração parallel edge coupled line*.

Capítulo 6

Conclusão

O presente trabalho teve o intuito de realizar a pesquisa e o desenvolvimento de osciladores operando na frequência de 3,5 GHz, sendo esta uma das faixas eleitas pela Anatel para a implementação do 5G no Brasil.

Com o objetivo de possibilitar a geração do módulo oscilador, a configuração proposta compreendeu a utilização de filtros passivos do tipo passa-banda, de um amplificador LNA e um divisor de potência na junção Y.

Com esta finalidade os filtros passa-faixa e os divisores de potência foram projetados e caracterizados, por simulação e experimentalmente. As equações e técnicas encontradas na literatura se mostraram úteis para uma estimativa inicial das dimensões físicas e obtenção da frequência de ressonância dos dispositivos.

O filtro passa-faixa na configuração *parallel edge coupled line* exibiu uma largura de banda medida de 145,6 MHz. A perda de inserção estabeleceu-se por volta de 6,23 dB na frequência central de 3,482 GHz.

As estruturas nas configurações de três e duas seções apresentaram respostas de banda dupla. Contudo, em ambos os casos os dispositivos operaram de forma mais eficiente nas segundas porções centradas nas frequências de 3,74181 GHz e 3,749 GHz, respectivamente. No filtro passa-faixa com três seções verificou-se uma perda de inserção de 1,68 dB na frequência de 3,74181 GHz. Por sua vez, a porção centrada em 3,749 GHz exibiu uma perda de inserção de 0,40 dB.

No que diz respeito ao desempenho do filtro *hairpin* com o conector na horizontal, a perda de inserção para a frequência de 3,790 GHz alcançou o valor de 1,86 dB. Neste modelo verificou-se um comportamento multibanda, entretanto, a perda de inserção correspondente a primeira frequência de ressonância estabeleceu-se em torno de 16,73 dB. Desta forma, inviabilizando a utilização da faixa na qual se encontra compreendida na composição do oscilador.

O dispositivo *harpin* com conector na vertical exibiu uma considerável perda de inserção em torno de 8,84 dB na frequência central de 3,405 GHz. Apesar da configuração proposta conferir alta perda de inserção na banda de 3,5 GHz, os resultados obtidos em ambiente de simulação e experimental apresentam boa correlação.

A curva obtida para a caracterização da perda de inserção do filtro tipo ressoador medido experimentalmente, assemelha-se à curva gerada em ambiente de simulação. O dispositivo centrado na frequência de 3,52 GHz, exibe uma perda de inserção em torno de 6,93 dB desta frequência de ressonância. Em relação à frequência projetada, apresenta um deslocamento de 0,02 GHz.

As estruturas leves e compactas, além de exibirem uma estreita largura de banda passante, atendem as principais características desejadas, tendo em vista a aplicação em sistemas de comunicação sem fio no cenário atual.

Ressalta-se que a diferença dos valores simulados e medidos obtidos para a frequência de ressonância e largura de banda pode ser atribuída tanto à diferença das propriedades do substrato dielétrico informadas pelo fabricante (permissividade e tangente de perdas), quanto ao tipo de simulação utilizada, que é realizada por modelo de circuitos. Além disso, são desprezadas na simulação, as características reais não homogêneas do material empregado na fabricação, os conectores soldados às linhas de entrada e saída e o comprimento físico dos cabos, presentes na fase experimental.

O oscilador foi implementado foi na configuração de amplificação com ganho em malha de realimentação. Os osciladores apresentados exibiram alto fator de qualidade e pouca variação de frequência, o que viabiliza a aplicação em circuitos de sincronismo e de conversão A/D, D/A. Os dispositivos implementados constituem uma solução barata e de fácil integração com circuitos de microondas. Os resultados experimentais validam a análise desenvolvida e confirmam o projeto proposto.

Destaca-se o circuito de oscilação projetado com o filtro passa-faixa na configuração *parallel edge coupled line*. Este dispositivo operou de forma mais eficiente apresentando um mínimo deslocamento em frequência em torno da frequência e um alto fator de qualidade. A frequência de oscilação medida foi de 3,4898 GHz com fator de qualidade na ordem de 5800.

