

João Vitor Rezende da Cunha

**Desenvolvimento de Simulador para o Sistema
Multiplexador SQUID de Micro-ondas baseado
em Calorímetros Metálicos Magnéticos**

Brasil

18 de janeiro de 2021

**TERMO DE CIÊNCIA E DE AUTORIZAÇÃO PARA DISPONIBILIZAR
VERSÕES ELETRÔNICAS DE TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO DE
GRADUAÇÃO NO REPOSITÓRIO INSTITUCIONAL DA UFG**

Na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Goiás (UFG) a disponibilizar, gratuitamente, por meio do Repositório Institucional (RI/UFG), regulamentado pela Resolução CEPEC nº 1204/2014, sem ressarcimento dos direitos autorais, de acordo com a Lei nº 9610/98, o documento conforme permissões assinaladas abaixo, para fins de leitura, impressão e/ou *download*, a título de divulgação da produção científica brasileira, a partir desta data.

O conteúdo dos Trabalhos de Conclusão dos Cursos de Graduação disponibilizado no RI/UFG é de responsabilidade exclusiva dos autores. Ao encaminharem o produto final, o autor e o orientador firmam o compromisso de que o trabalho não contém nenhuma violação de quaisquer direitos autorais ou outro direito de terceiros.

1. Identificação do Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação (TCCG):

Nome completo do autor: João Vitor Rezende da Cunha

Título do trabalho: Desenvolvimento de Simulador para o Sistema Multiplexador SQUID de Micro-ondas baseado em Calorímetros Metálicos Magnéticos

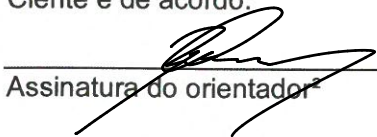
2. Informações de acesso ao documento:

Concorda com a liberação total do documento ☒ SIM ☐ NÃO¹

Independente da concordância com a disponibilização eletrônica, é imprescindível o envio do(s) arquivo(s) em formato digital PDF do TCCG.


Assinatura do autor²

Ciente e de acordo:


Assinatura do orientador

Data: 21 / 01 / 2021

¹ Neste caso o documento será embargado por até um ano a partir da data de defesa. Após esse período, a possível disponibilização ocorrerá apenas mediante: (a) consulta ao(à)s autor(a)(es)(as) e ao(à) orientador(a); b) novo Termo de Ciência e de Autorização (TECA) assinado e inserido no arquivo do TCCG. O documento não será disponibilizado durante o período de embargo.

Casos de embargo:

- Solicitação de registro de patente;
- Submissão de artigo em revista científica;
- Publicação como capítulo de livro;

² As assinaturas devem ser originais sendo assinadas no próprio documento, imagens coladas não serão aceitas.

João Vitor Rezende da Cunha

Desenvolvimento de Simulador para o Sistema Multiplexador SQUID de Micro-ondas baseado em Calorímetros Metálicos Magnéticos

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado à disciplina TCC, do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Goiás, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

Universidade Federal de Goiás - UFG

Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação

Trabalho de Conclusão de Curso

Orientador: Dr. Rodrigo Pinto Lemos

Coorientador: Dr. Jonas Augusto Kunzler

Brasil

18 de janeiro de 2021

João Vitor Rezende da Cunha

Desenvolvimento de Simulador para o Sistema Multiplexador SQUID de Micro-ondas baseado em Calorímetros Metálicos Magnéticos/ João Vitor Rezende da Cunha.

– Brasil, 18 de janeiro de 2021-

84p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Dr. Rodrigo Pinto Lemos, Coorientador: Dr. Jonas Augusto Kunzler

Monografia – Universidade Federal de Goiás - UFG

Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação

Trabalho de Conclusão de Curso, 18 de janeiro de 2021.

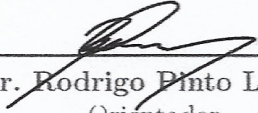
1. muSQUIDmux. 2. simulação. 3. matlab. I. Orientador Dr. Rodrigo Pinto Lemos. II. Universidade Federal de Goiás. III. Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação. IV. Título

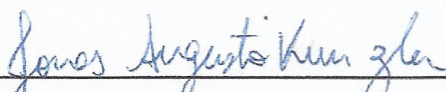
João Vitor Rezende da Cunha

Desenvolvimento de Simulador para o Sistema Multiplexador SQUID de Micro-ondas baseado em Calorímetros Metálicos Magnéticos

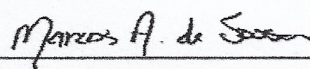
Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação, apresentado à disciplina TCC, do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Goiás, como requisito parcial para obtenção do título de Engenheiro Eletricista.

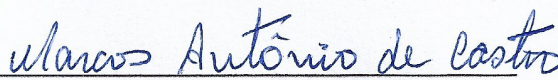
Trabalho aprovado. Brasil, 18 de janeiro de 2021:


Dr. Rodrigo Pinto Lemos
Orientador


Dr. Jonas Augusto Kunzler
Coorientador


Dr. Marcelo Stehling de Castro
EMC/UFG


Dr. Marcos Antônio de Sousa
EMC/UFG


Dr. Marcos Antônio de Castro
IF/UFG

Brasil
18 de janeiro de 2021

*Este trabalho é dedicado a todos os seres que,
em algum instante de tempo entraram em ressonância com a minha vibração,
sendo fonte de informação, aprendizado, sentimentos
e momentos criados que jamais serão esquecidos.*

Agradecimentos

Agradeço primeiramente à infinita essência do Ser pela vida, pelos ensinamentos constantes e pela oportunidade de compartilhar essa experiência terrena com seres tão preciosos. Por me proporcionar uma profunda conexão com a natureza e me ensinar a ser grato por todas as formas de expressão, olhando para as mais diversas situações com amor e cuidado independente do que seja. Quero agradecer minha família de sangue, que sempre me apoiou durante toda minha jornada até aqui e foi essencial para o meu desenvolvimento e à minha família universal, composta por todos aqueles os quais tenho profunda conexão e admiração. Por seguinte, agradeço também todas as pessoas que de alguma maneira já fizeram parte da minha história e a quem pude ensinar e aprender ao longo da vida.

Agradeço a todas as experiências e lugares os quais me conectei ao longo dos anos seja no âmbito pessoal, acadêmico ou profissional. Todos foram extremamente importantes para o meu desenvolvimento.

Gostaria de apresentar especialmente meus agradecimentos ao meu orientador Prof. Dr. Rodrigo Pinto Lemos e ao meu coorientador Dr. Jonas Augusto Kunzler que acreditaram em mim e se propuseram a me inserir, ensinar e colaborar de maneira tão dedicada e atenciosa em suas áreas de estudo, pesquisa e desenvolvimento. Essa parceria foi muito valiosa e com certeza essencial para meu engrandecimento como pessoa e profissional. O desenvolvimento deste trabalho foi uma experiência única e que me traz o sentimento latente de querer continuar colaborando e trabalhando com vocês no futuro.

"If then you do not make yourself equal to God, you cannot apprehend God; for like is known by like. Leap clear of all that is corporeal and make yourself grown to a like expanse with that greatness which is beyond all measure; rise above all time and become eternal; then you will apprehend God. Think that for you too nothing is impossible; deem that you too are immortal, and that you are able to grasp all things in your thought, to know every craft and science; find your home in the haunts of every living creature; make yourself higher than all heights and lower than all depths; bring together in yourself all opposites of quality, heat and cold, dryness and fluidity; think that you are everywhere at once, on land, at sea, in heaven; think that you are not yet begotten, that you are in the womb, that you are young, that you are old, that you have died, that you are in the world beyond the grave; grasp in your thought all of this at once, all times and places, all substances and qualities and magnitudes together; then you can apprehend God."

(Hermes Trismegistus, Hermetica: The Greek Corpus Hermeticum and the Latin Asclepius)

Resumo

Este trabalho concentra-se em dois objetivos principais: estudar o fenômeno da detecção de incidência de partículas elementares no sistema denominado multiplexador SQUID de micro-ondas e apresentar os resultados obtidos através do desenvolvimento de uma *toolbox* de simulação para o multiplexador. O sistema em questão é capaz de registrar sensíveis quantidades de energia que são absorvidas em *pixels* de detectores do tipo calorímetros metálico magnéticos, que operam em regiões criogênicas (próximas ao zero absoluto). Esse tipo de detector possui um sensor metálico paramagnético posicionado em uma região de campo magnético fraco e ao sofrer flutuações de temperatura devido a incidência de partículas energizadas, converte-a em uma variação de fluxo magnético. Esses sensores estão integrados ao sistema do multiplexador e as variações resultantes da absorção de partículas energizadas podem ser lidas eletronicamente através do emprego de interferômetros de alta precisão como o dispositivo supercondutor de interferência quântica (SQUID). Dentro do sistema do multiplexador, o SQUID tem comportamento análogo à um indutor variável, que é controlado pela variação de fluxo magnético no calorímetro. O indutor referente ao dispositivo é conectado à um ressonador de quarto de onda, funcionando como uma terminação de uma linha de transmissão supercondutora. Dessa maneira, a frequência de ressonância de todo o ramo, considerando também a presença de uma capacitância de acoplamento, será modulada de acordo com o fluxo magnético traduzido pelo SQUID. Além do fluxo proveniente da incidência de partículas energizadas, o sistema atual emprega uma modulação por rampa de fluxo magnético que ajusta o ponto de operação do SQUID. A partir disso, o multiplexador em questão propõe-se a realizar a comunicação de centenas ou milhares de sensores com hardware de processamento de sinais e por isso a estratégia de divisão de frequência é adotada, operando na região do espectro que vai de 4 GHz até 8 GHz. Um pente de frequências de ondas portadoras complexas é introduzido nos circuitos ressonadores, sendo moduladas em fase e amplitude de acordo com o comportamento de cada ressonador e ao final da cadeia de processamento, estas informações podem ser demoduladas e estimadas. O trabalho também contempla o desenvolvimento de um modelo de simulação desta tecnologia baseada no estágio atual do projeto ECHo, realizado na linguagem de programação MATLAB. Para isso, foi desenvolvido também um manual de boas práticas de programação com o intuito de facilitar o processo de criação e atualização da *toolbox*. Através dos resultados obtidos nas simulações, pretende-se validar a *toolbox* desenvolvida por reproduzirem resultados já apresentados na literatura dessa tecnologia. Também será apresentado possíveis discussões futuras para dar continuidade aos estudos desta área.

Palavras-chave: algoritmos e programação de computadores. física de partículas. multiplexação. multiplexador SQUID de micro-ondas. simulação. teoria de telecomunicações.

Abstract

This work focuses on two main objectives: to study the phenomena of detection of fundamental particles incidence in a system called microwave SQUID multiplexer and to present the current results of a simulation *toolbox* developed for the multiplexer. This system can detect detecting little quantities of energy that are absorbed in pixels of magnetic metallic calorimeters detectors that operate in cryogenic regions (extremely close to absolute zero). This type of detector has a para-magnetic metallic sensor that is positioned in a weak magnetic field region and due to small temperature fluctuations caused by the incidence of energized particles, it converts into a magnetic flux variation. These sensors are integrated in the microwave SQUID multiplexer system and these flux variations due to incident energized particles can be read electronically by using high-precision interferometers such as the SQUID. Its behavior is analogue to a variable coil, which is controlled by the present magnetic flux variation. This coil is connected to a quarter wave resonator acting as a termination of a superconducting transmission line. By this, the resonance frequency of the entire cluster, also considering the presence of a coupling capacitance, will be modulated according to the magnetic flux translated by the SQUID. Besides the flux that came from energized particles, the current system employs a magnetic flux ramp modulation that adjusts the operating point of the SQUID. By this, this multiplexing system is capable of realize the communication of hundreds or thousands of sensors using hardware for signal processing and therefore the strategy of frequency division is adopted, operating in the spectrum region that goes from 4 GHz to 8 GHz. A comb of complex carrier wave frequencies is used in the resonator's circuits, performing a phase and amplitude modulation according to each resonator behavior and at the end of the chain the information obtained can be demodulated and estimated. This work also contemplates the development of a simulation model of this technology based on the current stage of the ECHo project and displayed in the MATLAB programming language. For this purpose, a good programming practices manual was also developed in order to support the process of creating and updating of the toolbox. Through the results obtained in simulations, it is intended to validate the toolbox developed by reproducing results already presented in the literature of this technology. Possible future discussions will also be presented in order to continue studies in this area.

Keywords: algorithms and computer programming. microwave SQUID multiplexer. multiplexing. particle physics. simulation. telecommunications theory.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Principais Experimentos do LHC. Fonte: (AMSTUTZ, 2016).	25
Figura 2 – Modelo Padrão. Fonte: (AMSTUTZ, 2016).	26
Figura 3 – (a) Radiação cósmica de fundo em micro-ondas, (b) Imaginologia em THz, (c) Contagem óptica de fótons, (d) Espectroscopia de raios-X, (e) Espectroscopia de raios- γ . Fonte: (MATES, 2011).	30
Figura 4 – Esquemático do detector de partículas em baixas temperaturas à esquerda e variação de temperatura devido à incidência de partículas elementares ao longo do tempo. Fonte: (FLEISCHMANN et al., 2009).	31
Figura 5 – Tipos de SQUIDs. O SQUID-dc é apresentado à esquerda e o SQUID-rf à direita. Fonte: (MATES, 2011).	33
Figura 6 – Esquema para determinação da Indutância Equivalente do SQUID. Fonte: (MATES, 2011).	35
Figura 7 – Arquitetura do sistema multiplexador SQUID de micro-ondas considerando SQUIDs-rf acoplados à MMCs. Fonte: (KEMPF et al., 2014).	36
Figura 8 – Representação da linha de transmissão e o comportamento da tensão e corrente. Fonte: (MATES, 2011).	39
Figura 9 – Circuito ressonador com acoplamento capacitivo. Fonte: (MATES, 2011).	41
Figura 10 – Circuito ressonador com acoplamento capacitivo e terminação com carga indutiva. Fonte: (MATES, 2011).	42
Figura 11 – Rampa de fluxo no formato de dente de serra (à esquerda) e valor absoluto da resposta do SQUID (à direita). Fonte: Autor.	43
Figura 12 – (a) Conjunto que compõe o SDR e (b) protótipo do <i>front-end</i> de RF produzido no IPE/KIT por Dr.-Ing. O. Krömer.	45
Figura 13 – Panorama do sistema de multiplexação. Diagrama contempla os componentes FPGA, o hardware implementado no <i>front-end</i> para o SDR, e os circuitos ressonantes que compõem o multiplexador. Fonte: (KUNZLER et al., 2020).	46
Figura 14 – Principais funções realizadas no FPGA e o percurso dos sinais. Fonte: (WEGNER et al., 2018).	47
Figura 15 – Resposta em magnitude de 4 filtros <i>notch</i> utilizados no simulador para emular o comportamento do estágio de multiplexação. Fonte: Autor.	50
Figura 16 – Resposta em magnitude de 1 filtro passa-baixas utilizado no simulador para filtragem e separação dos OLs. Fonte: Autor.	51
Figura 17 – Fluxograma à esquerda do script <code>scrConfigureParameter</code> e à direita do script <code>scrLoadGenerateCoefficient</code> . Fonte: Autor.	58
Figura 18 – Fluxograma do script principal <code>main_muSQUIDmux</code> . Fonte: Autor.	63

Figura 19 – Resposta do SQUID após a canalização e envoltória da portadora expressas no domínio do tempo. Fonte: Autor.	65
Figura 20 – Resposta em espectro para diversos estágios do simulador expressas no domínio da frequência. Fonte: Autor.	66
Figura 21 – Resposta do SQUID após a canalização e envoltória da portadora expressas no domínio do tempo. Fonte: Autor.	68
Figura 22 – Resposta em espectro para diversos estágios do simulador expressas no domínio da frequência. Fonte: Autor.	69
Figura 23 – Resposta em espectro para diversos estágios do simulador expressas no domínio da frequência. Fonte: Autor.	71

Lista de abreviaturas e siglas

ADC	Conversor Digital Analógico
CDM	Multiplexação por Divisão de Código
CERN	Organização Europeia para a Pesquisa Nuclear
CMS	Solenóide de Múon Compacto
DAC	Conversor Analógico Digital
DDC	Conversor Digital Descendente
ECHo	Captura de Elétrons em Holmium
FDM	Multiplexação por Divisão de Frequência
FFT	Transformada Rápida de Fourier
FPGA	Arranjo de Portas Programáveis em Campo
GPS	Giga Amostra por Segundo
HEMT	Transistor de Alta Mobilidade de Elétrons
IIR	Filtro de Resposta Impulsiva Infinita
I\Q	Em fase e Quadratura
LHC	Grande Colisor de Hádrons
MKID	Detectores de Indutância Cinética de Micro-ondas
MMC	Calorímetro Metálico Magnético
μ SQUIDmux	Multiplexador SQUID de Micro-ondas
RF	Rádio Frequência
SDR	Rádio Definido por Software
SQUID	Dispositivo Supercondutor de Interferência Quântica
TDM	Multiplexação por Divisão de Tempo
TES	Sensores de Borda de Transição

Lista de símbolos

eV	Unidade de Medida de Energia Elétron-Volt
Hz	Unidade de Medida de Frequência Hertz
K	Unidade de Medida de Temperatura Kelvin
Wb	Unidade de Medida de Fluxo Magnético Weber
C	Capacidade Térmica do Detector
C_c	Capacitância de Acoplamento
E	Energia Incidente
f_1	Frequência de Ressonância da Linha de Transmissão
f_0	Frequência de Ressonância Equivalente do Ressonador
G	Condutância Térmica
I_c	Corrente Crítica do SQUID
L_L	Indutância de Carga
P	Potência Incidente
Q_r	Fator de Qualidade do Ressonador
T	Temperatura do Detector
Z_L	Impedância de Carga
λ	Comprimento de Onda
π	Número irracional
ϕ	Diferença de Fase Através da Junção Josephson
Φ_0	Fluxo Magnético Quântico
$\hbar$	Constante Reduzida de Plank
ω_c	Frequência Angular de Corte

Sumário

1	INTRODUÇÃO	23
1.1	Física de Partículas	24
1.1.1	Centre Européen Recherche Nucléaire - CERN	24
1.1.2	Partículas e Forças	26
1.2	Aplicabilidade e objetivos do trabalho	28
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	29
2.1	Tipos de Detectores	30
2.1.1	Calorímetros Metálicos Magnéticos (MMCs)	30
2.2	Dispositivos supercondutores de interferência quântica (SQUIDs)	32
2.2.1	O SQUID-rf não-dissipativo	33
2.2.1.1	Indutância da Junção de Josephson	33
2.2.1.2	Indutância Equivalente do SQUID	35
2.3	O Multiplexador SQUID de Micro-ondas	35
3	MULTIPLEXADOR SQUID DE MICRO-ONDAS	37
3.1	Princípio do Multiplexador SQUID de Micro-ondas	37
3.1.1	Frequência de Ressonância	38
3.1.1.1	Ressonador de Quarto de Onda Ideal	38
3.1.1.2	Acoplamento Capacitivo	40
3.1.1.3	Carga Indutiva	41
3.1.1.4	Variação na Carga Indutiva	41
3.2	A Modulação de Fluxo	42
3.3	Estratégia de Leitura com Rádio Definido por Software	44
3.3.1	Arquitetura do SDR	46
3.3.2	Misturador Complexo	48
3.3.3	Filtros Digitais	49
4	SIMULAÇÃO DO SISTEMA UTILIZANDO MATLAB	53
4.1	scrConfigureParameter	53
4.2	scrLoadGenerateCoefficient	56
4.2.1	funRamp()	56
4.2.2	funSQUID()	57
4.2.3	funNotchFilterCoefficient()	57
4.2.3.1	funNotchDesign()	58

4.3	main_muSQUIDmux	59
4.3.1	funLocalOscillator()	59
4.3.2	funCarrier()	60
4.3.3	funUpMixer()	60
4.3.4	funAttenuator()	60
4.3.5	funMultiplexer()	61
4.3.6	funAmplifier()	61
4.3.7	funDownMixer()	62
4.3.8	funComplexMixer()	62
4.4	Discussão de Resultados	63
4.4.1	Modo '0' ou 'em repouso'	64
4.4.2	Modo '1' ou 'ocorrência de evento'	67
5	CONCLUSÃO	73
5.1	Trabalhos Futuros	74
	REFERÊNCIAS	77
	APÊNDICES	79
	APÊNDICE A – MANUAL DE BOAS PRÁTICAS NA PROGRAMAÇÃO	81

1 Introdução

O avanço do pensamento científico a partir dos séculos XVI e XVII, movimento que se deu a partir dos trabalhos de Copérnico, foi marcado pelo início do período denominado de "revolução científica", termo cunhado pelo filósofo e historiador Alexandre Koyré ([MACHADO, 2017](#)). Nessa nova era houve sérias transformações na estrutura do pensamento humano e observa-se a ascensão de grandes pensadores, e.g., René Descartes, que foi o fundador do racionalismo moderno ([SILVA, 2018](#)) e de grandes estudiosos e pesquisadores dos mais diversos campos como Nicolau Copérnico com suas ideias a favor do heliocentrismo, Kepler com a formulação de um conjunto de leis empíricas que descreviam os movimentos planetários, Galileu Galilei que provou como a teoria de Copérnico era verdadeira, derrubando a cosmologia aristotélica e se tornando uma referência para Descartes no que diz respeito à lógica do raciocínio matemático ([HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2011](#)). Nesse contexto, o conhecimento passou a ser analisado pelo crivo do chamado método científico e diversos estudiosos introduziram novos conceitos para o entendimento do nosso mundo físico.

