



**Universidade Federal de Campina Grande**

Centro de Engenharia Elétrica e Informática  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**Desenvolvimento de um espectrômetro de RFI de baixo custo e portátil  
para o radiotelescópio BINGO**

Lucas Pereira Ramos da Silva

Orientador: Alexandre Jean René Serres  
Coorientador: Amílcar Rabelo de Queiroz

CAMPINA GRANDE – PB  
2024

Lucas Pereira Ramos da Silva

**Desenvolvimento de um espectrômetro de RFI de baixo custo e portátil  
para o radiotelescópio BINGO**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande (PPGEE/UFCG) como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Alexandre Jean René Serres.

Coorientador: Prof. Dr. Amílcar Rabelo de Queiroz.

CAMPINA GRANDE – PB

2024

S586d

Silva, Lucas Pereira Ramos da.

Desenvolvimento de um espectrômetro de RFI de baixo custo e portátil para o radiotelescópio BINGO / Lucas Pereira Ramos da Silva. – Campina Grande, 2024.

102 f. ; il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2024.

"Orientação: Prof. Dr. Alexandre Jean René Serres, Prof. Dr. Amílcar Rabelo de Queiroz".

Referências.

1. Processamento da Informação. 2. Radiotelescópio BINGO. 3. Espectrômetro. 4. Radiofrequência. I. Serres, Alexandre Jean René. II. Queiroz, Amílcar Rabelo de. III. Título.

CDU 621.391(043)

**Desenvolvimento de um espectrômetro de RFI de baixo custo e portátil  
para o radiotelescópio BINGO**

**LUCAS PEREIRA RAMOS DA SILVA**

**DISSERTAÇÃO APROVADA EM 27/11/2024**

**ALEXANDRE JEAN RENÉ SERRES, D.Sc., UFCG**  
**Orientador(a)**

**AMILCAR RABELO DE QUEIROZ, Dr, UFCG**  
**Orientador(a)**

**RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr., UFCG**  
**Examinador(a)**

**EDMAR CANDEIA GURJAO, D.Sc, UFCG**  
**Examinador(a)**

**CAMPINA GRANDE – PB**



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO  
**UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE**  
POS-GRADUACAO EM ENGENHARIA ELETRICA  
Rua Aprigio Veloso, 882, - Bairro Universitario, Campina Grande/PB, CEP 58429-900

REGISTRO DE PRESENÇA E ASSINATURAS

1 - ATA DA DEFESA PARA CONCESSÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, REALIZADA EM  
27 DE NOVEMBRO DE 2024

**(Nº 769)**

CANDIDATO(A): **LUCAS PEREIRA RAMOS DA SILVA**. COMISSÃO EXAMINADORA: RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr. UFCG - Presidente da Comissão e Examinador Interno, ALEXANDRE JEAN RENÉ SERRES, D.Sc., UFCG - Orientador, AMILCAR RABELO DE QUEIROZ, D.Sc., UFCG - Examinador Externo, EDMAR CANDEIA GURJÃO, D.Sc., UFCG - Examinador Externo, este por motivos superiores não participou de modo remoto da referida dissertação. Entretanto enviou o parecer por escrito para o Presidente da Comissão, bem como os questionamentos e sugestões, explicitando que considera o trabalho de dissertação aprovado. TÍTULO DA DISSERTAÇÃO: Desenvolvimento de um espectrômetro de RFI de baixo custo portátil para o radiotelescópio BINGO. ÁREA DE CONCENTRAÇÃO: Processamento da Informação. HORA DE INÍCIO: **14h00** – LOCAL: **Sala Virtual, conforme Art. 5º da PORTARIA SEI Nº 01/PRPG/UFCG/GPR, DE 09 DE MAIO DE 2022**. Em sessão pública, após exposição de cerca de 45 minutos, o(a) candidato(a) foi arguido(a) oralmente pelos membros da Comissão Examinadora, tendo demonstrado suficiência de conhecimento e capacidade de sistematização, no tema de sua dissertação, obtendo o conceito APROVADO. Face à aprovação, declara o(a) presidente da Comissão, achar-se o examinado, legalmente habilitado a receber o Grau de Mestre em Engenharia Elétrica, cabendo a Universidade Federal de Campina Grande, como de direito, providenciar a expedição do Diploma, a que o(a) mesmo(a) faz jus. Na forma regulamentar, foi lavrada a presente ata, que é assinada por mim, LEANDRO FERREIRA DE LIMA, e os membros da Comissão Examinadora. Campina Grande, 27 de novembro de 2024.

LEANDRO FERREIRA DE LIMA

Secretário

RAIMUNDO CARLOS SILVÉRIO FREIRE, Dr. UFCG

Presidente da Comissão e Examinador Interno

ALEXANDRE JEAN RENÉ SERRES, D.Sc., UFCG

Orientador

AMILCAR RABELO DE QUEIROZ, D.Sc., UFCG

Examinador Externo

EDMAR CANDEIA GURJÃO, D.Sc., UFCG  
Examinador Externo

LUCAS PEREIRA RAMOS DA SILVA  
Candidato

## 2 - APROVAÇÃO

2.1. Segue a presente Ata de Defesa de Dissertação de Mestrado do candidato **LUCAS PEREIRA RAMOS DA SILVA**, assinada eletronicamente pela Comissão Examinadora acima identificada.