Similarmente, o aplicativo desenvolvido cumpriu seus objetivos, conforme os requisitos levantados, demonstrando a viabilidade do projeto. O aplicativo implementado é uma ferramenta eficaz para auxiliar estudantes e pesquisadores no dimensionamento de filtros passivos na configuração *parallel edge coupled line*. Outras plataformas de desenvolvimento poderão ser testadas e empregadas, o que possibilitaria ao aplicativo abranger outros sistemas operacionais e conferindo mecanismos para controle de erros, ausentes na *MIT APP Inventor*.

Para projetos futuros, a fim de reduzir as perdas referentes ao comprimento da malha causada pela presença dos cabos, deve ser realizada a integração de todos os componentes do módulo de oscilação, em uma única placa de circuito impresso. Adicionalmente, devido às altas perdas do substrato FR-4 em frequências acima de 2 GHz, recomenda-se a utilização de substratos que apresentem uma menor tangente de perdas. Complementarmente, sugere-se que seja investigado o sinal de saída do oscilador com um osciloscópio, a fim de avaliar a forma de onda obtida.

Publicações

- [1] Carvalho, R. N.; Carvalho, N. P.; Ferreira, T. N.; Matos, L. J.; Magri, V. P. R. Protótipos de Filtros Passivos e Osciladores de Banda Dupla. MOMAG, 2018, Santa Rita do Sapucaí.
- [2] Carvalho, R. N.; Schaeffer, M.; Magri, V. P. R.; Ferreira, T. N.; Matos, L. J. Caracterização de protótipos de filtros seletivos em frequência na faixa do LTE. XXXVII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais (SBRT), 2019, Petrópolis.
- [3] Mota, V. L. G; Carvalho, R. N.; Correa, C. R. B.; Renna, R. B.; Magri, Vanessa P. R.; Ferreira, T. N.; Castellanos, P. V. G.; MATOS, L. J. Evolução da Tecnologia de Telefonia Móvel e Estudo e Caracterização de um Sistema Móvel 5G de Quinta Geração. Engevista (UFF).
- [4] Carvalho, R. N.; Carvalho, N. P.; Magri, V. P. R.; Ferreira, T. N. Aplicativo para dimensionamento de filtro passa-faixa para micro-ondas. Aceito no MOMAG 2020, Niterói.
- [5] Carvalho, R. N.; Carvalho, N. P.; Magri, V. P. R.; Ferreira, T. N. Protótipos de filtros passivos de micro-ondas aplicados a osciladores. Aceito no MOMAG 2020, Niterói.
- [6] Coelho, A. T. C; Carvalho, R. N.; Silva, M. W. B. S; MATOS, L. J. "Improving the Performance of ISM Antenna through Frequency-Selective Surfaces". Aceito no MOMAG 2020, Niterói.

Referências

- [1] Fettweis, G.; Alamouti, S. "5G Personal mobile internet beyond what cellular did to telephony." IEEE Communications Mag., vol. 52, n. 2, p.140-145, 2014.
- [2] Mendes, L. L. 5G para áreas remotas: o cenário esquecido. Disponível : https://digital.futurecom.com.br/especialistas/5g-para-reas-remotas-o-cen-rio-esquecido>Acesso em: 03/11/2019
- [3] Huawei Technologies CO, LTD. 5G Uma Visão Tecnológica, 2013.
- [4] Anatel. Disponível: https://www.anatel.gov.br/institucional/component/content/article/171-manchete/2491-anatel-aprova-consulta-publica-para-licitar-faixas-de-frequencias-para-o-5g
- [5] Canal Tech. Disponível: https://canaltech.com.br/telecom/anatel-define-as-primeiras-frequencias-para-instalacao-de-5g-no-brasil-140101
- [6] Canal Telesintese. Disponível: http://www.telesintese.com.br/anatel-pensa-em-licitar-frequencia-de-35-ghz-em-2019-para-acelerar-5g-no-pais/
- [7] Mendes, R. R. 5g: A quinta geração. Faculdade de Engenharia. Universidade do Porto, Portugal, 2013.
- [8] Hossain, E.; Rasti, M.; Tabassum, H.; Abdelnasser, A. 5G: Evolução para Múltiplas Camadas Celular Sem Fio, 2014.
- [9] Tehrani, M. N.; Uysal, M.; Yanikomeroglu, H. "Device-to-device communication in 5g cellular networks: challenges, solutions, and future directions." IEEE Communications Magazine, IEEE, vol. 52, n. 5.
- [10] Chang, C. L.; Tseng, C. H. "Design of Low Phase-Noise Oscillator and Voltage-Controlled Oscillator Using Microstrip Trisection Bandpass Filter." IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 21, n. 11, p. 622-624.
- [11] Razavi, B. A. Tale of Two ADCs: Pipelined Versus SAR IEEE Solid-State Circuits Magazine. DOI: 10.1109/MSSC.2015.2442372, 2015.
- [12] Sedra, A.; Smith, K. Microelectronic Circuits. The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering. Oxford University Press, Reino Unido, ed. 7, 2014.