A indagação humana sobre a composição da matéria ecoa desde as civilizações primordiais onde indianos e gregos já falavam sobre sua característica de divisibilidade, sendo que esses componentes básicos da composição da matéria receberam o nome de átomo, o qual é derivado da palavra grega *atomos*, composta pelo prefixo *a-* (não) e pelo adjetivo *tomos* (cortado ou dividido), que significa indivisível ([AMSTUTZ, 2016](#)). Com o avanço científico e tecnológico começou-se a olhar cada vez mais tanto para o mundo macroscópico quanto o microscópico e essa compreensão universal da composição da matéria foi lapidada.

Tudo começou com a descoberta do elétron por Joseph John Thomson feita em 1897, o que já era um indício de que os átomos possuíam alguma estrutura interna. Foi com Ernest Rutherford, por volta de 1911, que o primeiro modelo atômico foi proposto, ele ficou conhecido como modelo atômico planetário que previa um núcleo com carga positiva rodeado por elétrons. Sua teoria foi completada pela análise quântica introduzida pelo seu aluno Niels Bohr e posteriormente em 1932 Chadwick descobriu o nêutron ([HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2011](#)). Essas três partículas principais compõem toda matéria, porém, com ajuda do método científico novas partículas foram previstas e descobertas experimentalmente e, desta forma, foi possível estruturar uma teoria extremamente complexa sobre a estrutura fundamental da matéria chamada de modelo padrão da física de partículas. Este modelo representa o estado da arte acerca da composição da matéria e de todas as interações que regem o universo.

1.1 Física de Partículas

A física de partículas é o ramo da física dedicado ao estudo dos componentes que constituem a matéria e a radiação, suas interações e aplicações e o modelo padrão foi proposto nesse sentido como uma forma de unificar os constituintes destes dois fenômenos ([AMSTUTZ, 2016](#)). Essa área também é chamada de física de altas energias uma vez que as interações observadas entre os componentes constituintes da matéria demandam energias da ordem de MeV ou TeV.

O modelo padrão surgiu em meados de 1970 e descreve que tudo que existe no universo pode ser reduzido a pequenos blocos chamados de partículas elementares que são por sua vez governadas por quatro forças fundamentais, sendo três destas também descritas no modelo ([CERN-MODEL](#), [Acesso: 2021-01-05](#)). Essa teoria é muito valiosa uma vez que ao longo dos anos vem sendo testada por inúmeros experimentos nos chamados colisores de partículas e obtendo resultados compatíveis com o que é esperado teoricamente em sua grande maioria.

No entendimento deste modelo, existem quatro interações fundamentais no universo – força nuclear forte, força nuclear fraca, força eletromagnética e força gravitacional – sendo que cada uma delas é mediada pelos seus bósons correspondentes, exceto a força gravitacional. Portanto, apesar de ser uma teoria muito bem testada e com resultados muito precisos para diversas previsões teóricas, o modelo padrão não descreve a interação gravitacional. Dessa maneira, temos apenas cerca de 4% do universo existente explicado por essa teoria e questões importantes para um entendimento mais completo deste cenário permanecem abertas, como ([CERN-PHYSICS](#), [Acesso: 2021-01-05](#)):

- O que é o fenômeno conhecido como energia escura?
- O que aconteceu com a antimatéria após o *Big Bang*?
- Por que há mais matéria do que antimatéria no universo?
- O que é o bóson de Higgs?

1.1.1 Centre Européen Recherche Nucléaire - CERN

Para entender todas essas questões que permanecem em aberto, experimentos cada vez mais sofisticados e precisos vem sendo construídos ao redor do mundo, entre eles podemos citar os desenvolvidos na Organização Europeia para Pesquisa Nuclear (CERN, do francês *Centre Européen pour la Recherche Nucléaire*). Após terminar as pesquisas nos anos 2000, o até então maior experimento do CERN chamado de Grande Colisor Elétron-Pósitron (LEP - do inglês *Large Electron-Positron Collider*) precisava ser substituído para que novos progressos pudessem ser feitos na física através de experimentos. Para isso, foi

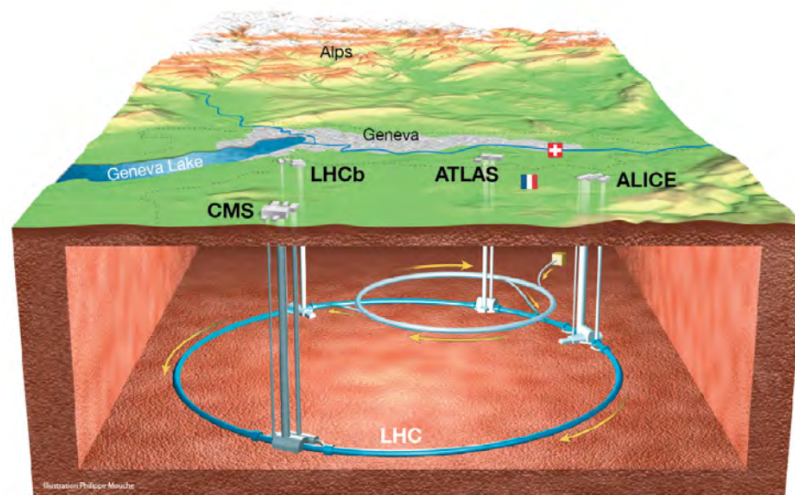


Figura 1 – Principais Experimentos do LHC. Fonte: ([AMSTUTZ, 2016](#)).

pensado, projetado e instalado o Grande Colisor de Hádrons (LHC - do inglês *Large Hadron Collider*), experimento que tinha grandes expectativas por parte dos cientistas. Após 4 anos de operação, no ano de 2012 o LHC anunciou que seus dois maiores experimentos tinham descoberto o Bóson de Higgs, acontecimento que rendeu o prêmio nobel de Física no ano de 2013 ([CERN-EXPERIMENTS](#), Acesso: 2021-01-05).

Existem sete experimentos localizados em quatro pontos de interação no LHC, sendo que um dos maiores e que também foi responsável pela descoberta do Bóson de Higgs é o chamado CMS (*Compact Muon Solenoid*). Além dele, há também o ALICE (*A Large Ion Collider Experiment*), o ATLAS (*A Toroidal LHC Apparatus*), o LHCb (*Large Hadron Collider Beauty*), o TOTEM (*Total Elastic and diffractive cross section Measurement*), o LHCf (*Large Hadron Collider forward*) e o MoEDAL (*Monopole and Exotics Detector at the Large Hadron Collider*), que é o menor experimento no LHC e está localizado na mesma caverna do LHCb ([CERN-EXPERIMENTS](#), Acesso: 2021-01-05).

Os anéis que compõem o LHC estão localizados em uma estrutura que fica entre a Suíça e a França conforme mostrado na Figura 1 e que originalmente foi cavado para abrigar o LEP. Essa estrutura fica em um túnel com uma circunferência de 27 km de extensão e até 100 metros de profundidade. O LHC acelera hádrons em dois feixes de anéis de sentidos contrários ([AMSTUTZ, 2016](#)).

Buscando testar as previsões e os limites existentes no Modelo Padrão, torna-se necessário estudar e desenvolver ferramentas cada vez mais precisas e replicáveis para aplicação nestes experimentos.

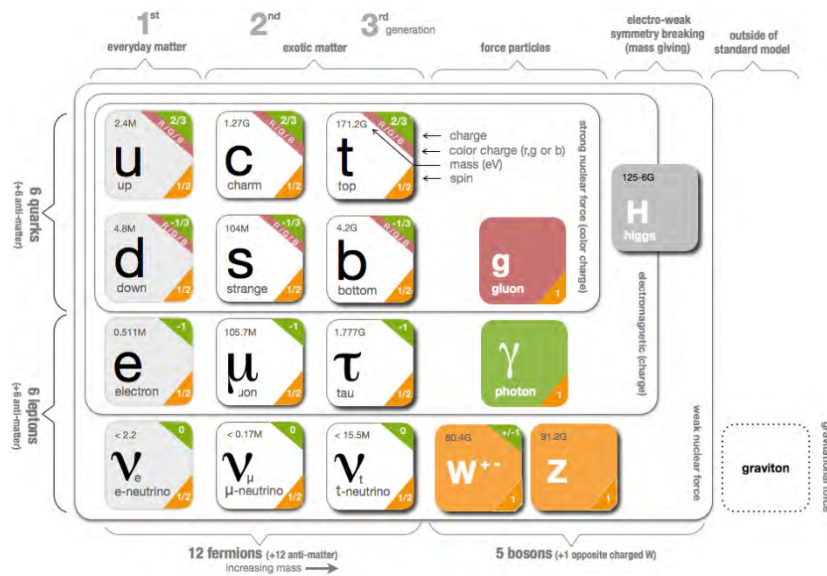


Figura 2 – Modelo Padrão. Fonte: (AMSTUTZ, 2016).

1.1.2 Partículas e Forças

Os cientistas do CERN estão tentando entender quais são os componentes elementares e fundamentais da matéria. Até agora se sabe que o núcleo é composto de elétrons, prótons e nêutrons. Esses dois últimos, podem ser divididos em unidades menores chamadas de quarks, que parecem ser indivisíveis assim como os elétrons. Mas além dessas partículas, físicos acharam outros componentes elementares em vários experimentos, surgindo a necessidade de organizá-las assim como foi feito na tabela periódica, proposta pelo químico russo Dmitri Mendeleev. A Figura 2 mostra um esquema da atual classificação utilizada para estas partículas.

Essas partículas elementares ocorrem basicamente em dois tipos chamados quarks e léptons. Cada grupo consiste em um conjunto de 6 partículas, que são correlacionadas em gerações. As partículas mais estáveis e leves desse grupo fazem parte da primeira geração, enquanto as menos estáveis e mais pesadas compõem a segunda e terceira geração. Toda a matéria estável existente no universo é feita de partículas provenientes da primeira geração, sendo que as outras representantes dos outros grupos rapidamente decaem em formas mais estáveis (CERN-MODEL, Acesso: 2021-01-05).

Os seis quarks existentes são agrupados em três gerações, conforme descrito anteriormente. Na primeira geração encontra-se o “*up* quark” e o “*down* quark”, na segunda geração temos o “*charm* quark” e o “*strange* quark” e por último, na terceira geração temos o “*top* quark” e o “*bottom* quark”. Os quarks também são separados quanto à chamada carga de cor, que é uma propriedade existente nessas partículas e nos glúons que está relacionada com a força nuclear forte existente entre eles. Essa propriedade também limita a interação entre os quarks, uma vez que apenas é permitido combinações que formem

partículas “sem cor”. Os léptons por sua vez também são separados em três gerações: A primeira constituída pelo “elétron” e pelo “neutrino do elétron”, a segunda pelo “múon” e pelo “neutrino do múon” e a terceira pelo “tau” e o “neutrino do tau”. O elétron, o múon e o tau possuem carga elétrica e massa considerável, enquanto seus neutrinos correspondentes são eletricamente neutros e possuem massa significativamente menor ([CERN-MODEL](#), Acesso: 2021-01-05).

Como citado anteriormente na seção 1.1, há quatro forças fundamentais que regem a interação no universo. Elas atuam em diferentes escalas de distância e possuem também diferentes intensidades. A força gravitacional tem um alcance infinito, porém é a mais fraca entre elas. A força eletromagnética também possui alcance infinito, porém sua intensidade é bem maior quando comparada à gravitacional. As forças nucleares forte e fraca por sua vez, atuam apenas no nível subatômico. Das quatro forças existentes, três delas são resultantes da troca de partículas mediadoras de força, pertencente ao grupo chamado de “bósons”. A matéria como conhecemos troca quantidades discretas de energia através da troca de bósons entre elas. A força nuclear forte é mediada pelo “glúon”, a força nuclear fraca pelos “bósons W e Z” e a força eletromagnética é mediada pelo “fóton”. Apenas a força gravitacional ainda não possui uma partícula mediadora que tenha sido comprovada experimentalmente, apesar de teoricamente existir a expectativa dela ser mediada pelo “gráviton” ([CERN-MODEL](#), Acesso: 2021-01-05).

Dessa maneira, temos um cenário em que até hoje, não se mostrou matematicamente possível encaixar essas quatro teorias dentro do mesmo modelo. Atualmente utiliza-se a teoria quântica para descrever as interações que regem o microcosmo e a teoria da relatividade geral para descrever as interações que regem o macrocosmo. Pelo fato de, na escala subatômica, os efeitos da força gravitacional serem tão fracos quando comparadas as outras forças, é possível negligenciar a sua presença e dessa maneira a física de partículas possui no modelo Padrão uma explicação complexa e aceitável para as outras três interações existentes e o mais importante, que possui resultados experimentais que corroboram totalmente com os previstos em teoria. Atualmente, as atualizações e experimentos realizados no LHC giram em torno da ideia de esclarecer essas pontas soltas no modelo atual e esperançosamente, levar a física a um novo patamar onde seja possível a integração de todas as quatro forças fundamentais em uma teoria unificada.

Portanto, para que haja uma melhoria nos modelos atuais utilizados é necessário que o estado da arte na detecção de partículas elementares seja constantemente atualizado. Nesse sentido, a aplicação de sensores calorímetros nos experimentos para essa finalidade é de grande importância, assim como em outras áreas da física.

1.2 Aplicabilidade e objetivos do trabalho

O trabalho apresentado se baseia no estágio atual de desenvolvimento do projeto *Electron Capture in Holmium 163* (ECHO). Este projeto tem como objeto de estudo uma das questões mais desafiadoras da atualidade na área de física de partículas: a determinação da escala absoluta das massas dos neutrinos. Nesta análise, diferentes abordagens são utilizadas para atingir sensibilidades esperadas na ordem de sub-eV, com estudos que abrangem decaimento beta e processos de captura de elétrons de núclídeos adequados que podem fornecer estas informações necessárias acerca a massa dos neutrinos. No caso específico do ECHO, o objetivo é investigar a massa do neutrino do elétron na faixa de sub-eV por meio da análise do espectro de energia medido calorimetricamente através da captura de elétrons do Holmium 163. Para isso, um espectro de alta precisão será medido através de arranjos de sensores calorímetros metálicos magnéticos de baixa temperatura ([ECHO-COLLABORATION](#), Acesso: 2021-01-05). No projeto são previstos 400 canais onde trafegam as informações referentes às partículas incidentes nos detectores calorímetros que podem ser lidas através de técnicas padronizadas de medição de Micro-ondas na faixa de espectro que vai 4 GHz até 8 GHz ([SANDER et al., 2019](#)).

O trabalho aqui apresentado, tem como objetivos gerais: analisar o funcionamento do sistema Multiplexador SQUID de Micro-ondas em conjunto à calorímetros metálicos magnéticos, de acordo com o experimento ECHO e também apresentar os resultados obtidos através do desenvolvimento de uma *toolbox* de simulação para essa tecnologia na linguagem de programação MATLAB. De maneira específica os objetivos são: Apresentar o funcionamento geral do sistema, analisar a transmissão de informação desde a detecção de partículas até seu processamento digital no final da cadeia, analisar a comunicação entre as partes do sistema, gerar os sinais das ondas portadoras complexas e apresentar a *toolbox* de simulação desenvolvida para o problema, fazendo uma análise dos resultados obtidos em comparação à predições teóricas.

2 Revisão Bibliográfica

A utilização de detectores operando a baixas temperaturas vem sendo objeto de estudo de muitos cientistas desde o início do século XX. Por volta de 1908, Bottomley utilizou uma termojunção de platina resfriada à temperatura do nitrogênio líquido (77 K) para medir a radiação térmica de outros corpos (MATES, 2011). Décadas depois, tem-se a utilização em escala dessa tecnologia de detectores de baixa temperatura para aplicações físicas, como em 1957 quando Boyle utilizou termopares de carbono resfriado para fazer sensíveis medições da radiação no espectro do infravermelho distante, e posteriormente em 1961 com a utilização de dispositivos detectores semicondutores resfriados com a tecnologia de bolometria com germânio dopado para aplicações na astronomia e na detecção de partículas (MATES, 2011).

Durante os últimos 20 anos, o desenvolvimento dessa tecnologia foi ao encontro da necessidade crescente de detectores de energia com alta sensibilidade (FLEISCHMANN et al., 2009). Segundo (MATES, 2011), houve inicialmente uma grande adoção da tecnologia de sensores supercondutores de borda de transição (TES – do inglês *Transistor Edge Sensors*) e posteriormente os trabalhos se concentraram na utilização de calorímetros metálicos magnéticos (MMC - do inglês *Metallic Magnetic Calorimeter*) e detectores de indutância cinética de micro-ondas (MKID – do inglês *Microwave Kinetic Inductance Detector*). Todas essas tecnologias utilizam baixas temperaturas para aumentar a sensibilidade dos dispositivos uma vez que nessa escala criogênica, as flutuações térmicas são menores e há uma melhora significativa da resposta dos detectores (MATES, 2011; KEMPF et al., 2017).

Microcalorímetros consistem basicamente em um dispositivo de absorção para as partículas que serão detectadas, que por sua vez está conectado a um contato térmico com um sensor de alta sensibilidade capaz de detectar pequenas variações de temperatura quando uma partícula elementar incide no dispositivo de absorção (KEMPF et al., 2017). Em termos físicos, a incidência de uma partícula com energia E no detector, que é caracterizado por uma capacidade térmica de aquecimento C , será traduzido em um aumento de temperatura no detector $\Delta T = E/C$. Estes microcalorímetros trabalham com temperaturas abaixo de 100 mK uma vez que nessa faixa criogênica, as contribuições na capacidade de aquecimento devido aos fônons, em proporcionalidade $C_{ph} \propto T^3$, e devido aos elétrons em proporcionalidade $C_{el} \propto T$ são drasticamente reduzidas (FLEISCHMANN et al., 2009).

Atualmente, essas tecnologias são amplamente conhecidas e utilizadas em diversos campos de estudo conforme mostrado na Figura 3, que abrangem desde a detecção

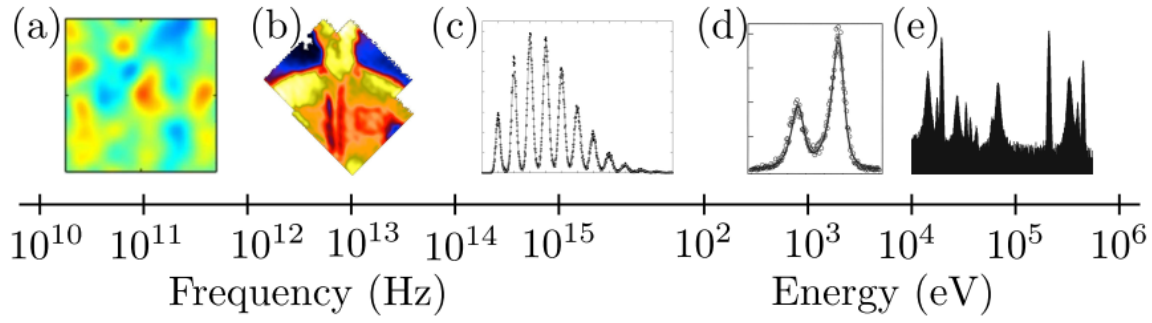


Figura 3 – (a) Radiação cósmica de fundo em micro-ondas, (b) Imaginologia em THz, (c) Contagem óptica de fótons, (d) Espectroscopia de raios-X, (e) Espectroscopia de raios- γ . Fonte: (MATES, 2011).

da radiação cósmica de fundo, processamento de imagens em THz para aplicações em segurança, contagem óptica de fótons para telecomunicações, espectroscopia em Raio-X para análise de material, espectroscopia em Raio Gama para segurança do tratado de não proliferação nuclear entre os países, entre outros.

A utilização de calorímetros criogênicos para aplicação em detectores de pequeno arranjo já é conhecida (MATES, 2011; KEMPF et al., 2017), porém para aplicações futuras se faz necessário abranger arranjos com grande número de detectores. Nesse sentido foi desenvolvido um multiplexador baseado no dispositivo supercondutor de interferência quântica (SQUID) que tire proveito da variação de temperatura e possa auxiliar as pesquisas nas aplicações vistas para os TES e os MKIDs. Esta abordagem é motivada pelo crescimento dramático no tamanho dos arranjos utilizados, uma vez que essa tecnologia pode fornecer um fator de multiplexação adequado para os arranjos de *megapixel* no futuro (MATES, 2011).

2.1 Tipos de Detectores

Para entender melhor a aplicação do calorímetro metálico magnético em conjunto ao SQUID no estudo em questão, será feita inicialmente uma breve discussão dos tipos de detectores já utilizados.

2.1.1 Calorímetros Metálicos Magnéticos (MMCs)

Os MMCs são dispositivos que utilizam sensores de temperatura para detectar partículas que incidam em sua *pixel* de detecção. Este detector possui uma capacidade térmica C e tem sua estrutura ligada a um sensor térmico e a um referencial térmico T_b que possui uma condutância G . É possível ler a temperatura do sensor térmico através da medição da potência de incidência, uma vez que ela irá mudar a temperatura do sensor como descrito por:

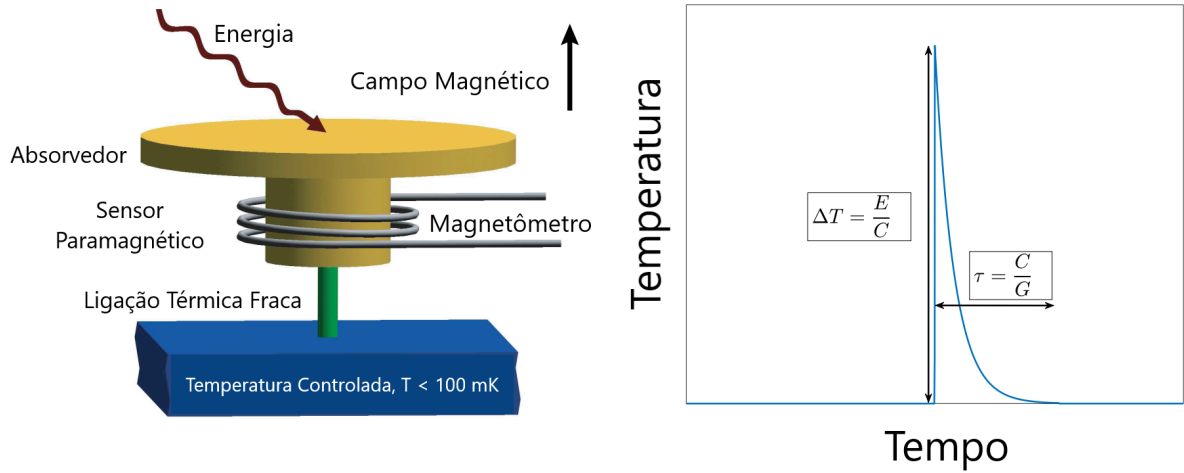


Figura 4 – Esquemático do detector de partículas em baixas temperaturas à esquerda e variação de temperatura devido à incidência de partículas elementares ao longo do tempo. Fonte: (FLEISCHMANN et al., 2009).

$$T = T_b + P/G \quad (2.1)$$

Esse tipo de dispositivo será utilizado como um calorímetro caso meça a energia incidente E da partícula, e nesse caso a temperatura do sensor irá variar conforme:

$$T = T_b + E/C \quad (2.2)$$

O esquemático que representa a detecção de uma partícula pelo MMC, bem como a variação da temperatura ao longo do tempo estão representados na Figura 4.

No caso específico dos calorímetros metálicos magnéticos, utiliza-se um metal paramagnético como sensor de temperatura que está em forte contato térmico com o dispositivo de absorção de Raio-X. A magnetização desse sensor é utilizada para monitorar pequenas variações na temperatura do detector quando há a incidência de uma partícula, e.g., um fóton, uma vez que essa mudança é proporcional à energia que foi absorvida. Uma mudança na temperatura do detector ΔT após a absorção de uma partícula promoverá uma mudança na magnetização do sensor paramagnético M , gerando uma variação no fluxo magnético $\Delta \Phi$ de sua bobina. Fisicamente, essa relação é dada por (FLEISCHMANN et al., 2009):

$$\Delta \Phi \propto \frac{\partial M}{\partial T} \Delta T = \frac{\partial M}{\partial T} \frac{E}{C} = \frac{\partial M}{\partial T} \frac{E}{C_a + C_s} \quad (2.3)$$

Sendo C a capacidade térmica total que é composta pela capacidade térmica do dispositivo de absorção C_a e pela capacidade térmica do sensor C_s . Por último, dispositivos

supercondutores de interferência quântica com baixo ruído e grande largura de banda são utilizados para fazer a leitura dessas pequenas mudanças na magnetização do sensor paramagnético (FLEISCHMANN et al., 2009).

Nesse âmbito, os MMCs ganham destaque por apresentar um alto poder de resolução, ao passo que mantêm uma operação de natureza não dissipativa e com rápida resposta ao surgimento de um pulso, mantendo linearidade na resposta do sistema (KEMPF et al., 2017).

2.2 Dispositivos supercondutores de interferência quântica (SQUIDs)

Como descrito anteriormente, os SQUIDs são utilizados para fazer a leitura das variações de fluxo no sensor paramagnético e traduzi-la em uma corrente variável em um circuito. O princípio físico que rege este fenômeno é conhecido desde 1962, quando Brian David Josephson observou que as partículas que transportam a supercorrente (Pares de Cooper), também podem atravessar uma barreira de potencial. Este tunelamento dos Pares de Cooper acontece quando dois supercondutores são separados por uma finíssima camada de material que não é supercondutor e essa configuração é conhecida pelo nome de Junção Josephson. Em seus estudos, Josephson também concluiu que essa corrente deveria ser uma função periódica da diferença entre fases das funções de onda de cada lado da junção supercondutora (B.D.JOSEPHSON, 1962).

Portanto, os dispositivos supercondutores de interferência quântica são aqueles formados por um *loop* supercondutor interrompido por uma ou mais junções Josephson. Analisando a sensibilidade deste dispositivo, define-se o fluxo magnético quântico como sendo $\Phi_0 = \frac{h}{2e} = 2.068 \times 10^{-15}$ Webers, que aparece no *loop* quando a diferença entre as fases das funções de onda acumulam uma variação de 2π , onde h é a constante de Plank. É definido então dois tipos de dispositivos, os que utilizam duas junções Josephson, chamados de SQUID-dc e os que utilizam apenas uma junção, os SQUID-rf conforme mostrado na Figura 5.

No dispositivo SQUID-dc, *taps* de corrente são inseridos no sistema de forma que uma corrente de polarização possa fluir em uma das junções. A mudança no fluxo magnético no *loop* irá modular a supercorrente de tunelamento que flui efetivamente entre os *taps*. Quando a polarização ultrapassa o limite da supercorrente de tunelamento entre as junções, o excesso de corrente irá gerar nas resistências *shunts* uma tensão flutuante com uma componente DC entre os *taps*. De maneira geral, podemos dizer que o fluxo magnético no *loop* do SQUID irá modular essa tensão DC existente no dispositivo (MATES, 2011).

Os dispositivos que utilizam apenas uma junção Josephson geralmente apresentam

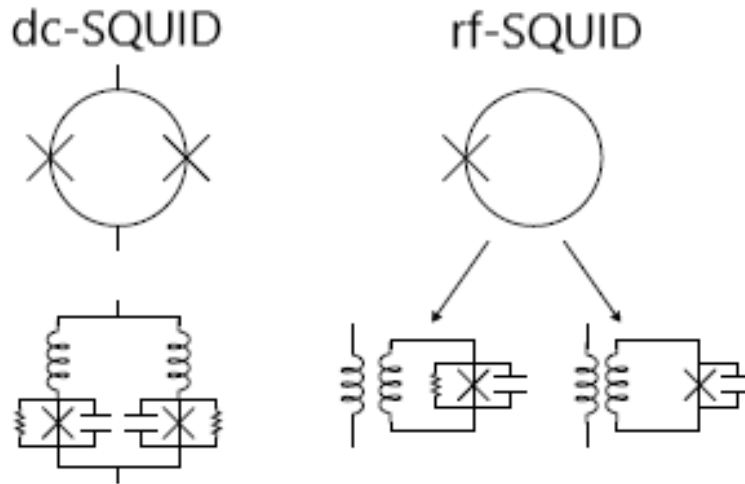


Figura 5 – Tipos de SQUIDS. O SQUID-dc é apresentado à esquerda e o SQUID-rf à direita. Fonte: (MATES, 2011).

ruído mais alto que os SQUIDS-dc e realizam a leitura do dispositivo por meio de corrente alternada na saída. Eles podem ser classificados em dois tipos: o primeiro deles é o SQUID-rf tradicional, que consiste em um *loop* supercondutor interrompido por uma junção Josephson com resistência *shunt* de forma que a variação no fluxo magnético do *loop* gera dissipação de potência na resistência. O segundo tipo é o SQUID-rf não-dissipativo, que consiste em um *loop* supercondutor interrompido por uma junção Josephson sem resistência paralela. Para pequenas oscilações de fluxo, a bobina do SQUID irá se comportar como uma autoindutância cujo valor depende do valor médio do fluxo.

2.2.1 O SQUID-rf não-dissipativo

O MMC produz uma alteração na magnetização do material pela mudança na sua temperatura. Estando o MMC acoplado a um SQUID (MATES, 2011), pode-se medir as pequenas flutuações no fluxo magnético precisamente. O SQUID, tendo seu fluxo magnético alterado através da variação de temperatura do sensor, gera uma diferença de potencial entre os terminais da junção de Josephson. Esta tensão que surge entre os dois terminais do dispositivo, por sua vez, é utilizada para alterar alguma característica do circuito de leitura, de tal maneira que propicie o registro de algum sinal de interesse.

2.2.1.1 Indutância da Junção de Josephson

A corrente elétrica que percorre a junção de Josephson depende da diferença de fase da função de onda no circuito supercondutor entre os dois lados da junção (MATES, 2011):

$$I = I_c \sin(\phi) \quad (2.4)$$

onde I_c é a corrente crítica da junção e ϕ é a diferença de fase através da junção.

Uma diferença de tensão entre os terminais da junção faz com que a fase se desenvolva mais rapidamente no lado de tensão alta do que no lado de tensão mais baixa. Portanto a variação da diferença de fase em relação ao tempo através da junção é dada por (MATES, 2011):

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{2eV(t)}{\hbar} \quad (2.5)$$

onde $V(t)$ é a diferença de potencial entre as Junções de Josephson e e é a carga de um elétron (um par de Cooper tem o dobro da carga de um elétron).

Estas são as Relações de Josephson e foram comprovadas experimentalmente em diversas oportunidades (MATES, 2011). Quando combinadas, elas expressam a característica auto-indutiva que a junção possui pois, dado qualquer valor de ϕ , a taxa de variação da corrente através da junção é dada por:

$$\frac{dI}{dt} = I_c \cos(\phi) \frac{d\phi}{dt} \quad (2.6)$$

donde obtem-se

$$V = \frac{\hbar}{2eI_c \cos(\phi)} \frac{dI}{dt} \quad (2.7)$$

e portanto, pode-se definir a indutância variável referente à junção de Josephson como:

$$L(\phi) = L_j \sec(\phi) \quad (2.8)$$

onde $L_j \equiv \frac{\hbar}{2eI_c} = \frac{\Phi_0}{2\pi I_c}$ é a indutância de Josephson. O fluxo magnético quântico é representado por $\Phi_0 = \hbar/2e \approx 2 \times 10^{-15}$ Webers. É importante salientar que os valores de L_j são ajustados através de I_c e que a relação é válida somente para valores pequenos de ϕ .

O SQUID-rf contém uma junção de Josephson na qual o fluxo magnético é dado por (MATES, 2011):

$$\phi = \frac{2e}{\hbar} \int \frac{d\Phi}{dt} \frac{d}{dt} = \frac{2e\Phi}{\hbar} = 2\pi \frac{\Phi}{\Phi_0} \quad (2.9)$$

Devido ao *loop* ter a sua própria indutância L_S a corrente que flui através da junção interfere no fluxo magnético do *loop* e por isso Φ não é um valor unicamente determinado pelo fluxo magnético externo Φ_e , logo:

$$\Phi_e = \Phi - I_c L_S \sin\left(2\pi \frac{\Phi}{\Phi_0}\right) \quad (2.10)$$

Para que a histerese seja evitada, o fluxo total deve ser uma função de valor único para um dado fluxo que seja aplicado. Dessa forma, $\Phi_e(\Phi)$ deve ser monótona.

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_e}{d\Phi} &> 0 \implies \\ 1 - I_c L_S \cos\left(2\pi \frac{\Phi}{\Phi_0}\right) \frac{2\pi}{\Phi_0} &> 0 \implies \\ 1 - \frac{2\pi I_c L_S}{\Phi_0} &> 0 \implies \\ \frac{L_S}{L_j} &< 1 \end{aligned} \quad (2.11)$$

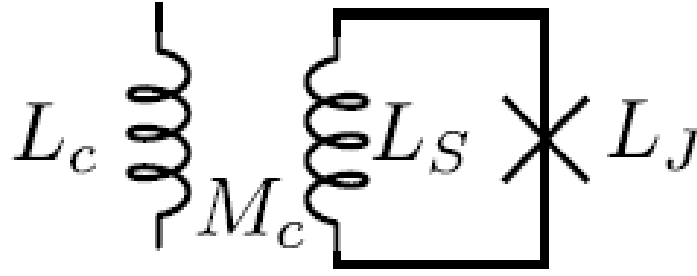


Figura 6 – Esquema para determinação da Indutância Equivalente do SQUID. Fonte: (MATES, 2011).

onde define-se $\eta \equiv \frac{L_s}{L_j}$, significando que quando $\eta < 1$, o SQUID-rf é não-histerético, mas para o caso em que $\eta > 1$, tem-se que o SQUID-rf é histerético e pode realizar saltos de fluxo entre estados metaestáveis (MATES, 2011).

2.2.1.2 Indutância Equivalente do SQUID

No caso do SQUID-rf não-histerético, é possível medir a indutância equivalente acoplando-o a outro indutor de valor conhecido L_c , estabelecendo então uma relação entre fluxo magnético total e indutância equivalente, conforme representado na figura 6. Portanto, a indutância do SQUID-rf tem seu valor efetivo em função do fluxo total de maneira que $L(\Phi)$ será dado por (MATES, 2011):

$$L(\Phi) = L_c - \frac{M_c^2}{L_s + L_j \sec(2\pi\Phi/\Phi_0)} \quad (2.12)$$

2.3 O Multiplexador SQUID de Micro-ondas

O conjunto MMC e SQUID será responsável por detectar a partícula e produzir um sinal elétrico. Este sinal elétrico será periódico sendo denominado de resposta do SQUID.

Para que seja possível a leitura eletrônica da resposta do SQUID acopla-se este conjunto a uma linha de transmissão de determinada frequência ressonante nominal e faz-se percorrer uma onda portadora por este circuito. Esta onda será modulada em amplitude e transportará a resposta do SQUID para processamento posterior. Replicando estes circuitos uma quantidade arbitrária de vezes, obtém-se um multiplexador em frequência que permitirá a leitura de múltiplos canais.

De maneira geral já temos qual a configuração principal do multiplexador SQUID de micro-ondas (μ SQUIDmux), trata-se de um MMC ligado à um SQUID-rf não-dissipativo. A leitura da energia capturada pelo micro calorímetro será feita pelo multiplexador através de um circuito conforme mostrado na Figura 7. Vê-se que o SQUID-rf é acoplado indutivamente a um circuito ressonante com linha de transmissão em modo $\frac{\lambda}{4}$. Nessa linha

3 Multiplexador SQUID de Micro-ondas

Microcalorímetros de baixas temperaturas tais como os MMCs ou TES já estão bem estabelecidos e são amplamente utilizados para vários experimentos nos campos que vão desde física atômica e nuclear para espectroscopia de Raios-X, laboratório de astrofísica ou ciência dos materiais (MATES, 2011; KEMPF et al., 2017).

No contexto deste trabalho, considera-se a utilização de um SQUID-rf não dissipativo acoplado indutivamente a um MMC. Essa é a estrutura básica do sistema analisado. Inicia-se a descrição deste a partir de um único canal e posteriormente, utilizando um fator de escala conveniente, apresenta-se o sistema de multiplexação completo.

Diversos experimentos preliminares atestam a aplicabilidade de detectores de único *pixel* ou pequenos arranjos, porém, para aplicações futuras serão necessários sistemas com arranjos contendo grande número de detectores, da ordem de centenas ou milhares. Para isso, técnicas de multiplicação apropriadas para arranjos de MMC encontram-se em desenvolvimento.

A abordagem atual para a leitura de grandes arranjos é o multiplexador SQUID de micro-ondas baseado em detectores MMC, neste sistema a informação de energia cria deslocamentos na frequência de ressonância de linhas de transmissão, cujos circuitos ressonantes possuem alto fator de qualidade, Q_R . Esses deslocamentos podem ser monitorados por técnicas padronizadas de medição de micro-ondas, porém, esta discussão foge do escopo deste trabalho e, portanto, caracteriza-se como um tema para investigações futuras.

Na sequência são apresentadas as principais características do multiplexador SQUID de micro-ondas. A explanação contempla desde a geração de portadoras na faixa de rádio frequência (RF - do inglês *Radio Frequency*), a mistura com osciladores locais na região de micro-ondas, o processo de multiplexação, e o caminho inverso até o armazenamento dos dados. Desta forma, os dados obtidos são as respostas dos SQUIDs de cada canal existente no sistema.

3.1 Princípio do Multiplexador SQUID de Micro-ondas

Nesta seção serão discutidas as características físicas e elétricas concernentes ao multiplexador SQUID de micro-ondas.

O MMC é um componente chave para o funcionamento do sistema, dentre suas principais características pode-se citar: resolução de energia muito alta, sua natureza de operação é intrinsecamente não dissipativa, rápida subida de pulso e excelente linearidade (KEMPF et al., 2014; KEMPF et al., 2014).

O correto funcionamento do calorímetro é alcançado em temperaturas muito baixas que se encontram em torno do zero absoluto, alguns sistemas operam em temperaturas tipicamente na faixa de 10 mK a 30 mK. Para isso é empregado um criostato com a função de manter a temperatura tão baixa quanto se deseja e isolar o sistema em observação de interferências externas. Com isso, pode-se dizer que o ruído térmico é reduzido severamente e conseqüentemente o sinal do detector é maximizado (KEMPF et al., 2014).

3.1.1 Frequência de Ressonância

Para que se possa realizar a leitura de diversos detectores ao mesmo tempo é necessário utilizar uma técnica de multiplexação, dentre as possibilidades estão TDM (do inglês *Time Division Multiplex*), FDM (do inglês *Frequency Division Multiplex*) e CDM (do inglês *Code Division Multiplex*). Os primeiros dispositivos utilizados na multiplexação de MMCs empregavam a técnica de multiplexação no tempo, TDM, e foram demonstrados com sucesso, porém, para o escalamento do sistema alguns parâmetros inviabilizam sua concretização para um número elevado de sensores. Na técnica TDM o nível de ruído branco de um *pixel* multiplexado aumenta na ordem de $\sqrt{N}$ devido ao efeito fantasma (*aliasing*) no ruído de banda larga do SQUID e o tempo de subida do sinal para os MMCs não podem ser mantidos dada a estreita largura de banda disponibilizada para cada canal (KEMPF et al., 2014).

No contexto deste trabalho utiliza-se a multiplexação FDM. Para este fim, acopla-se cada circuito SQUID a um ressonador específico com frequência de ressonância nominal na faixa de micro-ondas. A seguir serão apresentados os principais componentes do circuito ressonador utilizado.

3.1.1.1 Ressonador de Quarto de Onda Ideal

O ressonador de quarto de onda é uma linha de transmissão não dissipativa que em termos elétricos é um circuito aberto em um dos terminais e se encontra em curto-circuito na outra ponta. Portanto, não há corrente em um terminal e não há tensão no outro. As únicas ondas estacionárias que não sofrem atenuação nessas condições são aquelas para as quais o comprimento da linha de transmissão, l , tem uma relação direta com seu comprimento de onda, λ , de maneira que l seja um múltiplo ímpar de um quarto do comprimento de onda, $\forall n \in \mathbb{N}$.

A Figura 8 mostra uma representação do ressonador ideal de quarto de onda e as únicas ondas estacionárias que correspondem a essas condições de contorno, que são aquelas em que se tem $\frac{\lambda (2n+1)}{4} = l$.