- [13] Marin, H. F. M.; Cunha,I. C. K. Perspectivas atuais da Informática em Enfermagem. Rev.bras.enferm, vol.59, n.3, 2006.
- [14] Itoh, K. A Historical Review of Low-Power, Low-Voltage Digital MOS Circuits Development. IEEE Solid-state circuits magazine, 2013.
- [15] Bass, M., Christensen, C. *The Future of the Microprocessor Business*. IEEE SPECTRUM, 2002.
- [16] O que é o 5G e como ele vai mudar sua vida. Disponível: < https://exame.abril.com.br/tecnologia/o-que-e-o-5g-e-como-ele-vai-mudar-a-suavida/.>
- [17] Badoi, C. I.; Prasad, N.; Croitoru, V.; Prasad, R. 5G Baseado em Rádio Cognitivo, 2010.
- [18] Niu, Y.; Li, Y.; Jin, D.; Su, L.; Vasilakos, A. V. A survey of millimeter wave communications (mmWave) for 5G: opportunities and challenges. Wireless Networks, vol. 21, n. 8, p. 2657–2676, 2015.
- [19] Nokia. 5G Use Cases and Requirements. White Paper, p. 1–16, 2014.
- [20] Dat, P. T.; Kanno, A.; Yamamoto, N.; Kawanishi, T. 5G transport networks: the need for new technologies and standards, IEEE Communications Magazine, vol. 54, n. 9, p. 18-26, 2016.
- [21] Consulta Pública Anatel. Portaria n.9. Disponível: https://sistemas.anatel.gov.br/sacP/Contribuicoes/ TextoConsulta.asp?CodProcesso= C2308&Tipo =1&Opcao =andamento>
- [22] Tocci, J. R.; Widmer, S.N. Sistemas Digitais. Prentice Hall, 2003.
- [23] Taub, H.; Schiling, D. Eletrônica Digital. McGraw Hill, 1982.
- [24] Maxim integrated. Understanding SAR ADCs: Their Architecture and Comparison with Others ADCs, 2001. Disponível: https://www.maximintegrated.com/en/design/technical-documents/tutorials/1/1080.html>
- [25] Martin, K. Analog Integrated Circuit Design. Toronto, Canadá, 1997.
- [26] Kester, W.; Engineeri, A. D. I. Data conversion handbook. Newnes, 2005.
- [27] Razavi, B. Fundamentals of Microelectronics. John Wiley & Sons, ed. 2, 2013.

- [28] Franco, S. Design with Operational amplifiers and analog integrated circuits, ed. 3, 2001.
- [29] Yue, C. P.; Wong, S. S. "On-chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RF ICs." IEEE Journal of Solid-State Circuits, San Francisco, vol. 33, n. 5, p. 743–752, 1998.
- [30] Nascimento, Do. J. Telecomunicações. Makron Books do Brasil, São Paulo, p. 340, ed.2, 2000.
- [31] Pertence, A. J. Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos. Bookman, Porto Alegre, p. 328, ed. 8, 2015.
- [32] Leven, A. Telecommunication Circuits and Technology. Elsevier Inc. (S&T Books and Cell Press), Cambridge, p. 388, ed.1, 2000.
- [33] González, G. Foundations of Oscillator Circuit Design. Artech House, Boston, ed.1, 2007.
- [34] Schubert, J. T.; Kim, E. M. Fundamentals of Electronics: Book 4 Oscillators and Advanced Electronics Topics. Morgan & Claypool, California, ed.1, 2016.
- [35] Dai, L.; Harjani, R. Design of high-performance CMOS voltage-controlled oscillators. Springer US, Filadélfia, vol. 708, p.158, ed. 1, 2012.
- [36] Ribeiro, J. A. J. Notas de aula: Dispositivos não Lineares.
- [37] Ravazi, B. Design of Analog CMOS Integrated Circuits. McGraw-Hill, New York, 2001.
- [38] Wang, W.; Lin, X. "A dual-band bandpass filter using open-loop resonator", 5th Global Symposium Milimeter Wave ." Harbin, China, p. 575-578, 2012.
- [39] He, W.; Ma, Z; Chen, C.-P.; Anada, T. ; Kobayashi, Y. " A novel dual-band bandpass filter, using microstrip stb-loaded two mode resonators with source and load coupling." Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2008), Macau, China, p. 1-4, 2008.
- [40] Garcia, R. G.; Renedo, M. S.; Ferreras, M.M. J. "A type of planar array-antenna feeding network with single/multiband filtering capability", IET Microwaves, Antennas & Propagation, vol. 9, p.1271-1274, 2010.
- [41] Chen, F.C.; Chu, Q. X.; Li, Z. H.; Wu, X. H. "Compact dual-band bandpass filter with controllable bandwidths using stub-loaded multiple-mode resonator", IEEE Microwaves, Antennas & Propagation, vol.6, n.10, p.11.