Para uma linha de transmissão com comprimento l e considerando a velocidade de fase, v_p , a frequência de primeiro modo será (POZAR, 2012):

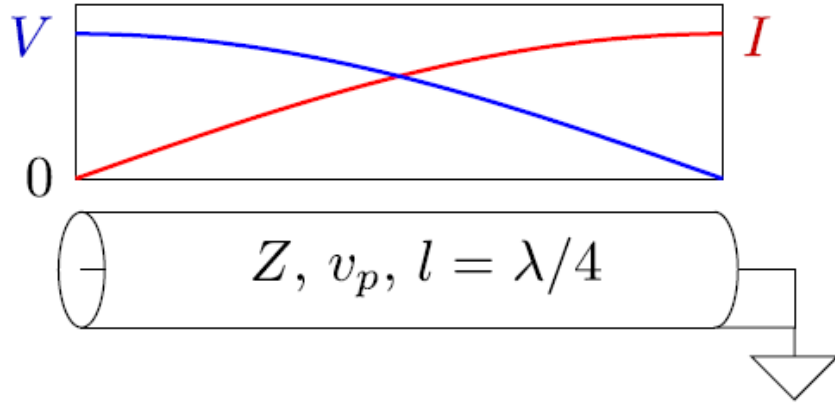


Figura 8 – Representação da linha de transmissão e o comportamento da tensão e corrente.
Fonte: (MATES, 2011).

$$f_1 = \frac{v_p}{4l} \quad (3.1)$$

Com base nas equações de Maxwell, as expressões de tensão e corrente com frequência ω em uma linha de transmissão com velocidade de fase v_p podem ser descritas como (POZAR, 2012):

$$V(z) = V_0^+ e^{-i\beta z} + V_0^- e^{i\beta z} \quad (3.2)$$

e

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_1} e^{-i\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_1} e^{i\beta z} \quad (3.3)$$

onde $\beta \equiv \omega/v_p$. Tem-se um curto-circuito em $z = 0$, assim:

$$V(0) = V_0^+ + V_0^- = 0 \quad (3.4)$$

e

$$I(0) = \frac{V_0^+}{Z_1} - \frac{V_0^-}{Z_1} \equiv I \quad (3.5)$$

onde I é a magnitude da oscilação de corrente no terminal em curto da linha de transmissão. Daí, segue que a configuração dos campos da onda estacionária ao longo da linha de transmissão é:

$$V(z) = -iIZ_1 \sin(\beta z) \quad (3.6)$$

e

$$I(z) = I \cos(\beta z) \quad (3.7)$$

3.1.1.2 Acoplamento Capacitivo

O ressonador é acoplado à linha de transmissão utilizando-se um capacitor de capacitância pequena C_c . A frequência de ressonância deste conjunto estará no ponto de operação em que a reatância total seja igual a zero. A impedância de carga pode ser dada por (MATES, 2011):

$$Z = Z_1 \frac{Z_L + iZ_1 \tan\left(\frac{\omega l}{v_p}\right)}{Z_1 + iZ_L \tan\left(\frac{\omega l}{v_p}\right)} \quad (3.8)$$

Caso a linha de transmissão esteja em curto, tem-se:

$$Z = iZ_1 \tan\left(\frac{\omega l}{v_p}\right) \quad (3.9)$$

Esta impedância em série com a impedância do capacitor fornece a condição de ressonância como:

$$0 = \frac{1}{i\omega_0 C_c} + iZ_1 \tan\left(\frac{\omega_0 l}{v_p}\right) \quad (3.10)$$

e

$$\omega_0 C_c Z_1 = \cot\left(\omega_0 \frac{\pi}{2\omega_1}\right) \quad (3.11)$$

onde $\omega_1 = \frac{\pi v_p}{2l}$ é a frequência de ressonância do ressonador desacoplado. A equação acima não pode ser resolvida através de funções elementares, pois é uma equação transcendente. Contudo, considerando $\omega_0 C_c Z_1$ bem pequeno e expandindo a cotangente em torno de $\frac{\pi}{2}$, segue:

$$\begin{aligned} \omega_0 C_c Z_1 &= \cot\left[\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{2\omega_1}(\omega_0 - \omega_1)\right] \\ &= 0 - \frac{\pi}{2\omega_1}(\omega_0 - \omega_1) + O\left[(\omega_0 - \omega_1)^2\right] \\ \frac{2\omega_0\omega_1 C_c Z_1}{\pi} &\approx (\omega_1 - \omega_0) \\ \omega_0 \left(1 + \frac{2\omega_1 C_c Z_1}{\pi}\right) &\approx \omega_1 \\ \omega_0 &\approx \frac{\omega_1}{1 + \frac{2\omega_1 C_c Z_1}{\pi}} \end{aligned} \quad (3.12)$$

Dessa forma, a frequência de ressonância com carga está próxima da frequência de ressonância da linha de transmissão de quarto de onda, porém ela é reduzida pelo capacitor de acoplamento e pode-se expressar a frequência de oscilação como:

$$f_0 = \frac{f_1}{1 + 4f_1 C_c Z_1} \quad (3.13)$$

A Figura 9 apresenta um diagrama do circuito para uma linha de transmissão.

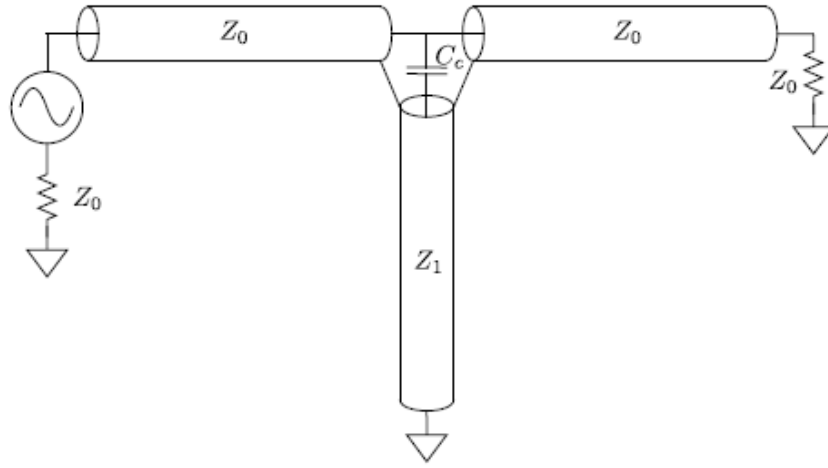


Figura 9 – Circuito ressonador com acoplamento capacitivo. Fonte: (MATES, 2011).

3.1.1.3 Carga Indutiva

Ao invés de um curto-circuito no terminal da linha de transmissão, insere-se um indutor que terá a função de uma carga no terminal da linha de transmissão. Esse indutor é acoplado ao SQUID e sofre alterações no valor nominal de acordo com a variação do fluxo magnético que atravessa o SQUID. Como consequência a frequência de ressonância do circuito será alterada.

Ao inserir a carga indutiva no terminal do ressonador altera-se o comportamento da frequência de ressonância, como segue:

$$\begin{aligned}
 0 &= \frac{1}{i\omega_0 C_c} + Z_1 \frac{i\omega_0 L \cot\left(\frac{\omega_0 l}{v_p}\right) + iZ_1}{Z_1 \cot\left(\frac{\omega_0 l}{v_p}\right) - \omega_0 L} \\
 &= (\omega_0 C_c Z_1) \left[\omega_0 L \cot\left(\frac{\omega_0 l}{v_p}\right) + Z_1 \right] - Z_1 \cot\left(\frac{\omega_0 l}{v_p}\right) - \omega_0 L
 \end{aligned} \quad (3.14)$$

Depois de alguma manipulação algébrica conforme (MATES, 2011), a frequência de ressonância efetiva pode ser dada por:

$$f_0 = \frac{f_1}{1 + 4f_1 C_c Z_1 + \frac{4f_1 L}{Z_1}} \quad (3.15)$$

A Figura 10 apresenta um diagrama do circuito para uma linha de transmissão.

3.1.1.4 Variação na Carga Indutiva

A partir de 3.15, é possível perceber que a frequência de ressonância ω_0 varia de acordo com o valor atual de L . Derivando a frequência em relação a L tem-se:

$$\frac{\partial \omega_0}{\partial L} = \frac{-\omega_1}{\left(1 + \frac{2\omega_1 C_c Z_1}{\pi} + \frac{2\omega_1 L}{\pi Z_1}\right)^2} \left(\frac{2\omega_1}{\pi Z_1}\right) \quad (3.16)$$

$$= \frac{2\omega_0^2}{\pi Z_1} \quad (3.17)$$

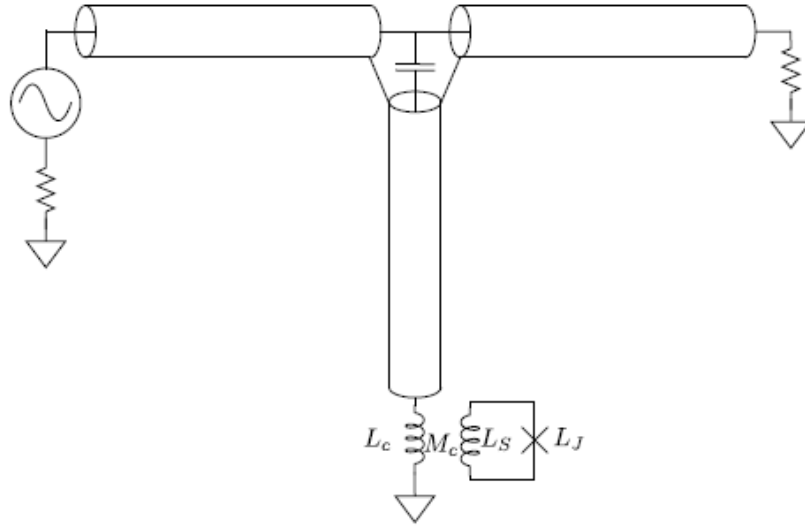


Figura 10 – Circuito ressonador com acoplamento capacitivo e terminação com carga indutiva. Fonte: (MATES, 2011).

que implica em:

$$\frac{\partial f_0}{\partial L} = -\frac{4f_0^2}{Z_1} \quad (3.18)$$

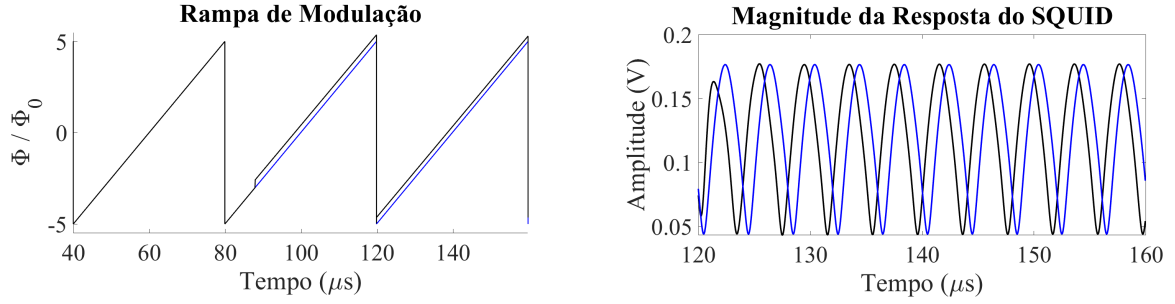
Combinando esta equação com a flutuação na indutância de carga devido ao fluxo que atravessa o SQUID tem-se:

$$f_0(\phi) \approx f_1 - 4f_1^2 C_c Z_1 - \frac{4f_1^2 L_c}{Z_1} + \frac{4f_1^2 \eta M_c^2}{Z_1 L_S} \cos(\phi) \quad (3.19)$$

A ênfase recai na apresentação das características relacionadas à alteração na frequência de ressonância, porém, conforme pode-se ver em (MATES, 2011; KEMPF et al., 2014) outros aspectos são igualmente relevantes para o projeto e fabricação do circuito, como por exemplo, a largura de banda de cada ressonador, *crosstalk* entre canais, o fator de qualidade do filtro *notch*, a energia armazenada no ressonador, potência dissipada nos terminais do ressonador e outros. Estes aspectos fogem do escopo deste trabalho, pois não se pretende produzir um protótipo do circuito.

3.2 A Modulação de Fluxo

Tendo estabelecido a característica de variação da frequência ressonante como uma função do fluxo que atravessa o SQUID, passa-se a considerar uma modulação desse fluxo. Uma rampa composta por múltiplos de um fluxo magnético quântico Φ_0 é adicionada ao sistema com o intuito de linearizar a resposta do SQUID. Convencionalmente, a linearização de um SQUID individual é realizada através de um *loop* ativo de realimentação que o mantém em um ponto de polarização específico. Para o caso de utilização de diversos SQUIDS simultaneamente torna-se impraticável o mesmo procedimento, pois seria



- (a) Rampa de modulação no formato de dente de serra. Onda de referência (curva azul) e onda resultante da incidência de uma partícula no detector (curva preta).
- (b) Respectivas respostas do SQUID com e sem pulso devido à rampa de fluxo inserida. Os dados apresentados foram obtidos por meio de simulação.

Figura 11 – Rampa de fluxo no formato de dente de serra (à esquerda) e valor absoluto da resposta do SQUID (à direita). Fonte: Autor.

necessário aplicar a realimentação para cada SQUID do arranjo (IRWIN; LEHNERT, 2004).

A alternativa encontrada é conhecida como a modulação rampa de fluxo (do inglês *flux-ramp modulation*), que consiste em aplicar-se uma rampa periódica, que pode ser senoidal, triangular ou dente de serra (MATES et al., 2008). Para que esta abordagem seja possível, é necessário que a frequência desta modulação exceda em muito as componentes de frequência do sinal esperado. O sinal de entrada referente à incidência de uma partícula carregada terá o efeito de translação sobre a rampa de fluxo, efeito este que persiste enquanto houver diferença de temperatura no sensor com relação à temperatura de referência. Isto acarreta um deslocamento de fase na resposta periódica do SQUID, como visto em 2.9.

O fluxo total no SQUID é a composição das fontes externas e internas. De maneira explícita:

$$\Phi = \Phi_{ramp} + \Phi_{pulse} + \Phi_{loop} \quad (3.20)$$

A contribuição da rampa de fluxo é linear e o pulso desloca sua amplitude para cima ou para baixo enquanto há alteração da magnetização. O fluxo interno, produzido pelo *loop*, depende do fator η e pode ser mantido pequeno. Portanto, basta realizar a leitura da fase e observar os pontos onde a variação desta deixa de ser linear para obter o fluxo devido a um pulso de energia.

Uma desvantagem de se utilizar este tipo de abordagem é que o nível de ruído na leitura é maior, o que é ocasionado por medições realizadas nas proximidades do extremo da curva de resposta do SQUID, onde ele se torna insensível ao fluxo magnético. A expectativa é que o ruído seja acrescido na ordem de $\sqrt{2}$ quando comparado com a abordagem de *loop* de realimentação.

Assim, pode-se definir a variação de fase na resposta do SQUID como sendo (MATES, 2011):

$$\phi = 2\pi \frac{\Phi}{\Phi_0} \quad (3.21)$$

onde Φ_0 é o fluxo magnético quântico.

Por se tratar de uma resposta periódica, a modulação por rampa de fluxo do SQUID pode ser considerada uma técnica de modulação em fase. O sinal de entrada determina a fase instantânea da resposta periódica à rampa de fluxo. Se a resposta do SQUID for uma senoide pura, então essa modulação será também uma técnica de modulação em frequência onde a derivada do sinal de entrada nos dará a variação instantânea da frequência, de maneira que podemos observar a informação do sinal nas bandas laterais da frequência da portadora ω_c . Neste caso, para uma senoide pura teremos (MATES, 2011):

$$\text{sen}(\omega_c t + \beta \text{sen}(\omega_m t)) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) \text{sen}(\omega_c t + n\omega_m t), \quad (3.22)$$

onde $\Phi_0 \frac{\omega_c}{2\pi}$ é a inclinação da rampa utilizada, $\Phi_0 \frac{\beta}{2\pi}$ é a amplitude da senoide pura e $J_n(\beta)$ são funções de Bessel de primeira ordem. Apesar da senoide possuir informação distribuída ao longo de toda a largura de banda do espectro, as amplitudes das funções de Bessel caem rapidamente e, portanto, a contribuição das componentes de frequência de maior ordem podem ser negligenciadas.

3.3 Estratégia de Leitura com Rádio Definido por Software

O multiplexador propriamente dito opera na faixa de micro-ondas e em formato analógico. Portanto, para que seja possível a leitura dos sinais provenientes dos detectores é necessário a utilização de um *front-end* analógico que realize a mistura das portadoras com osciladores locais de maneira a transportar as frequências para a região correta, ajustando-se este pente de frequências aos respectivos intervalos em que cada circuito ressonante esteja operando.

Uma maneira de gerar as ondas portadoras e obter a informação no formato digital para fins de processamento de sinais é utilizar uma infraestrutura baseada em rádio definido por software (SDR - do inglês *Software-defined Radio*) que conecte todos os componentes do sistema. Portanto, além o *front-end* para processamento analógico, utiliza-se uma placa de desenvolvimento baseada em arranjo de portas programáveis em campo (FPGA - do inglês *Field Programmable Gate Array*) para a geração das portadoras em formato digital, considerando a etapa de transmissão, e para a realização de canalização das portadoras na etapa de recepção.

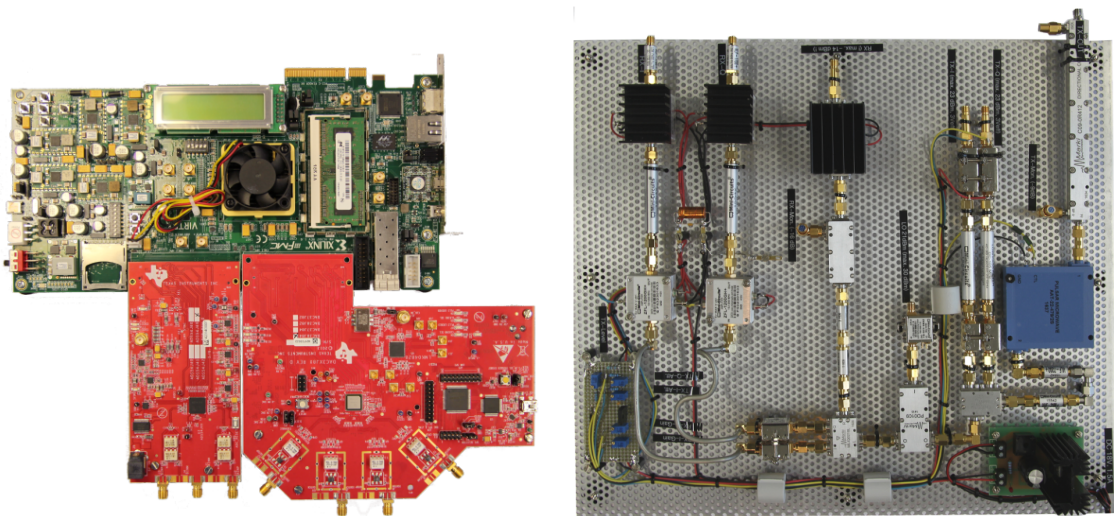
Esta seção trata da geração do conjunto de frequências combinadas que percorrem o multiplexador e do encadeamento das funções desde a geração dos sinais até o chip e do caminho de volta concluindo a trajetória dos sinais com o armazenamento da informação em formato digital.

Em termos gerais, as frequências são criadas em banda base na faixa de -400 MHz a 400 MHz utilizando dois conversores digital-analógico (DAC) de alta velocidade. Na etapa de transmissão, a combinação é misturada, através de um misturador do tipo em fase e quadratura (I/Q - do inglês In-phase/Quadrature), com uma frequência intermediária que a converte para a região de operação dos circuitos ressonantes do multiplexador SQUID. Após a injeção do conjunto de frequências no criostato e passando pelo multiplexador, as frequências são novamente transportadas para banda base utilizando um misturador I/Q semelhante que também se encontra no *front-end* analógico. Ambos os misturadores são excitados pelo mesmo oscilador local.

A Figura 12a apresenta o FPGA VC707 (verde) juntamente com as placas (vermelho) do DAC à direita e do ADC à esquerda representando o SDR.

Na Figura 12b apresenta-se a parte analógica do processamento de sinais, o hardware do estágio de RF que é utilizado para compor o sistema. Um protótipo foi desenvolvido no Instituto de Tecnologia de Karlsruhe (KIT - do alemão *Karlsruher Institut für Technologie*) no departamento chamado Instituto para Processamento de Dados e Eletrônica (IPE - do alemão *Institut für Prozessdatenverarbeitung und Elektronik*).

A Figura 13 apresenta o percurso dos sinais e as principais funções implementadas



(a) Placa FPGA com as placas DAC e ACD conectadas. Fonte: (WEGNER et al., 2018).

(b) Circuito de processamento de sinais no formato analógico. Fonte: (SANDER et al., 2017).

Figura 12 – (a) Conjunto que compõe o SDR e (b) protótipo do *front-end* de RF produzido no IPE/KIT por Dr.-Ing. O. Krömer.

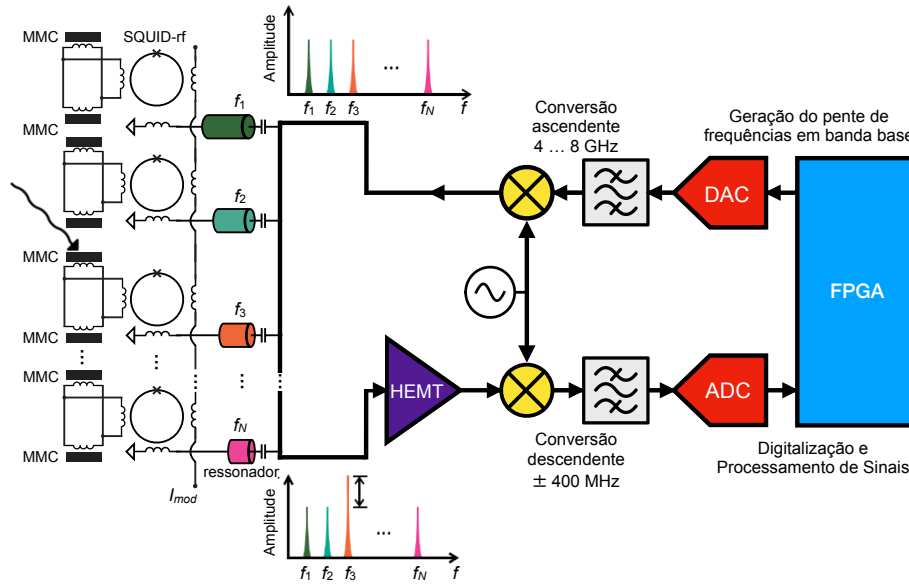


Figura 13 – Panorama do sistema de multiplexação. Diagrama contempla os componentes FPGA, o hardware implementado no *front-end* para o SDR, e os circuitos ressonantes que compõem o multiplexador. Fonte: (KUNZLER et al., 2020).

para a extração da informação.

3.3.1 Arquitetura do SDR

O conceito atual do SDR para o experimento ECHo em seu estágio 100kBq emprega 15 placas, cada uma cobrindo 4 GHz. Considerando um espaçamento entre canais de 10 MHz, a quantidade de canais chega a 6000. Pode ser visto na Figura 14 que a arquitetura do SDR é segregada em três seções: o estágio de RF, o estágio AD/DA e processamento digital por meio de hardware em FPGA. Este é realizado por um FPGA Xilinx Zynq Ultrascale+ heterogêneo, que é uma combinação de um FPGA Kintex Ultrascale+ com um poderoso sistema ARM A53 baseado em processador quad-core (SANDER et al., 2017).

O gerador da combinação de frequências armazena e reproduz formas de onda previamente computadas e é, portanto, um gerador arbitrário e a rampa de fluxo é gerada da mesma forma. Na parte do receptor, as amostras provenientes do ADC são processadas em um bloco de canalização que separa os diversos canais de informação. Todos os parâmetros relevantes são extraídos no último estágio e os dados são direcionados às camadas de software, as quais organizam os dados em forma de pacotes e os transmitem para o sistema de armazenamento.

A digitalização é baseada em dois canais de 1 GSPS, com conversor ADC de 16 bits com uma interface JESD204b. O conversor proporciona uma amostragem de 1 GHz de largura de banda analógica complexa. No lado do transmissor há 1 GSPS, quatro canais,

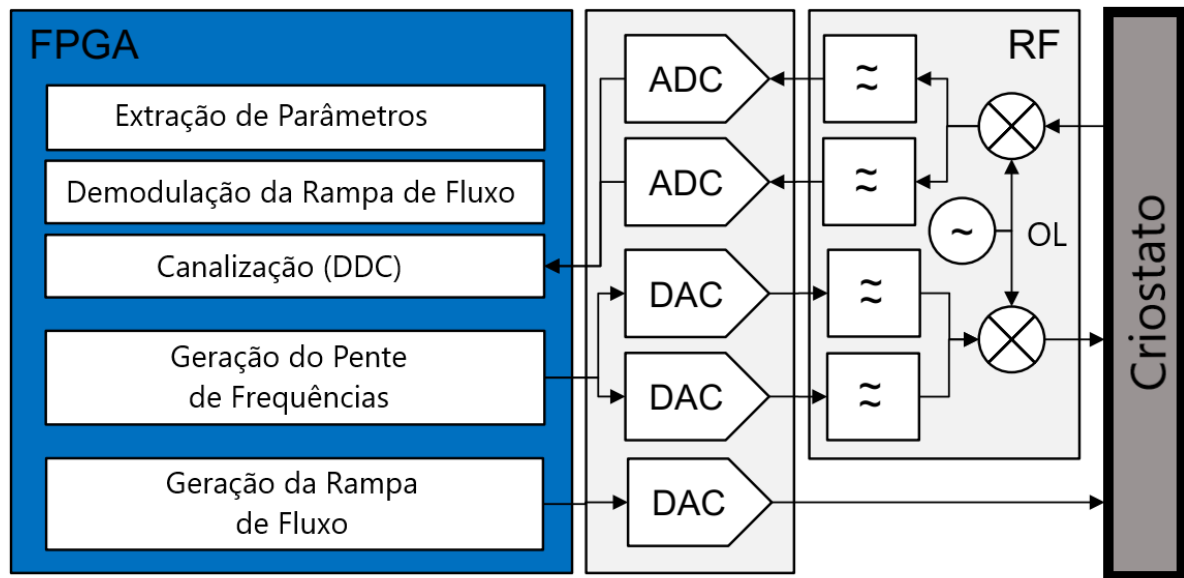


Figura 14 – Principais funções realizadas no FPGA e o percurso dos sinais. Fonte: (WEGNER et al., 2018).

DAC de 16 bits para transformar as amostras I/Q em um sinal complexo em banda base. Para cobrir a faixa dos 4 GHz são necessários 5 chips ADCs e 3 DACs cada um cobrindo 800 MHz de largura de banda complexa (SANDER et al., 2017).

Um protótipo de alta frequência foi montado (WEGNER et al., 2018) para a realização de medições iniciais e como uma prova de conceito para produção de uma placa específica a ser utilizada no projeto ECHO. No sentido de transmissão, há dois atenuadores ajustáveis para configurar uma potência de entrada apropriada e equilibrada antes de misturar a portadora com a frequência do oscilador local. Para gerar as frequências é utilizado um módulo que lê as amostras de um bloco de memória RAM a 500 MS/s, essas amostras são interpoladas e convertidas para modo analógico através de um DAC39J84 de 1 GS/s. Os misturadores são dois *Marki Microwave MLIQ0218L* que são utilizados para conversão de subida e descida. Há também filtros passa-baixa com frequência de corte em 105 MHz que foram escolhidos para a reconstrução DA e que evitam *aliasing*. Do lado do receptor, há um amplificador de 50 dB antes da mistura das ondas. Posteriormente, um amplificador ajustável foi empregado para ajustar e balancear o nível do sinal na conversão AD (WEGNER et al., 2018).

Após a conversão AD pelo conversor de dois canais ADS54J69 500 MS/s, o sinal digital é processado em um FPGA com *firmware* em uma placa Xilinx VC707. Num primeiro momento, os sinais dos ressonadores são canalizados através do estágio de *digital down conversion* (DDC), o qual multiplica um sinal de entrada com uma frequência complexa para deslocá-los em frequência. Em seguida, eles são filtrados por um filtro passa-baixa e decimados para remover os sinais de outros canais. Durante a decimação a taxa

de dados é reduzida de 2 GB/s para 125 MB/s. Os sinais demodulados são encapsulados em pacotes UDP e transmitidos para um computador por meio de um cabo Ethernet 10 GBit/s (WEGNER et al., 2018).

3.3.2 Misturador Complexo

As frequências de ressonância dos ressonadores se encontram na faixa entre 4 GHz a 8 GHz, região do espectro de frequência que não é facilmente alcançada por sintetizadores. Por causa disso, um oscilador local (OL - do inglês *local oscillator*) deverá ser empregado para transportar um grupo de frequências baixas para as regiões de interesse. Conforme pode ser visto em (KEMPF et al., 2014), a multiplexação de 64 canais foi comprovada por meio de experimentos. Contudo, o objetivo é processar 400 canais simultaneamente em um mesmo chip, o que exige o uso de 5 OLs e 80 sintetizadores de frequência.

Um misturador é definido pela translação de frequências baixas para uma região de frequências mais altas, ou vice-versa. A onda será multiplicada no tempo por uma frequência intermediária o que representa uma convolução no domínio da frequência (KUNZLER, 2020):

$$m(t) = z(t) \cdot r(t) \mapsto Z(\omega) * R(\omega_{LO}) \quad (3.23)$$

Considerando uma onda exponencial complexa ideal para a frequência intermediária, no domínio da frequência ela é representada como um delta de Dirac, ou um impulso na posição $\omega = \omega_{LO}$, segue que:

$$m(t) = z(t) \cdot \exp(i\omega_{LO}t) \mapsto Z(\omega) * \delta(\omega - \omega_{LO}) = Z(\omega - \omega_{LO}). \quad (3.24)$$

O dispositivo físico que implementa esta técnica é conhecido como misturador I/Q, donde pressupõe-se a existência de dois sinais, um cossenoidal $i(t) = \cos(\omega_i t + \theta_i)$ e um senoidal $q(t) = -\sin(\omega_q t + \theta_q)$, e portanto, separados em fase no valor nominal de 90°. O sinal I e o sinal Q são misturados com a frequência intermediária em misturadores individuais, de maneira que a componente em fase é multiplicada pela onda proveniente do OL e a componente em quadratura é misturada com a onda do OL defasada em 90° e posteriormente reagrupadas em um condutor externo. Por este motivo, as frequências espelhadas que surgem durante o processo de multiplicação de cada componente são anuladas (KUNZLER, 2020).

Considerando $\omega_{iq} = \omega_i = \omega_q$ uma frequência negativa para os sinais de entrada I e Q, tem-se (KUNZLER, 2020):

$$z(t) = \exp[i(-\omega_{iq})t] = i(t) + iq(t) = \cos(\omega_{iq}t) - i \sin(\omega_{iq}t) \quad (3.25)$$

que após a multiplicação com a frequência OL fornece:

$$\begin{aligned}
m(t) &= i(t) \cdot \cos(\omega_{LO}t) + q(t) \cdot [-\sin(\omega_{LO}t)] \\
&= \cos(\omega_{iq}t) \cdot \cos(\omega_{LO}t) + [-\sin(\omega_{iq}t)] \cdot [-\sin(\omega_{LO}t)] \\
&= \frac{1}{2} \{ \cos[(\omega_{iq} - \omega_{LO})t] + \cos[(\omega_{iq} + \omega_{LO})t] \} \\
&\quad + \frac{1}{2} \{ \cos[(\omega_{iq} - \omega_{LO})t] - \cos[(\omega_{iq} + \omega_{LO})t] \} \\
&= \cos[(\omega_{iq} - \omega_{LO})t] = \cos[(\omega_{LO} - \omega_{iq})t]
\end{aligned} \tag{3.26}$$

3.3.3 Filtros Digitais

Semelhante a um filtro mecânico que são utilizados em tubulações com o objetivo de bloquear a passagem de determinadas partículas indesejadas, os filtros seletores de frequência podem ser utilizados para formatar o espectro de frequência de determinados sinais. Estes filtros seletores podem ser analógicos ou digitais. Em sistemas digitais, os elementos responsáveis por esta tarefa são conhecidos como filtros digitais (SCHILLING; HARRIS, 2012). Os filtros digitais do tipo IIR (resposta impulsiva infinita - do inglês *infinite impulse response*) serão de maior interesse, pois com eles consegue-se bons resultados com filtros de ordens menores.

Para estabelecer as bases para o projeto de filtros deve-se considerar as características fundamentais que eles tem em comum e desta forma seguir as especificações de cada um. Estas especificações estão relacionadas, por exemplo, a quais componentes de frequência devem ser atenuadas na saída do filtro e qual a intensidade desta atenuação. Pode-se dizer que os parâmetros principais no projeto de filtros são: ganho, atenuação, deslocamento de fase, banda de passagem, banda de rejeição, banda de transição, frequências de corte, e o ripple na magnitude da função de transferência (SCHILLING; HARRIS, 2012).

Há quatro tipos de filtros quanto à seletividade de frequências: passa-baixas, passa-altas, passa-faixas e rejeita-faixas. Dar-se-á especial atenção aos filtros passa-baixas e rejeita-faixas.

Um filtro passa-baixas é um filtro que permite a passagem de frequências abaixo de um determinado valor conhecido como frequência de corte ω_c . Um filtro rejeita-faixas seleciona intervalos de frequência nos quais as componentes do sinal serão atenuadas drasticamente, uma classe especial deste tipo de filtro é o conhecido como *notch*. Ele é um filtro rejeita-faixa com banda de rejeição muito estreita ou, em termos ideais, um filtro cuja banda de rejeição consiste em uma única frequência (SCHILLING; HARRIS, 2012).

Os filtros Butterworth são filtros que possuem bandas de transição monótonas, ou seja, sempre crescente ou decrescente. Por isso, eles são conhecidos como filtros maximamente planos, o que limita sua capacidade de estreitamento da banda de transição. Uma forma de obter uma faixa mais estreita é permitindo oscilações na magnitude da função

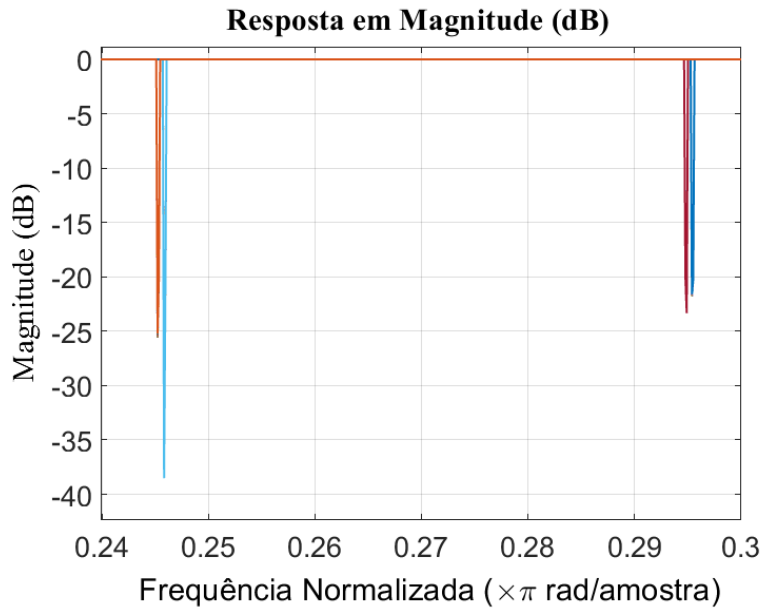


Figura 15 – Resposta em magnitude de 4 filtros *notch* utilizados no simulador para emular o comportamento do estágio de multiplexação. Fonte: Autor.

de transferência (SCHILLING; HARRIS, 2012).

Outra forma de implementação dos filtros digitais são os Chebyshev, há dois tipos. A característica principal do filtro Chebyshev-I é permitir que haja oscilações na banda de passagem para que haja uma banda de transição mais curta, eles são considerados ótimos em termos de amplitude das oscilações de *ripple*. O quadrado da resposta em magnitude do filtro Chebyshev-I terá *ripple* de mesmo tamanho na banda de passagem e será monotonicamente decrescente fora dela. O filtro Chebyshev-II é semelhante ao anterior, porém, ele possui a qualidade de *equiripple*, mesma amplitude de oscilações, na banda de rejeição. A resposta em magnitude oscila na banda de rejeição sendo monotonicamente decrescente fora dela (SCHILLING; HARRIS, 2012).

O último tipo de filtro a ser considerado são os elípticos. A principal característica destes filtros é que eles são *equiripple* em ambas bandas, tanto a de passagem quanto a de rejeição. Permitindo oscilações nas duas bandas, os filtros elípticos conseguem fornecer bandas de transição mais estreitas, são, portanto, ótimos neste quesito. Eles garantem que as especificações de banda de passagem sempre obedçam aos parâmetros de projeto, desde que o fator de *ripple* seja escolhido corretamente (SCHILLING; HARRIS, 2012).

A Figura 15 mostra um exemplo de geração de filtros digitais do tipo rejeita-faixas, são representados 4 filtros *notch*, a frequência de amostragem utilizada é de 32 GHz e as frequências de ressonância estão na faixa entre 4 GHz e 5 GHz. Estes filtros serão utilizados no Capítulo 4 para implementar a simulação do multiplexador.

A Figura 16 mostra um exemplo de geração de filtros digitais passa-baixas, é representado 1 filtro com frequência de corte $\omega_c = 400$ MHz e a frequência de amostragem

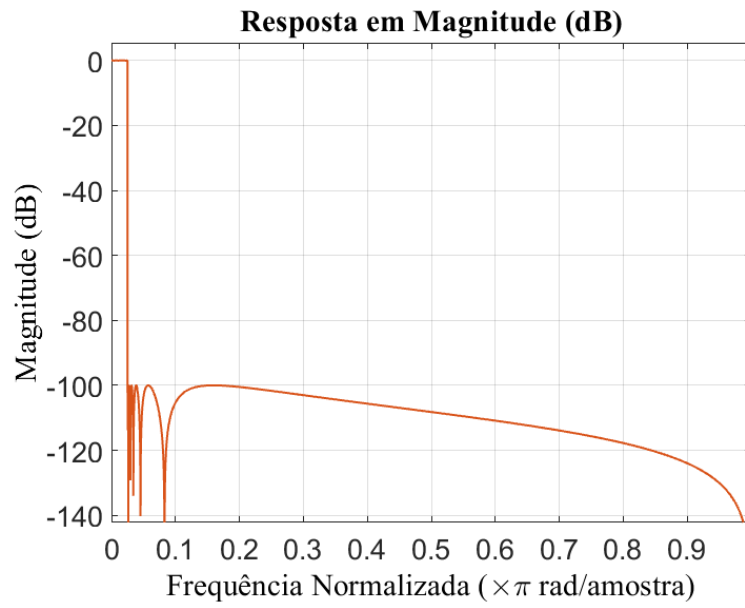


Figura 16 – Resposta em magnitude de 1 filtro passa-baixas utilizado no simulador para filtragem e separação dos OLs. Fonte: Autor.

utilizada é de 32 GHz. Estes filtros serão utilizados no Capítulo 4 para implementar a simulação do filtro passa-baixas que separa portadoras respectivamente aos seus osciladores locais.

4 Simulação do Sistema Utilizando Matlab

O simulador do sistema multiplexador SQUID de micro-ondas foi desenvolvido de maneira modular sendo baseado no atual estágio de desenvolvimento do experimento ECHO. Nele, é prevista a utilização de 400 circuitos ressonadores que são monitorados por suas respectivas portadoras, as quais estão distribuídas na faixa de rádio frequência que vai de 4 GHz a 8 GHz.

Conforme apresentado no Apêndice A, a elaboração do código seguiu regras estabelecidas previamente para classificação, organização, simplificação, e facilidade de leitura, além da compreensão dos comandos executados sequencialmente pelo interpretador. Considera-se 3 tipos de arquivos constituintes da *toolbox*: *'main'*, *'script'*, e *'function'*; além disso, os identificadores que compõem estes arquivos são classificados como: temporizadores, índices iterativos, habilitadores, constantes, variáveis e estruturas.

O principal módulo do simulador é denominado *'main_muSQUIDmux'*, ele é responsável pelo controle sequencial de execução dos comandos e pela chamada de *scripts* e funções.

Ao executar o módulo principal, inicialmente é executada a *script* *'scrConfigureParameter'* que é responsável pela configuração dos parâmetros de funcionamento de todo o sistema. Os parâmetros mais importantes são implementados através dos identificadores e classificados quanto sua característica no sistema: geral, oscilador local, portadora, ressonadores, simulação, pulso e armazenamento. De acordo com cada classificação, os identificadores podem ser elencados como descrito a seguir.

4.1 scrConfigureParameter

- Geral
 - índice
 1. indSIMULATION: inicializa a contagem de iterações que serão efetuadas ao longo da simulação;
 2. indEND_SCRIPT: determina a quantidade total de iterações.
 - habilitador: habilita a plotagem de figuras.
 - constante
 1. RAMP_TYPE: seleciona o tipo de rampa que será utilizada, dente-de-serra ou triangular;
 2. SAMPLING_FREQUENCY: ajusta a frequência de amostragem;

3. `MAXIMUM_NUMBER_LOCAL_OSCILATOR`: determina o número máximo de osciladores locais;
4. `MAXIMUM_NUMBER_CARRIER`: determina o número máximo de portadoras;
5. `FREQUENCY_MINIMUM` e `FREQUENCY_MAXIMUM`: determina a região do espectro eletromagnético que será ocupada;
6. `DELTA_FREQUENCY`: determina a diferença entre a frequência da portadora e da frequência de ressonância efetiva do filtro notch;
7. `SQUID_CRITICAL_CURRENT`, `SQUID_INDUCTANCE` e `MUTUAL_INDUCTANCE`: parâmetros relacionados ao SQUID;
8. `RAMP_AMPLITUDE` e `RAMP_FREQUENCY`: parâmetros relacionados à rampa de fluxo;

- oscilador local

- constante

1. `NUMBER_LOCAL_OSCILLATOR`: determina a quantidade de osciladores locais que serão simulados;
2. `LOCAL_OSCILLATOR_BANDWIDTH`: determina a largura de banda de cada oscilador local;
3. `LOCAL_OSCILLATOR_AMPLITUDE`, `LOCAL_OSCILLATOR_FREQUENCY` e `LOCAL_OSCILLATOR_PHASE`: ajusta os parâmetros da onda;

- variável

1. `varAllLocalOscillator`: inicializa a variável que contém os dados referentes às formas de onda dos OLs.