- [42] Chen,F.C. "Design of a compact microstrip quint-band filter based on the tri-mode stub-loaded stepped-impedance resonators", IEEE Microwave Wireless Components Letters, vol.22, n.7, p.357-359, 2012.
- [43] Hsu, K.W.; Tu,W. H. "Design of a novel four-band microstrip bandpass filter using double-layered substrate", IEEE MTT-S Int. Symp., Boston, p.1041-1044, 2009.
- [44] Chen, F.C.; Huang, T.Y; Wu, R. B." Design of dual-and triple-passband filters using alternately cascaded multiband resonators", IEEE Trans. Microwave Theory Techniques, vol.54, n.9, p.3550-3558, 2006.
- [45] Zayniyev, D.; Budimir, D. "*Dual-band microstrip antenna filter for wireless communications*", IEEE Antennas Propagation Society Int. Symp. (AP-S 2010), Toronto, Canada, p.1-4, 2010.
- [46] Karpuz, C.; Gorur, A."*Dual-mode dual-band microstrip filters*", European Microwave Conference (EuMC 2009), Rome, Italy, p.105-108, 2009.
- [47] Abramowicz, A. "Microstrip filters based on dual-mode planar resonators", 14 th Int. Conf. Microwaves, Radar and Wireless Communications (MIKON 2002), Gdansk, Poland, vol.2, p.616-619, 2002.
- [48] Chen, F.C.; Chu, Q.X. "*Tri-band bandpass filter using assembled multiband resonators*", Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2008), Macau, China, p.1-4, 2008.
- [49] Mehran, R."Computer-aided design of microstrip filters considering dispersion, loss, and discontinuity effects", IEEE Transactions Microwave Theory Techniques, vol.27, n.3, p.239-245,1979.
- [50] Edwards, T. C. Foundations for Microstrip Circuits Design. John Wiley and Sons, New York, 1991.
- [51] Hong, J. S.; Lancaster, M. J. Microstrip filters for RF/ Microwave applications, Wiley Interscience, New York, 2001.
- [52] Pozar, D. M. Microwave Engineering. Wiley, New York, ed.3, 2005.
- [53] Bryant, T. G.; Weiss, J. A., "Parametrs of microstrip transmission lines and of coupled pairs of microstrip lines" IEEE Tran. Microwave Theory Tech, vol. MTT-12, p. 1021-1027, 1968.
- [54] Akhtarzad, S.; Rowbotham, T. R.; Jones, P. B. "*The design of coupled microstrip lines*" *IEEE Tran. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-23, p. 486-492, 1975.