- portadora

- constante

1. `NUMBER_CARRIER`: determina a quantidade de portadoras que serão simuladas a cada OL;
2. `CARRIER_BANDWIDTH`: determina a largura de banda de cada portadora;
3. `CHANNEL_BANDWIDTH`: determina a banda de passagem para projetar o filtro passa-baixas responsável pela canalização na recepção;
4. `CARRIER_AMPLITUDE`, `CARRIER_FREQUENCY` e `CARRIER_PHASE`: ajusta os parâmetros da onda;

- variável
 1. `varAllCarrier`, `varAllCarrierInphase`, `varAllCarrierQuadrature`, `varInphase`, `varQuadrature`: inicializa as variáveis que contêm os dados referentes às formas de onda das portadoras, antes e depois de percorrer o multiplexador e após a canalização.
- ressonador
 - constante
 1. `NUMBER_RESONATOR`: determina a quantidade total de ressonadores no sistema;
 2. `QUALITY_FACTOR`: especifica o fator de qualidade do filtro notch;
 3. `TRANSMISSION_LINE_FREQUENCY`: ajusta os valores das frequências nominais de cada linha de transmissão;
 4. `EFFECTIVE_RESONANT_FREQUENCY`: ajusta a frequência efetiva de cada ramo do ressonador;
 5. `COUPLING_CAPACITANCE` e `LOAD_INDUCTANCE`: valor calculado para o acoplamento capacitivo e para a carga indutiva;
- simulador
 - constante
 1. `NUMBER_FLUX_RAMP_SAMPLE` e `NUMBER_FLUX_RAMP_SAMPLE_PULSE`: permite a seleção da quantidade de amostras por rampa de fluxo com ou sem pulso de maneira arbitrária;
 2. `FILTER_PROCESSED_SAMPLE` e `FILTER_PROCESSED_SAMPLE_PULSE`: armazena a quantidade de amostras processadas em cada filtro notch dos diversos estados do circuito ressonante devido à rampa de fluxo e ao pulso;
 3. `NUMBER_FILTER_ITERATION` e `NUMBER_FILTER_ITERATION_PULSE`: armazena a quantidade de iterações necessárias para processar todos os dados referentes a um ciclo da rampa de fluxo;
 4. `SQUID_RESPONSE_CONTROL`: vetor que contém a sequência de acesso aos filtros notch de acordo com a resposta do SQUID;
 5. `RESONATOR_SEQUENCE` e `RESONATOR_SEQUENCE_PULSE`: vetor que contém a sequência de acesso aos filtros notch ao longo de toda a rampa de fluxo considerando ausência e presença de pulso;
- pulso

— constante

1. PHASE_SHIFT: determina arbitrariamente o deslocamento de fase da resposta do SQUID dada a ocorrência de um evento;
2. PULSE_RISE_TIME e PULSE_RISE_LENGTH: duração em segundos e comprimento do vetor para o estágio de subida do pulso;
3. PULSE_DECAY_TIME e PULSE_DECAY_LENGTH: duração em segundos e comprimento do vetor para o estágio de descida do pulso;
4. PULSE_DURATION e PULSE_DURATION_RAMP_CYCLE: duração em segundos do pulso e duração do pulso em número de ciclos de rampa de fluxo;

Ainda na *script* de configuração, foram determinados parâmetros para armazenamento das formas de onda obtidas. Por fim, a *script* 'scrLoadGenerateCoefficient' é chamada e passa-se ao processo de obtenção dos filtros utilizados na simulação.

4.2 scrLoadGenerateCoefficient

A *script* de carregamento ou geração de coeficientes é responsável pela configuração dos filtros notch para emular o comportamento do multiplexador e dos filtros passa-baixas que separam as portadoras em diferentes OLs e dos filtros passa-baixas que são utilizados no processo de canalização.

Inicialmente verifica-se se há coeficientes de filtros armazenados ou, caso não haja, passa-se a calculá-los com base nos identificadores configurados no decorrer da leitura do código.

Para a geração dos coeficientes dos filtros notch as informações referentes ao SQUID são fundamentais, pois os coeficientes são gerados todos de uma vez e somente neste ponto do código. Posteriormente, estes coeficientes são utilizados variando-se a indexação no vetor de filtros conforme a rampa de fluxo e a ocorrência de eventos, consequentemente, a variação da função de transferência produzirá a resposta do SQUID esperada.

4.2.1 funRamp()

A primeira função a ser chamada nesta *script* é a 'funRamp()' que devolverá um vetor constante 'FLUX_RAMP' contendo a rampa de fluxo desejada. Ela tem como argumentos informações como a amplitude da rampa, o número de ciclos da rampa de fluxo, o número de amostras por ciclo da rampa considerando a ocorrência de um pulso e o tipo de rampa, podendo ser dente-de-serra ou triangular.

Uma vez gerada a rampa completa, a quantidade de pontos é reduzida para meio ciclo da resposta do SQUID, pois o comportamento deste é análogo a uma função cossenoidal. Portanto, basta uma quantidade de dados reduzida controlada através dos vetores 'RESONATOR_SEQUENCE' e 'RESONATOR_SEQUENCE_PULSE' para que o comportamento desejado seja obtido, seja quando não há eventos seja na presença destes.

4.2.2 funSQUID()

Em seguida utiliza-se a função 'funSQUID()' para gerar a oscilação da indutância equivalente representada pelo SQUID. Esta função retorna a matriz 'EQUIVALENT_INDUCTANCE', que contém em suas linhas os dados referentes ao comportamento do SQUID ao longo do tempo. Portanto, cada linha representa um circuito ressonante e cada coluna representa o estado do ressonador em função do tempo.

Os parâmetros de entrada da função são a rampa de fluxo, a corrente crítica do SQUID, o vetor contendo a indutância de carga de cada circuito, a indutância do SQUID, e a indutância mútua devida ao acoplamento magnético entre o SQUID e o indutor de carga.

Basicamente, no interior da função, define-se o valor do fluxo magnético quântico e calcula-se a indutância da junção do SQUID.

4.2.3 funNotchFilterCoefficient()

Esta função utiliza as informações das duas anteriores para produzir filtros notch com frequência de ressonância e atenuação conforme projetado. Seus argumentos são a estrutura de parâmetros do multiplexador considerando a existência de pulso, 'strMultiplexerParameterPulse', a capacitância de acoplamento, e a matriz de indutância equivalente.

A quantidade de filtros a ser criada depende do número de ressonadores e da quantidade de amostras por ressonador.

Os identificadores 'SAMPLING_FREQUENCY', 'TRANSMISSION_LINE_FREQUENCY', 'NOTCH_BANDWIDTH', 'NOTCH_ATTENUATION', 'TRANSMISSION_LINE_IMPEDANCE', são fornecidos pela estrutura 'strMultiplexerParameterPulse'. Eles são entregues à função 'funNotchDesign()' que implementa o projeto dos filtros digitais individualmente que serão usados. Posteriormente, cada filtro é armazenado na variável 'varNotchFilterSet' de acordo com a quantidade de circuitos ressonantes e de estados amostrados do comportamento do SQUID.

4.2.3.1 funNotchDesign()

Esta função calcula os coeficientes de cada filtro a partir dos parâmetros informados na estrutura. O projeto de filtro aqui utilizado segue as considerações feitas na seção 3.3.3.

O bloco de código mais importante do simulador corresponde ao estágio de multiplexação, o qual recebe o nome de 'funMultiplexer()' e é chamado pelo módulo principal. Ele recebe as portadoras complexas misturadas com o oscilador local e as processa de acordo com o estado atual do respectivo filtro notch que representa o ramo composto pela capacitância de acoplamento, uma linha de transmissão de frequência f_n , e uma indutância de carga acoplada magneticamente a um SQUID.

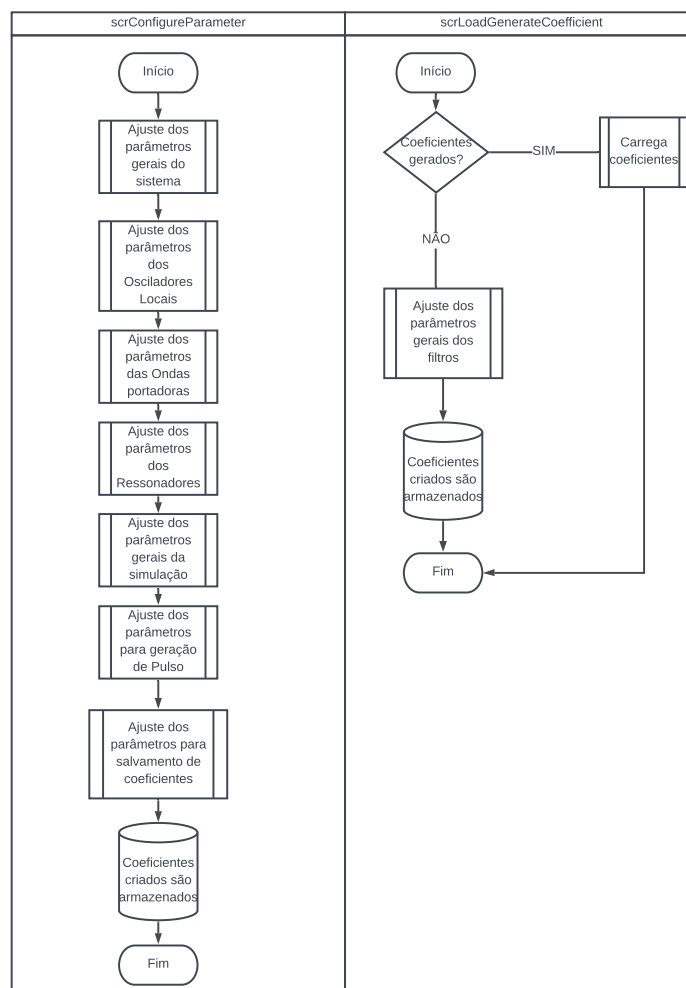


Figura 17 – Fluxograma à esquerda do script scrConfigureParameter e à direita do script scrLoadGenerateCoefficient. Fonte: Autor.

Os diagramas de blocos apresentados na figura 17 mostram os principais passos lógicos realizados nas scripts de configuração de parâmetros e geração de coeficientes. Elas seguem as descrições já feitas nas seções 4.1 e 4.2.

O script 'scrConfigureParameter' tem lógica sequencial e cada passo de configuração é utilizado subsequentemente para outro ajuste no sistema. Ela segue exatamente a lógica

apresentada para o desenvolvimento do multiplexador SQUID de micro-ondas, no qual a definição de suas características físicas e elétricas é o primeiro passo para entendimento do problema. A partir daí, podemos propagar seus efeitos para os demais componentes do sistema e prosseguir com o armazenamento dos coeficientes, finalizando a script.

A script 'scrLoadGenerateCoefficient' tem lógica condicional e depende inicialmente da verificação se há ou não coeficientes gerados no banco de dados do simulador. Se sim, ela carregará os coeficientes finalizando seu caminho. Caso contrário, o conjunto de códigos descrito na seção 4.2 irá ajustar os filtros, os coeficientes gerados serão salvos e a script finalizada.

4.3 main_muSQUIDmux

O módulo *main* é o bloco de código principal onde se desenvolve a simulação do Multiplexador SQUID de Micro-ondas. É aqui onde os scripts e as funções auxiliares serão chamadas sequencialmente para integração e desenvolvimento do experimento.

Aqui verifica-se todo o processo já descrito para o μ SQUIDmux. É importante relembrar que o fenômeno de incidência de uma partícula energizada é representado na *toolbox* em questão através de uma script geradora de pulso, portanto é ela que traz dinâmica ao simulador e permite a verificação do fenômeno de multiplexação para ocorrência de evento.

Inicialmente, chama-se a script 'scrConfigureParameter' para fazer um ajuste dos parâmetros que serão usados no início da simulação. O timer inicial é dado por 'varStartSimulation' e a partir de então é começado a contar tempo na simulação.

Através do script 'scrGeneratePulse' iremos gerar o pulso de entrada que se simula após a incidência de uma partícula no calorímetro. É necessário neste momento criar uma amostragem no tempo da sequência que está sendo amostrada de maneira que o sinal possa ser lido corretamente, o que é feito pelo vetor 'SAMPLE_SEQUENCE'.

4.3.1 funLocalOscillator()

Essa função é chamada no contexto ainda de temperatura ambiente sendo responsável por gerar as formas de onda de saída dos osciladores locais que serão utilizadas posteriormente para misturar com as ondas portadoras. Ela função retorna o vetor 'LOCAL_OSCILLATOR_OUTPUT' que armazena justamente a forma de onda de cada oscilador local que serão usados no multiplexador.

Os parâmetros de entrada dessa função são a frequência de amostragem ('SAMPLING_FREQUENCY'), a sequência da amostra ('SAMPLE_SEQUENCE'), a amplitude do oscilador local ('LOCAL_OSCILLATOR_AMPLITUDE'), a frequência do

oscilador local ('LOCAL_OSCILLATOR_FREQUENCY') e a fase do oscilador local ('LOCAL_OSCILLATOR_PHASE').

4.3.2 funCarrier()

Essa função é utilizada para gerar as ondas portadoras que serão mixadas com a resposta do oscilador local. Fisicamente, elas são geradas por um arranjo FPGA. Ela retorna o vetor 'varCarrierAllFrequency' que armazena as componentes em fase e quadratura das ondas portadoras.

Os parâmetros de entrada dessa função são a frequência de amostragem ('SAMPLING_FREQUENCY'), a sequência da amostra ('SAMPLE_SEQUENCE'), a amplitude da componente em fase da onda portadora ('CARRIER_AMPLITUDE_INPHASE'), a amplitude da componente em quadratura da onda portadora ('CARRIER_AMPLITUDE_QUADRATURE'), a frequência da portadora ('CARRIER_FREQUENCY'), a fase da portadora ('CARRIER_PHASE') e a variação de fase da portadora ('CARRIER_DELTA_PHASE').

4.3.3 funUpMixer()

Essa função é responsável por fazer a mistura dos sinais das portadoras com os osciladores locais, para onde levaremos o sinal misturado para uma banda base de maior frequência. Ela retorna o vetor 'Mixed' que armazena a frequência dos osciladores locais e das portadoras misturadas.

Os parâmetros de entrada dessa função são a componente em fase da amplitude da portadora ('I'), a componente em quadratura da amplitude da portadora ('Q'), a componente em fase da amplitude do oscilador local ('LOReal') e a componente em quadratura da amplitude do oscilador local ('LOImag').

4.3.4 funAttenuator()

Essa função é responsável por fazer uma atenuação de potência do sinal misturado entre oscilador local e portadora após entrarem no criostato. Ela retorna o vetor 'WAVE_FORM_OUTPUT' que armazena a forma de onda da mistura entre oscilador local e portadora.

Dentro do programa principal, essa função irá atuar em dois estados. Primeiro, temos uma atenuação passando o sinal de temperatura ambiente (300 K) para um estado criogênico intermediário (3 K) e posteriormente outra atenuação deste para outro estado criogênico de baixíssima temperatura (50 mK).

4.3.5 `funMultiplexer()`

Essa função é responsável por fazer modulação da resposta do SQUID na portadora dentro do multiplexador. Assim, temos portadoras na faixa entre 4 GHz e 8 GHz que são moduladas pela resposta do SQUID que tem frequência aproximada de 250 kHz. Para cada iteração do simulador é fornecido um conjunto de pontos referente a um ciclo da rampa de fluxo. Os dados são subdivididos em conjuntos menores de acordo com a relação entre o número de pontos total e o número de filtros *notch* que representam a variação de frequência de ressonância devido à rampa. Através do processamento realizado pelos filtros a portadora terá diferentes ganhos, consequentemente, a envoltória será formatada de acordo com a resposta do SQUID. Para um intervalo de tempo os pontos da onda portadora serão filtrados por um filtro *notch* específico.

Para múltiplos ressonadores a saída do anterior se tornará a entrada do próximo circuito, e isto acontecerá sequencialmente até o último ressonador, além disso, os estados dos filtros são sempre atualizados ao longo do tempo.

Esta função retorna como saída os vetores ‘`varMultiplexerOutput`’, que contém a informação do sinal processada sequencialmente para cada instante pelo filtro e ‘`NOTCH_COEFFICIENT`’ que contém o conjunto de dados para atualização dos filtros para os ressonadores seguintes.

Os parâmetros de entrada dessa função são o sinal que irá modular a resposta do ressonador (‘`varMultiplexerInput`’), os coeficientes relacionados ao filtro Notch que serão utilizado (‘`varNotchCoefficient`’), os parâmetros do multiplexador (‘`MULTIPLEXER_PARAMETER`’) e a variação no pulso gerado (‘`varPulseShift`’).

Após o sinal de interesse ser modulado na portadora, retorna-se o pente de frequências para temperatura ambiente para que esta possa ser amplificada e as componentes relativas à resposta do SQUID possam ser extraídas.

4.3.6 `funAmplifier()`

Essa função é responsável por amplificar a potência do sinal misturado de volta para temperatura ambiente para que este possa ser processado e interpretado. Aqui utilizaremos um HEMT para fazer a amplificação do sinal modulado na banda base. Ela retorna o vetor ‘`WAVEFORM_OUTPUT`’ que armazena a forma de onda do sinal modulado após ser amplificado.

Dentro do programa principal, ela será utilizada em dois estados. O primeiro para transição entre o estado principal de criogenia para o intermediário (50mK para 3K) e o segundo para o estado de temperatura ambiente (300K).

Após feita a amplificação, faz-se a leitura dos sinais em fase (‘I’) e quadratura

(‘Q’) do sinal de interesse, separando a informação tanto por oscilador local quanto por portadora através de filtros passa-baixa.

4.3.7 funDownMixer()

Essa função é responsável por filtrar o sinal misturado, separando a informação referente a cada oscilador local utilizado. Ela retorna o vetor ‘REAL_PART’ que armazena componente em fase da forma de onda do sinal modulado que foi separado e o vetor ‘IMAGINARY_PART’ que armazena a componente em quadratura deste mesmo sinal.

Os parâmetros de entrada desta função são a forma de onda do sinal modulado em banda base (‘WAVEFORM_INPUT’), os parâmetros referentes ao oscilador local utilizado (‘LOCAL_OSCILLATOR’) e os coeficientes do filtro que será utilizado (‘FILTER_COEFFICIENTS’).

Após feita a separação, o sinal modulado será levado novamente para o circuito FPGA onde teremos sua canalização, ou seja, a separação por cada portadora utilizada para respectiva leitura do sinal de interesse.

4.3.8 funComplexMixer()

Essa função é responsável pela segunda filtragem do sinal misturado, onde teremos a canalização do sinal de interesse. Ela retorna o vetor ‘INPHASE’ que armazena a resposta em fase do sinal canalizado e o vetor ‘QUADRATURE’ que armazena a resposta em quadratura deste mesmo sinal.

Os parâmetros de entrada desta função são a forma de onda do sinal modulado pela portadora em fase e em quadratura respectivamente (‘INPHASE_INPUT’ e ‘QUADRATURE_INPUT’), a forma de onda da portadora utilizada (‘CARRIER_WAVEFORM’), o fator de decimação usado durante a canalização (‘DECIMATION_FACTOR’) e os coeficientes do filtro utilizado (‘COEFFICIENTS’).

Após isso, teremos a resposta em fase e quadratura do sinal de interesse, que é a resposta do SQUID multiplexado.

Na figura 18 temos o diagrama de blocos referente a script principal do simulador chamada de ‘main_muSQUIDmux’. Ela tem lógica sequencial até a alimentação no multiplexador com a onda misturada de OL e portadoras. A partir daí, ela segue uma análise condicional verificando se existe ou não pulso. Caso não, a sequência gerada para leitura do filtro seguirá normalmente. Se existir pulso, a sequência gerada será influenciada pela variação do pulso e as posições acessadas no filtro Notch sofrerão "saltos" caracterizando a variação devido à resposta do SQUID.

Com o intuito de explicitar as respostas obtidas no simulador, iremos agora discutir

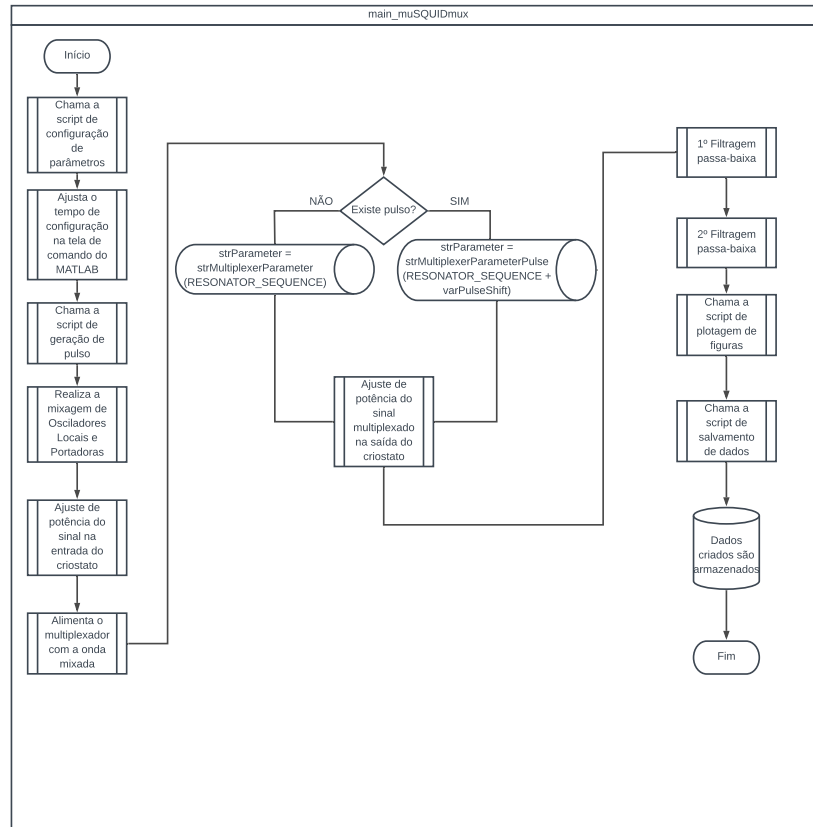


Figura 18 – Fluxograma do script principal main_muSQUIDmux. Fonte: Autor.

e analisar alguns dados obtidos através da plotagem de gráficos para determinadas partes do programa.