- [55] Jhonson, D. E. Introduction to Filter Theory. New Jersey, 1976.
- [56] White, J. F.High Frequency Techniques: an introduction to RF and microwave engineering. New Jersey, 2004.
- [57] Lopes, S. L. "Algoritmos Genéticos em Projetos de Engenharia: aplicações e perspectivas futuras," 4º Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, 1999.
- [58] Alvizuri, I.N.R.; Abdalla, H. J., Carvalho, P.; Carvalho, T.; Chaiben, M.; Evangelista, C. "Narrow Band Cross-Coupled Microstrip Filter Using Miniaturized Resonator", IASTED on Circuits, Signals and Systems". USA, 2004.
- [59] Makimoto, M; Yamashita, S. "Microwave Resonators and Filters for Wireless Communication". ISBN 1437-0387, Berlin, 2001.
- [60] Serra, P. C. "Teoria e projeto de filtros". Cartgraf Editora LTDA, São Paulo, 1983.
- [61] Grassin, C. Disponível: < http://www.charleslabs.fr/en/project-hairpin +filter+ design>.
- [62] LPKF. Disponível: < https://www.directindustry.com/pt/prod/lpkf-laserelectronics/product-9183-435759.html>
- [63] Componentes da LPKF. Disponível https://jp.lpkf.com/products/rapid-pcb-prototyping/circuit-board-plotters/accessoires.
- [64] Era5+. Disponível: <https://www.minicircuits.com/WebStore/ dashboard.html? model= ERA-5%2B>
- [65] Magalhães, P. E. M. Estudo de modulações para canais acústicos submarinos. Dissertação de mestrado. Universidade Federal Fluminense, 2015.
- [66] Mota, V. L. G; Carvalho, R. N.; Correa, C. R. B.; Renna, R. B.; Magri, Vanessa P. R.; Ferreira, T. N.; Castellanos, P. V. G. ; Matos, L. J. "Evolução da Tecnologia de Telefonia Móvel e Estudo e Caracterização de um Sistema Móvel 5G de Quinta Geração". Engevista (UFF), 2019.
- [67] Evolução do telefone móvel. Disponível: https://www.bravotelecom.com/blog/ evolution-du-telephone-mobile/>
- [68] Silva, M.M.; Santos, M.T.P. "Os Paradigmas de Desenvolvimento de Aplicativos para Aparelhos Celulares." Revista T.I.S., vol.3, n.2, p.162-170, 2014Como funciona um aplicativo? Disponível : https://blog.za9.com.br/aplicativo-o-que-e-comofunciona-e-para-que-serve/>

- [69] Lee, W.M. Introdução ao Desenvolvimento de Aplicativos para Android. Ciência Moderna, 2011.
- [70] Meyer, M. A História do Android. Disponível: https://www.oficinadanet.com.br/ post/13939-a-historia-do-android>
- [71] Massachusetts Institute of Technology. (2012). Disponível:< appinventor.mit.edu/>
- [72] Apostila APP Inventor. Disponível:< http://www.aedmoodle.ufpa.br/ pluginfile.php/170097/mod_book/chapter/2317/MITAPP_Inventor_apostila.pdf
- [73] Cordeiro, F. APP Inventor: Guia de criação de Apps. Disponível:< https:// www.androidpro.com.br/blog/desenvolvimento-android/app-inventor/>
- [74] Arnobio, V. Introdução ao APP INVENTOR. Disponível:<https:// /technovationchallenge.org/wp-content/uploads/2015/01/tutorial-construcao_app-FaleComigo-pt.pdf>
- [75] Canva. Disponível: br/>
- [76] Manzano, J.A.N.; Oliveira, J. F. Algoritmos: lógica para desenvolvimento de programação de computadores, 2000.
- [77] LucidChart. Disponível em: <https://www.lucidchart.com>
- [78] Pressman, R.S. Engenharia de software. McGraw Hill Brasil, 2011.
- [79] Sanches, R.; Barbosa, F.E. Notas de aula: Qualidade de Produto de software.
- [80] Formulários Google. Disponível em https://www.google.com/intl/pt-BR/forms/about/>

Anexo A

Código para dimensionamento do filtro *parallel* edge coupled line

```
8-----
clear all
n1=[1,0.3053,1]
n2=[1,0.8431,0.6220, 1.3554]
n3=[1,1.0316, 1.1474,1.0316,1]
n4=[1,1.1088, 1.3062, 1.7704, 0.8181, 1.3554]
ex=[1, 1.4029, 1.7071, 1.9841]%0.5 dB ripple e ordem 2
ex2=[1,1.5963, 1.0967,1.5963,1]
%------Parâmetros de entrada-----
er=4.3
h=1.575
f=3.65
fb = 0.02
v=n2
g=size(v,2)
a=g-1
for i=1:1:a
  j(1)=sqrt((pi*fb)/(2*v(2)))
  j(a) = sqrt((pi*fb)/(2*v(a)*v(a+1)))
end
for i=2:1:a-1
  j(i)=(pi/2)*fb*(sqrt(1/(v(i)*v(i+1))))
end
for l=1:1:a
  zoe(l)=25*(1+j(l)+(j(l))^{2})
end
for l=1:1:a
  zoo(l)=25*(1-j(l)+(j(l))^2)
end
for n=1:1:a
  ae(n) = ((zoe(n)/60)*(((er+1)/2)^0.5))+((er-1)/(er+1))*(0.23+(0.11/er))
end
```

```
for n=1:1:a
  ao(n) = ((zoo(n)/60)*(((er+1)/2)^0.5))+((er-1)/(er+1))*(0.23+(0.11/er))
end
for n=1:1:a
  we(n) = (8*exp(ae(n)))/(exp(2*ae(n))-2)
  wo(n) = (8 \exp(ao(n)))/(\exp(2 * ao(n)) - 2)
end
for n=1:1:a
  numerador(n)=\cosh((pi/2)*we(n))+(\cosh((pi/2)*wo(n)))-2
  denominador(n) = cosh((pi/2)*wo(n)) - cosh((pi/2)*we(n))
  divisao(n)=numerador(n)/denominador(n)
  sh(n)=(2/pi)*acosh(divisao(n))
  s(n)=sh(n)*h
end
for n=1:1:a
pt1(n)=(cosh(sh(n)*pi/2))-1
  pt2(n)=((cosh((pi/2)*sh(n))+1))*(cosh((pi/2)*we(n)))
  wh(n)=(1/pi)*acosh((1/2)*(pt1(n)+pt2(n)))
  w(n)=wh(n)*h
end
for n=1:1:a
  hw(n)=1/(wh(n))
ere(n) = ((er+1)/2) + ((er-1)/2)*(1/(sqrt(1+12*hw(n))))
```

```
end
```

```
for n=1:1:a
lambdag(n)=300/(f*sqrt(ere(n)))
comprimento(n)= lambdag(n)/4
```

Anexo B

matriz=zeros(r,3);

Código para dimensionamento do filtro ressoador

```
close all; clear all; clc;
w= 1.1;
h= 1.27;
er=10.8;
s=[0.05:0.01:1];
tamanho=size(s);
r=tamanho(2);
mo= [w/h]*[0.619*log10(w/h)-0.3853];
ko = 4.26 - 1.453 * log10(w/h);
me = 0.8675;
ke = 2.043*(w/h)^0.12;
for k=1:1:r
Co(k) = [[(er/9.6)^{0.8}] * [(s(k)/w)^{mo}] * exp(ko)] * w * 10^{-3};
end
for k=1:1:r
 Ce(k)=12*[[(er/9.6)^{0.9}]*[(s(k)/w)^me]*exp(ke)]*w*10^{-3};
end
for i=1:1:r
Cp(i) = 0.5 *Ce(i);
Cg(i) = 0.5*Co(i)-0.25*Ce(i);
end
figure(1)
plot(s,Cp,'--',s,Cg)
title('Programa 1')
xlabel(\{'S', '(mm)'\})
```

```
for i= 1:1:r
    matriz(i,1)=s(i);
    matriz(i,2)=Cp(i);
    matriz(i,3)=Cg(i);
end
```

Anexo C

Tabela de Chebyshev com 0,5 dB de ripple

Low-Pass Chebyshev Filter Coefficients – 0.5 dB Ripple											
N	<i>g</i> 1	g_2	g_3	g_4	<i>g</i> 5	g_6	<i>g</i> ₇	g_8	g 9	g_{10}	<i>g</i> ₁₁
1	0.6986	1.0000									
2	1.4029	0.7071	1.9841					2			
3	1.5963	1.0967	1.5963	1.0000							
4	1.6703	1.1926	2.3661	0.8419	1.9841						
5	1.7058	1.2296	2.5408	1.2296	1.7058	1.0000					
6	1.7254	1.2479	2.6064	1.3137	2.4758	0.8696	1.9841				
7	1.7372	1.2583	2.6381	1.3444	2.6381	1.2583	1.7372	1.0000			
8	1.7451	1.2647	2.6564	1.3590	2.6964	1.3389	2.5093	0.8796	1.9841		
9	1.7504	1.2690	2.6678	1.3673	2.7939	1.3673	2.6678	1.2690	1.7504	1.0000	
10	1.7543	1.2721	2.6754	1.3725	2.7392	1.3806	2.7231	1.3485	2.5239	0.8842	1.9841

Fonte: Foster, Kristen. Disponível em: < https://slideplayer.com/slide/11597007/>