4.4 Discussão de Resultados

Após a descrição dos principais *scripts* da *toolbox* para o Multiplexador SQUID de Micro-ondas, serão apresentados alguns resultados obtidos com o enfoque em corroborar previsões teóricas do sistema.

Para esse estudo, a resposta do SQUID após a canalização é vista como uma onda complexa de determinado período. Utiliza-se aqui um circuito de referência, ' y_R ', que traduz em cada instante de tempo o comportamento do sistema sem a existência de pulso e um circuito de modulação, ' y_M ', que traduz em cada instante de tempo o comportamento do sistema com a existência de pulso. Dessa maneira, é possível comparar ao longo do tempo esses sinais e visualizar os momentos em que a resposta do SQUID gerou as mudanças de fase esperadas.

Para analisarmos como o simulador se comporta frente à existência de pulso, dividimos as respostas da toolbox em dois modos. No primeiro modo, chamado de '0' ou 'em repouso', tivemos um conjunto de respostas que caracterizou o sistema μ SQUIDmux

quando não há ocorrência de evento. Espera-se aqui que os circuitos de referência e modulado apresentem comportamentos idênticos, uma vez que sem a existência de pulso não haverá diferença de fase entre onda de referência e modulada. No segundo modo, chamado de '1' ou 'ocorrência de evento', considera-se o equivalente à inserção de energia no sistema μ SQUIDmux a partir de uma partícula. Aqui, é esperado que os circuitos de referência e modulado apresentem respostas com defasamento, corroborando as previsões teóricas quando há a existência de pulso.

Além de analisar as respostas no domínio do tempo, apresenta-se também nos dois modos o espectro de frequência para componentes importantes do sistema como OL, portadoras geradas, frequência portadora modulada e as respostas antes e depois da multiplexação. Elas são de extrema importância para o entendimento deste trabalho, uma vez que representam a característica de modulação do nosso sistema. Quando não há a existência de pulso, podemos caracterizar essa resposta como uma modulação em amplitude da portadora e quando temos pulso, podemos caracterizá-la também como uma modulação fase-frequência da resposta do SQUID.

4.4.1 Modo '0' ou 'em repouso'

Aqui, a *toolbox* foi utilizada para representar o funcionamento do sistema no caso em que não há pulso circulando.

Como já abordado anteriormente na seção 2.2.1, os sinais aqui utilizados seguem o conceito de modulação em quadratura e, portanto, são expressos em termos de suas componentes de fase e quadratura. Na figura 19 temos um conjunto de respostas do SQUID após a canalização, sendo expressas tanto para o sinal de referência quanto para o modulado. Foi representado o sinal no plano complexo, em termos das componentes I/Q e em termos de módulo e fase. Além disso, foi representado também a envoltória da portadora que é utilizada na modulação, é em cima dessa envoltória que teremos a caracterização da resposta do SQUID frente à existência de pulso.

Os resultados presentes mostraram que realmente para o caso em que não há pulso circulando no sistema, não existirá defasamento entre os sinais de referência e modulado, sendo possível ver que todas as respostas seguiram esse mesmo padrão. O gráfico que expressa a resposta do SQUID no plano complexo é comumente chamado de gráfico "Formato de banana", devido sua semelhança física com a fruta. Verifica-se que ele também seguiu esse padrão e as pequenas diferenças entre os sinais de referência e modulado nessa resposta recaem em ruídos presentes no sistema que fogem da abordagem do estudo aqui apresentado.

Como explicitado na seção 4.4, também foram realizados estudos no domínio da frequência para diversos estágios do simulador, que foram explicitados em termos

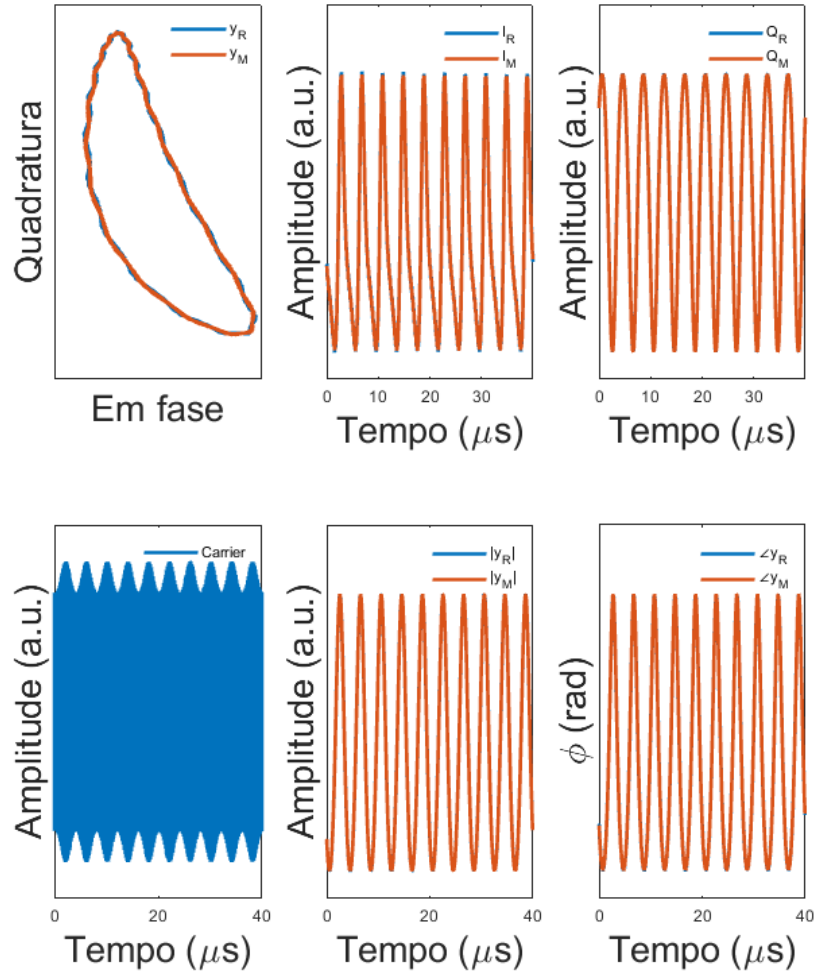


Figura 19 – Resposta do SQUID após a canalização e envoltória da portadora expressas no domínio do tempo. Fonte: Autor.

da Transformada de Fourier (FFT - do ingles *Fast Fourier Transform*) para os sinais, representados na figura 20. Para o caso em que não há pulso presente, é verificado que realmente não existe resposta do SQUID modulada aqui. Apesar disso, é interessante fazer algumas considerações importantes a respeito do funcionamento do sistema.

Primeiramente, foi expresso em f_{OL} o espectro de frequência do oscilador local utilizado. É interessante verificar que aqui, por se tratar de um sinal complexo, ao aplicar a FFT as componentes negativas do sinal serão anuladas e com isso teremos a caracterização de apenas um pico em seu espectro de frequência.

Para a frequência de uma portadora específica f_P , verificou-se as mesmas propriedades para a FFT que foram descritas para o oscilador local e, por se tratar de um sinal complexo, teremos apenas um pico em seu espectro de frequência.

Quando analisa-se a resposta do SQUID modulada na portadora, é possível verificar

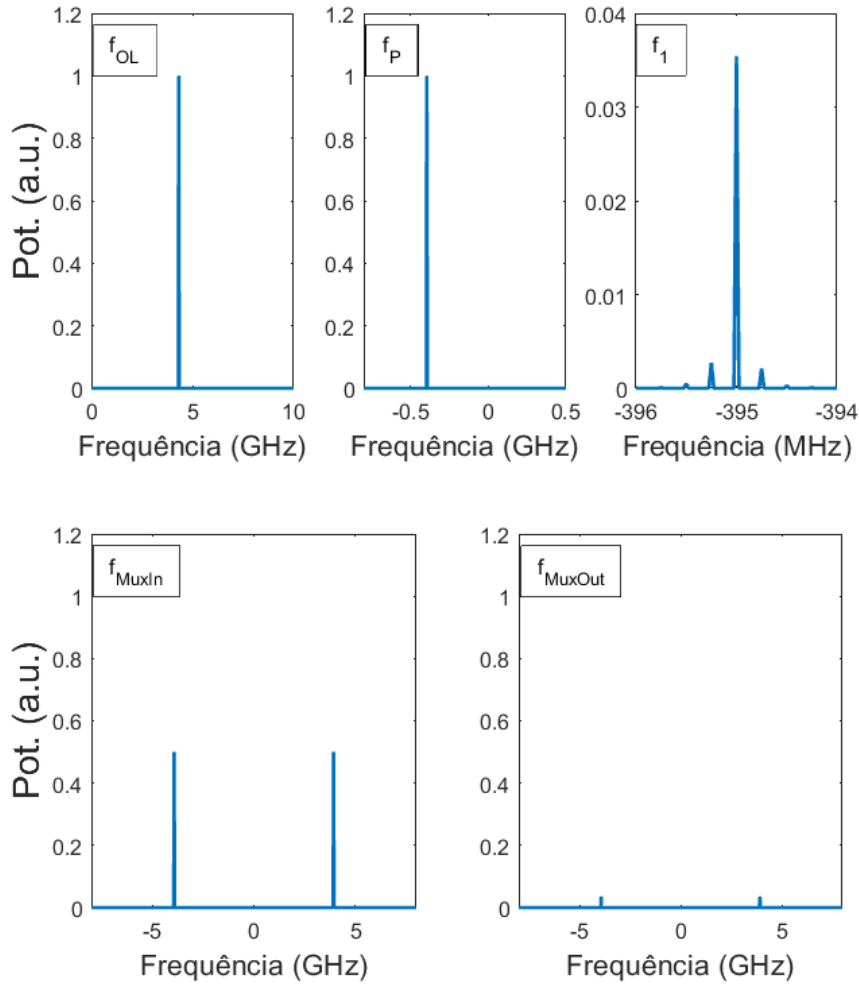


Figura 20 – Resposta em espectro para diversos estágios do simulador expressas no domínio da frequência. Fonte: Autor.

que ela estará presente nas bandas laterais do seu espectro. Para o caso em que não há pulso circulando, essa resposta não estará caracterizada como mostrado em f_1 .

Conforme analisado na seção 3.3.2, para o sinal misturado de oscilador local e portadora teremos a aplicação de um misturador complexo dentro do multiplexador. Basicamente, ao aplicar essa ferramenta matemática iremos introduzir esses dois sinais complexos, transformando sua resposta em um sinal real. Neste caso, ao aplicar a FFT as componentes negativas do sinal não serão anuladas e com isso teremos a caracterização de dois picos em seu espectro de frequência. É interessante perceber que aqui, o sinal representado é uma composição de dois sinais, do oscilador local e da portadora. Por isso, a caracterização da quantidade de picos existentes em sua resposta é dada por:

$$n_{tot} = 2 \times n_{OL} \times n_P \quad (4.1)$$

Onde n_{tot} é o número total de picos existentes, n_{OL} é o número total de osciladores locais utilizados e n_P é o número total de portadoras utilizadas.

No gráfico representado em f_{MuxIn} temos o espectro de frequência do sinal misturado na entrada do multiplexador. Como foi utilizada apenas uma portadora e um oscilador local para as análises, conforme descrito na equação 4.1 é esperado que o número total de componentes no espectro de frequência seja de $n_{tot} = 2$. Verifica-se no gráfico em questão que isso se concretiza e, portanto, o processo de mistura dos sinais foi realizado corretamente.

Por sua vez, no gráfico representado em f_{MuxOut} temos a resposta na saída do multiplexador. É possível verificar que a caracterização de picos ainda segue o mesmo padrão, porém a potência do sinal foi fortemente atenuada conforme descrito na seção 3.3.3 com a aplicação de filtros passa-baixa. É essa a característica do multiplexador que se busca mostrar, onde mesmo após a mistura de osciladores locais e portadoras temos a separação de cada uma de suas componentes específicas e a atenuação das mesmas, de maneira que a resposta do SQUID possa ser extraída após a aplicação dos filtros.

4.4.2 Modo '1' ou 'ocorrência de evento'

Aqui, a *toolbox* irá apresentar o funcionamento do sistema para o caso em que temos pulso circulando. A variação na fase entre os sinais de referência e modulado caracterizam a modulação em fase-frequência a que a resposta do SQUID é submetida, de maneira que quanto mais brusca for a variação de fase, mais acentuada será a resposta em frequência respectiva. Essa relação entre fase e frequência será interpretada justamente através da transformada de Fourier dos sinais em estudo.

Conforme já descrito também na seção 4.4.1 os sinais utilizados seguem a modulação em quadratura. Na figura 21 temos o conjunto de respostas do SQUID após a canalização, para o sinal de referência e modulado. As representações aqui seguiram os mesmos tipos abordados na seção 4.4.1.

Aqui, os resultados apresentados mostraram que para o caso de existência de pulso circulando no sistema, haverá defasamento entre os sinais de referência e modulado para todas as respostas presentes. No que concerne a apresentação da resposta do SQUID no plano complexo, visualizou-se uma alteração muito expressiva no "Formato de banana" que comumente caracteriza a resposta. Essas alterações são justamente relativas à existência de pulso no sistema, que faz com que esse comportamento suave da curva sofra bruscas variações nos pontos de defasamento.

Além disso, para a envoltória da portadora também se visualiza uma diferença frente à existência de pulso, o que pode ser analisado por meio da existência de leves alterações em sua forma de onda a partir do instante de tempo em que temos a ocorrência

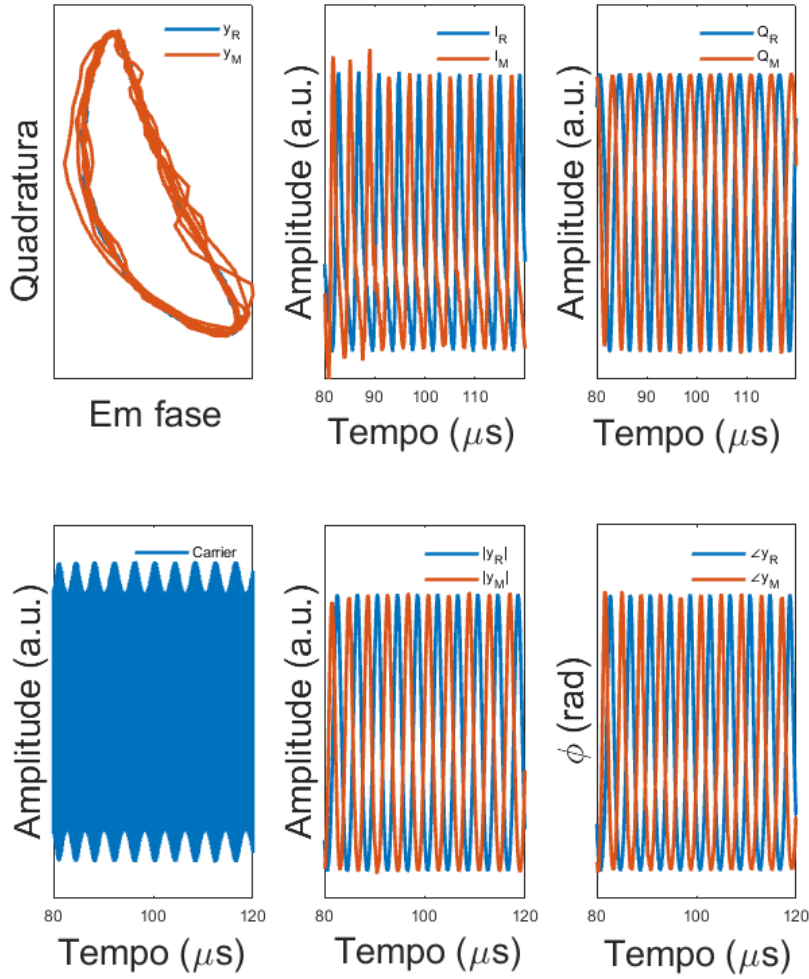


Figura 21 – Resposta do SQUID após a canalização e envoltória da portadora expressas no domínio do tempo. Fonte: Autor.

de evento.

Aqui também foram realizados estudos no domínio da frequência explicitados em termos da FFT para os sinais, representados na figura 22. Com a ocorrência de evento é verificado a existência de resposta do SQUID modulada, seguindo algumas considerações importantes no que tange essa caracterização.

Para o espectro de frequência do oscilador local utilizado representado por f_{OL} , teremos a mesma caracterização descrita na seção 4.4.1 com a presença de apenas um pico.

Para a frequência de uma portadora específica representada por f_P , segue as mesmas considerações também realizadas na 4.4.1 e também teremos no seu espectro de frequência a presença de apenas um pico.

Em relação a resposta do SQUID modulada na portadora, mostrado em f_1 , verifica-se a caracterização de componentes referentes à essa resposta nas bandas laterais do

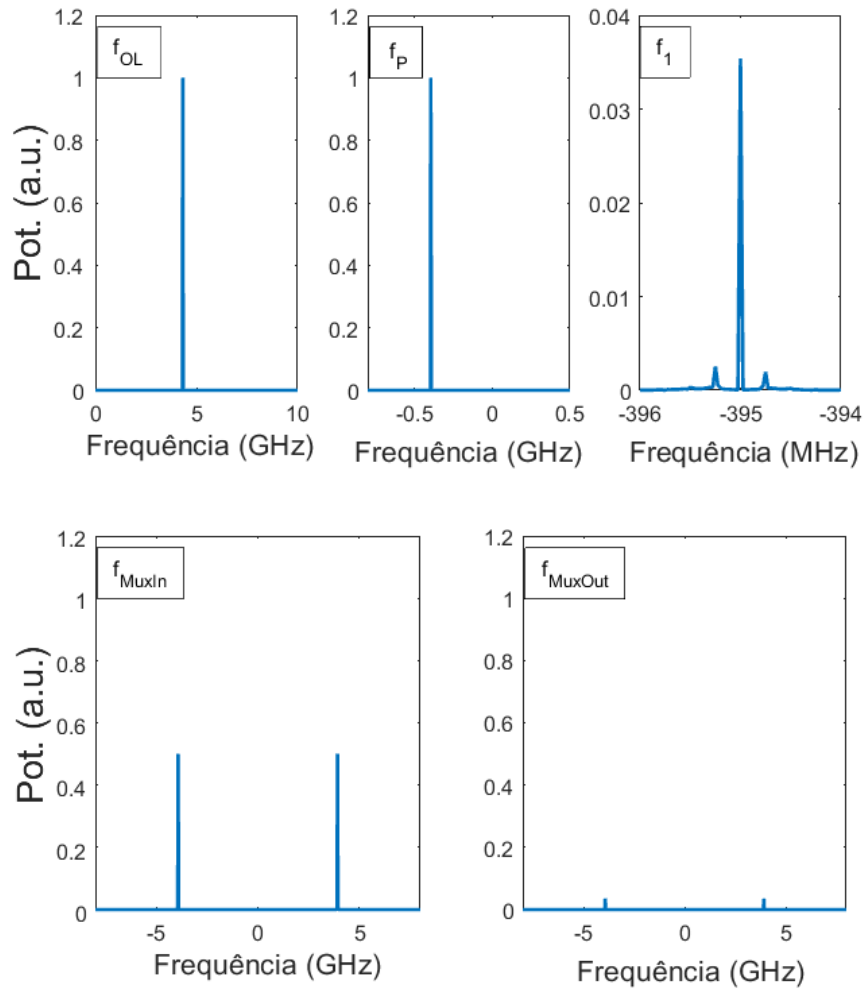


Figura 22 – Resposta em espectro para diversos estágios do simulador expressas no domínio da frequência. Fonte: Autor.

espectro. O padrão encontrado aqui, é diferente do que foi visto na seção 4.4.1 o que é esperado uma vez que essa diferença expressa justamente a modulação fase-frequência concernente ao caso em que existe pulso no sistema.

Semelhantemente ao que foi visto para o sinal misturado que alimenta a entrada do multiplexador na seção 4.4.1, verificou-se aqui em f_{MuxIn} a presença de 2 picos no espectro de frequência, respeitando o processo de mistura realizado pelo misturador local.

Para a resposta na saída do multiplexador, representado por f_{MuxOut} , verificou-se também a caracterização de picos esperada com atenuação de potência após a aplicação de filtros passa-baixa, conforme descrito na seção 3.3.3. Dessa maneira, observa-se que o processo de multiplexação está funcionando também para o caso em que temos pulso circulando no sistema. A diferença é que aqui, após a multiplexação teremos a presença da informação referente à resposta do SQUID que poderá ser extraída posteriormente através

de métodos que não serão abordados neste trabalho.

Para demonstrar o funcionamento do multiplexador quando são utilizados um conjunto de OLs e portadoras, na figura 23 é apresentado o conjunto de respostas no domínio da frequência para o caso em que foram utilizados 2 osciladores locais e 2 portadoras. As mesmas considerações feitas para o caso em que utilizou-se 1 portadora e 1 oscilador local são válidas também, exceto o fato de que a caracterização dos picos após a aplicação do misturador complexo nos dará um total de 8 componentes no espectro. Na resposta de saída do multiplexador, observa-se que nem todas as componentes do espectro foram atenuadas igualmente o que ocorre devido às características escolhidas para os filtros. A discussão e evolução dessas características apresenta-se como objetivo de trabalhos futuros.

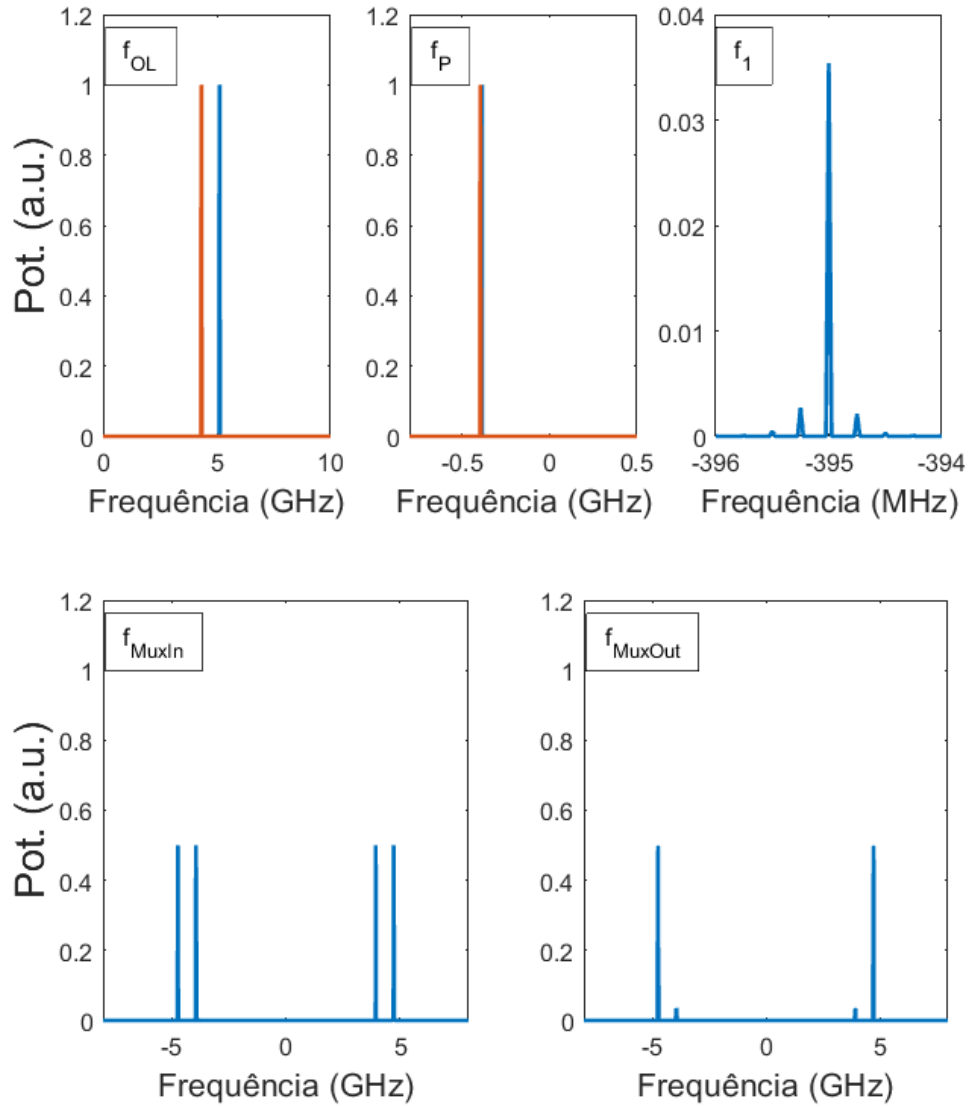


Figura 23 – Resposta em espectro para diversos estágios do simulador expressas no domínio da frequência. Fonte: Autor.

5 Conclusão

Essa monografia abordou de maneira geral dois objetivos: apresentar e entender o funcionamento do sistema μ SQUIDmux e seus principais elementos e apresentar resultados obtidos através de uma toolbox de simulação para o multiplexador.

No que tange a apresentação e funcionamento do sistema, foi verificado o funcionamento do Multiplexador SQUID de Micro-ondas, utilizando para detecção um MMC com sensor metálico paramagnético que é integrado e lido por um SQUID-rf não-dissipativo que possui linearização por rampa de fluxo do tipo dente de serra. A detecção de uma partícula no sistema é modelada através de uma exponencial que decai ao longo do tempo e o SQUID funcionará como um indutor variável, característica que permite com que esse sistema traduza a absorção de partículas energizadas em corrente para um circuito de processamento. A apresentação dessa discussão foi feita nas seções 2 e 3.

O circuito utilizado consistiu em uma linha de transmissão supercondutora, composta por um conjunto de ressonadores de um quarto de onda acoplados em uma extremidade à resposta do SQUID e na outra a um gerador de frequências portadoras. Dessa maneira, a resposta do ressonador pode ser modulada em fase e amplitude por essas portadoras. Esse modelo foi apresentado na seção 3.

A multiplexação da resposta do SQUID para diferentes portadoras foi realizada utilizando a estratégia de divisão de frequências na região do espectro que vai de 4 GHz até 8 GHz. Atualmente, esse processo de multiplexação é possível com até 5 Osciladores Locais e 80 ondas portadoras, porém no projeto e desenvolvimento da *toolbox* focou-se apenas nos resultados para um oscilador local e uma portadora. A apresentação dessa discussão foi feita na seção 3.

No que diz respeito ao Simulador para o Multiplexador SQUID de Micro-ondas apresentado em linguagem MATLAB, dividimos sua análise em dois tópicos: apresentação lógica dos códigos principais (seções 4.1, 4.2 e 4.3) e discussão de resultados (seção 4.4).

Concernente à apresentação lógica dos códigos principais, fizemos a apresentação de identificadores e *scripts* utilizadas para o desenvolvimento do simulador, seguindo as regras descritas no apêndice A. Também se apresentou por meio de fluxogramas os principais passos lógicos contidos nos 3 *scripts* de enfoque do trabalho, conforme visto nas figuras 17 e 18.

Por sua vez, na discussão de resultados deu-se enfoque aos resultados obtidos para a *toolbox* através da apresentação de gráficos no domínio do tempo e da frequência para o sistema em repouso e na ocorrência de evento.

A figura 19 traz a análise no domínio do tempo para o sistema "em repouso" e foi constatado a ausência de alteração de fase entre os sinais de referência e modulado. Já no domínio da frequência representada pela figura 20, foi constatado que não há componentes relativas à resposta do SQUID na modulação da portadora e que o processo de multiplexação está funcionando conforme esperado. Esses resultados corroboram as expectativas teóricas para o comportamento do μ SQUIDmux no caso em que não há pulso circulando no sistema.

Para o sistema em "ocorrência de evento", a figura 21 representa a análise no domínio do tempo e foi constatado deslocamento de fase entre os sinais de referência e modulado. Já a figura 22 traz a análise no domínio da frequência e foi constatado a presença de componentes relativas à resposta do SQUID na modulação da portadora, sendo que o processo de multiplexação também funcionou conforme esperado. Esses resultados corroboram as expectativas teóricas para o comportamento do μ SQUIDmux no caso em que há pulso circulando no sistema.

Dessa maneira, após todas as discussões acerca o funcionamento do Multiplexador SQUID de Micro-ondas e após o desenvolvimento da *toolbox* de simulação e apresentação de resultados, conclui-se que os dois objetivos principais do trabalho foram alcançados.

5.1 Trabalhos Futuros

Por último deve-se explicitar que ao longo dos estudos realizados e durante a estruturação deste trabalho foram observados alguns temas que podem ser contemplados em trabalhos futuros. O desenvolvimento do simulador aqui apresentado se deu de maneira determinística, ou seja, as variáveis não possuem comportamento aleatório. Na realidade, esse problema tem uma abordagem estocástica envolvendo distribuição de probabilidade e além disso, aqui não contemplou-se a presença de ruídos no sistema.

Pensando no problema físico que apresentado, com a utilização do Multiplexador em conjunto ao MMC para detecção de partículas energizadas, é necessário considerar outras variáveis importantes para o desenvolvimento do sistema, como por exemplo o armazenamento de dados visto que a quantidade de informação gerada é expressiva. Além disso, abordou-se aqui apenas o problema do multiplexador, não sendo foco do estudo a leitura das informações obtidas após o processo de amplificação das formas de onda I/Q obtidas. Esse estudo já é fonte de diversas outras abordagens e se prova extremamente complexo.

No contexto do simulador, a ideia é criar um ambiente que seja passível de exploração para diversas aplicações e grupos de estudo. Portanto, o desenvolvimento da *toolbox* em outras linguagens de programação também se torna necessário para este fim. Na linguagem de MATLAB que aqui foi utilizada, já existem melhorias relatadas e que devem ser

exploradas futuramente para o aperfeiçoamento do simulador, como por exemplo na modelagem dos filtros utilizados e a utilização de algoritmos estocásticos.

Referências

AMSTUTZ, C. *Evaluation of an Associative Memory and FPGA Based Concept for the CMS Track Trigger*. 168 f. p. Tese (Doutorado) — Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik in Karlsruhe Institute für Technologie, Karlsruhe, Germany, jul 2016. Citado 5 vezes nas páginas 15, 23, 24, 25 e 26.

B.D.JOSEPHSON. Possible new effects in superconductive tunnelling. *Physics Letters*, NL, v. 1, n. 7, p. 251–253, Jul. 1962. Citado na página 32.

CERN-EXPERIMENTS. *CERN experiments*. Acesso: 2021–01–05. Disponível em: <<https://home.cern/science/experiments>>. Citado na página 25.

CERN-MODEL. *CERN model*. Acesso: 2021–01–05. Disponível em: <<https://home.cern/science/physics/standard-model>>. Citado 3 vezes nas páginas 24, 26 e 27.

CERN-PHYSICS. *CERN physics*. Acesso: 2021–01–05. Disponível em: <<https://home.cern/science/physics>>. Citado na página 24.

ECHO-COLLABORATION. *ECHo Collaboration*. Acesso: 2021–01–05. Disponível em: <<https://www.kip.uni-heidelberg.de/echo/>>. Citado na página 28.

FLEISCHMANN, L. et al. Metallic magnetic calorimeters for x-ray spectroscopy. *IEEE Trans. on Appl. Supercond.*, v. 19, n. 2, p. 63–68, Apr. 2009. Citado 4 vezes nas páginas 15, 29, 31 e 32.

HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. *Fundamentals of Physics*. 9th edition. ed. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 2011. Citado na página 23.

IRWIN, K. D.; LEHNERT, K. W. Microwave SQUID multiplexer. *Appl. Phys. Lett.*, v. 85, n. 11, p. 2107–2109, Sep. 2004. Citado na página 43.

KEMPF, S. et al. Microwave squid multiplexer for the readout of metallic magnetic calorimeters. *Journal of Low Temperature Physics*, USA, v. 175, n. 5/6, p. 850–862, jun 2014. Citado 4 vezes nas páginas 15, 36, 37 e 38.

KEMPF, S. et al. Design, fabrication and characterization of a 64 pixel metallic magnetic calorimeter array with integrated, on-chip microwave squid multiplexer. *Superconductor Science and Technology*, USA, v. 30, n. 6, p. 1–16, may 2017. Citado 5 vezes nas páginas 29, 30, 32, 36 e 37.

KEMPF, S. et al. Multiplexed readout of mmc detector arrays using non-hysteretic rf-squids. *Journal of Low Temperature Physics*, USA, v. 176, n. 3/4, p. 426–434, aug 2014. Citado 4 vezes nas páginas 37, 38, 42 e 48.

KUNZLER, J. A. *Development and Analysis of Mathematical Methods for Estimating Statistical Parameters in Sensor Array-based Systems*. 212 p. Tese (Doutorado) — EMC - UFG, Mac. 2020. Citado na página 48.

- KUNZLER, J. A. et al. Readout of energy pulses on microwave squid multiplexer: A sensor array-based approach. *IEEE Signal Processing Letters*, p. Acesso Prévio, Dez. 2020. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 46.
- MACHADO, H. Olhares sobre alexandre koyré, historiador e filósofo do pensamento científico. *Hist. cienc. saude-Manguinhos*, v. 24, n. 3, p. 845–847, Set. 2017. Citado na página 23.
- MATES, J. A. B. *The Microwave SQUID Multiplexer*. 128 f. p. Tese (Doutorado) — University of Colorado at Boulder, 2011. Citado 13 vezes nas páginas 15, 29, 30, 32, 33, 34, 35, 37, 39, 40, 41, 42 e 44.
- MATES, J. A. B. et al. Demonstration of a multiplexer of dissipationless superconducting quantum interference devices. *Applied Physics Letters*, USA, v. 92, n. 2, p. 1–3, Jan. 2008. Citado na página 43.
- POZAR, D. M. *Microwave Engineering*. 4th edition. ed. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.
- SANDER, O. et al. Software defined radio based readout of microwave SQUID multiplexed metallic magnetic calorimeter arrays. In: *Topical Workshop on Electronics for Particle Physics (TWEPP-17)*. Santa Cruz, California: Proceedings of Science, 2017. p. 1–5. Citado 3 vezes nas páginas 45, 46 e 47.
- SANDER, O. et al. Software-defined radio readout system for the ECHo experiment. *IEEE Trans. on Nucl. Sci.*, v. 66, n. 7, p. 1204–1209, Jul. 2019. Citado na página 28.
- SCHILLING, R. J.; HARRIS, S. L. *Fundamentals of Digital Signal Processing using MATLAB*. 2th edition. ed. Stamford, USA: Cengage Learning, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 49 e 50.
- SILVA, O. V. da. Análise da obra discusso do método de renê descartes e as bases do método científico. *Revista Científica Eletrônica da Pedagogia*, n. 31, p. 1–8, Jul. 2018. Citado na página 23.
- WEGNER, M. et al. Microwave squid multiplexing of metallic magnetic calorimeters: Status of multiplexer performance and room-temperature readout electronics development. *Journal of Low Temperature Physics*, USA, v. 193, n. 3–4, p. 462–475, feb 2018. Citado 4 vezes nas páginas 15, 45, 47 e 48.

Apêndices

APÊNDICE A – Manual de Boas Práticas na Programação

Este manual foi criado com o intuito de expressar as recomendações por hora utilizadas para a estruturação lógica dos códigos que fizeram parte do desenvolvimento da *toolbox* para o Simulador SQUID de Micro-ondas. A ideia é que com isso, os tipos de *scripts*, tipos de variáveis e a estruturação de sequência seja bem evidente, de maneira que a compreensão dos códigos seja melhorada.

A partir disso, espera-se que o processo de evolução dos códigos seja otimizado e que outras pessoas que tiverem interesse em explorar a abordagem foco do trabalho sejam suportadas pelo mesmo. Pretende-se também, promover um ambiente de interconexão com outras linguagens de programação, otimizando também a replicabilidade dele em outros ambientes. A seguir, será descrito estas recomendações:

1. Escreva seus programas de uma maneira simples e objetiva. Algumas vezes isto é chamado KIS (do inglês "*keep it simple*" [que pode ser traduzido por "mantenha a simplicidade"]). Não "complique" a linguagem tentando soluções "estranhas".
2. Leia os manuais e livros sobre o ambiente de desenvolvimento que estiver usando. Consulte frequentemente estes manuais para se certificar de que o conjunto de recursos estão sendo usados corretamente.
3. Seu computador e compilador são bons mestres. Se você não estiver certo de como funciona um recurso, escreva um programa de teste que utilize esse recurso, compile, execute e depure o programa, e veja o que acontece.
4. Usar as funções da biblioteca padrão em vez de você escrever suas próprias versões similares pode melhorar o desempenho do programa porque essas funções foram desenvolvidas cuidadosamente por pessoal especializado.
5. Todas as funções devem ser precedidas por um comentário descrevendo seu objetivo.
6. Faça o recuo de um nível em todo o código e em funções definidas. Isso ressalta a estrutura funcional dos programas e ajuda a torná-los mais fáceis de ler.
7. Coloque um espaço depois de cada vírgula (,) para tornar o programa mais legível.
8. Escolher nomes significativos para as variáveis ajuda a tornar um programa auto-explicativo, i.e., menos comentários se farão necessários.

9. Nomes de variáveis com mais de uma palavra podem ajudar a tornar o programa mais legível. Evite juntar palavras separadas como em `totalpagamentos`. Em vez disso, separe as palavras com sublinhados como em `totalpagamentos` ou, se você desejar juntar as palavras, comece cada palavra depois da primeira com uma letra maiúscula como em `totalPagamentos`.
10. Separe as declarações das instruções executáveis em uma função por uma linha em branco, para ressaltar onde terminam as declarações e começam as instruções.
11. Recue as instruções no corpo de uma estrutura `if`.
12. Coloque uma linha em branco antes e após todas as estruturas de controle em um programa para melhorar sua legibilidade.
13. Não deve haver mais de uma instrução por linha em um programa.
14. Uma instrução longa pode ser dividida em várias linhas. Se uma instrução deve ocupar mais de uma linha, escolha locais de divisão que façam sentido (como após uma vírgula em uma lista separada por vírgulas). Se uma instrução for dividida em duas ou mais linhas, recue todas as linhas subsequentes.
15. Use identificadores com 31 caracteres ou menos. Isso ajuda a assegurar a portabilidade e pode evitar alguns erros sutis de programação.

Os identificadores, são estruturas de grande importância para o desenvolvimento da lógica e estrutura do código. São eles que criam as relações desejadas e por isso devem ter facilidade em sua leitura e compreensão. Para isso, utiliza-se de algumas regras conforme abaixo:

1. Temporizadores - são identificadores constantes que registram a data e/ou tempo de execução dos programas. Podem ser de diversos tipos de dados, e.g., `datetime`, `uint64`, `double`, etc. Ex.: `DATE_START_SIMULATION`, `DATE_STOP_SIMULATION`;
2. Índices iterativos - são utilizados para controlar os laços no código. São escritos em letras minúsculas, com até três letras, e seguidas de numeração crescente se necessário. Recomenda-se que sejam inicializados com tipo de dados inteiro de 8 bit não sinalizado, i.e., `uint8`, caso a amplitude de iteração não ultrapasse o valor inteiro 255. Ex.: `ind1`, `ind2`, `indEndScript`;
3. Habilitadores - são identificadores binários que permitem ou evitam a execução de alguma instrução e/ou função. Seu nome deve iniciar com o verbo "ser" em inglês (*is*) e indicar sua aplicação. O tipo de dado é *logical*. Ex.: `isPulseOn`, `isSaveOn`, `isPlotOn`;

4. Constantes - são valores que não serão alterados no programa e são fornecidos para cálculos e funções. São escritos com todas as letras em maiúsculo. Ex.: LETRAS_MAIUSCULAS, LOMAX;
5. Variáveis - são posições de memória usadas para atualizar valores manipulados pelo programa. Ex.: varVariavel1; varGlobal2; varLocal5;
6. Funções - são blocos de código que realizam alguma operação específica sobre os identificadores. Os identificadores manipulados serão visíveis ao programa somente caso a função retorne o valor deste como saída. De maneira geral os identificadores são tratados como locais. Ex.: funLOGenerator;
7. Scripts - são linhas de código acessadas sequencialmente. Todos os identificadores são visíveis a todo o programa, elas produzem variáveis globais. Ex.: scrConfigureParameters;
8. Main - é o bloco de código principal, ele realiza a inicialização do programa e chama as funções e *scripts* necessárias para o correto funcionamento do programa. Ex.: main_muSQUIDmux, mainEffectiveResonantFrequency.

Após a explicação dos passos utilizados para estruturação do código e utilização dos identificadores, explicita-se uma sugestão de estruturação do código. A idéia principal aqui é manter a uniformidade na estrutura dos diversos códigos existentes, para que estes possam ser facilmente escritos e lidos.

```
%-----%
clear variables

close all

clc

%-----%
%% PARAMETERS ADJUSTMENT

%-----%
% TIMERS (several data types)

%-----%
% INDEX (unsigned 16 bits integer type)

%-----%
% ENABLER (logical type)

%-----%
```

% CONSTANT (double - Matlab's standard data type)

% Scalar

% general

% Array

% general

%—————%

% VARIABLES (double - Matlab's standard data type)

% Scalar

% general

% Array

% general