2.2. No caso de examinadores externos que não possuam credenciamento de usuário externo ativo no SEI, para igual assinatura eletrônica, os examinadores internos signatários **certificam** que os examinadores externos acima identificados participaram da defesa da tese e tomaram conhecimento do teor deste documento.



Documento assinado eletronicamente por **LEANDRO FERREIRA DE LIMA, SECRETÁRIO (A)**, em 29/11/2024, às 11:32, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **EDMAR CANDEIA GURJAO, PROFESSOR 3 GRAU**, em 29/11/2024, às 11:55, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **RAIMUNDO CARLOS SILVERIO FREIRE, PROFESSOR 3 GRAU**, em 29/11/2024, às 12:38, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **ALEXANDRE JEAN RENE SERRES, PROFESSOR(A) DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 18/12/2024, às 10:48, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **AMILCAR RABELO DE QUEIROZ, PROFESSOR 3 GRAU**, em 18/12/2024, às 11:09, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



Documento assinado eletronicamente por **Lucas Pereira Ramos da Silva, Usuário Externo**, em 19/12/2024, às 19:52, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 8º, caput, da [Portaria SEI nº 002, de 25 de outubro de 2018](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site <https://sei.ufcg.edu.br/autenticidade>, informando o código verificador **5066266** e o código CRC **A3D1F283**.

A Deus, senhor de infinita misericórdia.

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus, por ter me concedido a dádiva da vida. Em meio a todos os momentos difíceis da vida fostes o meu pilar inabalável, expressei minha profunda gratidão a ti meu Deus. Agradeço por cada pessoa que colocaste em meu caminho, por cada lição aprendida e por cada momento de crescimento.

A minha família, por ser meu alicerce que me sustenta e apoia nos momentos bons e ruins da minha vida. Sou profundamente grato por tudo que fizeram por mim. As palavras não são suficientes para expressar o amor que sinto por vocês.

Aos meus orientadores, Alexandre Jean René Serres, Amílcar Rabelo de Queiroz e Edmar Candeia Gurjão, pelo apoio, orientação, sugestão, estímulo, paciência e competência com que conduziram este trabalho. Seus conhecimentos e experiências foram fundamentais para a realização deste trabalho.

Ao Técnico do LABMET Valber, pela orientação baseada em suas próprias experiências e pela disposição em solucionar problemas. Agradeço pela valiosa colaboração, que contribuiu significativamente para aprimorar a qualidade do trabalho desenvolvido.

A Glêston, pelo estímulo e pelas palavras motivacionais que foram fundamentais para que eu pudesse seguir firme em minha jornada.

À Elaine, agradeço por suas sugestões e orientações valiosas na organização desta dissertação de mestrado. Suas contribuições foram fundamentais para a estruturação e qualidade deste trabalho.

Agradeço aos colegas de projeto, Davy, Ravânia, Alyson, Juliete e Karolainy pela assistência durante todo o processo, desde a criação do esquemático até a montagem do protótipo. A colaboração de vocês foi essencial para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos demais funcionários e colaboradores da UFCG que, de alguma maneira, contribuíram para este trabalho.

A CNPq MAI/DAI pelo o suporte financeiro.

A todos que contribuíram diretamente ou indiretamente para a realização deste trabalho.

“Se cheguei até aqui foi porque me apoiei no ombro dos gigantes”

Isaac Newton

## RESUMO

O projeto BINGO tem como objetivo construir um radiotelescópio inovador para mapear a emissão de hidrogênio neutro em um intervalo de *redshift* entre  $z = 0,13$  e  $z = 0,45$ , destacando-se pela capacidade de detectar Oscilações Acústicas de Bárions (BAO), fenômeno gerado pela interação da matéria com a radiação do universo primordial. O radiotelescópio opera na faixa de frequência de 980 a 1260 MHz e para assegurar a qualidade das medições é fundamental monitorar interferências de radiofrequência (RFI). Neste contexto, o projeto BINGO adaptou o espectrômetro CALLISTO, um receptor programável tradicionalmente usado em observações de rajadas solares, para cobrir a faixa de 900 a 1300 MHz e monitorar RFI.

O presente trabalho propõe o desenvolvimento de um espectrômetro de baixo custo e portátil para monitoramento de RFI, que utiliza o circuito integrado MAX2121, um sintonizador de conversão direta de 925 MHz a 2175 MHz. Esse circuito inclui componentes como amplificador de baixo ruído (LNA), amplificador de ganho variável de RF, misturadores em fase (I) e em quadratura (Q), além de filtros passa baixas e amplificadores de banda base com controle digital. Inspirado no espectrômetro CALLISTO, este novo projeto visa aprimorar o monitoramento de RFI, contribuindo para a integridade dos dados obtidos pelo radiotelescópio BINGO e fortalecendo as condições para o avanço dos estudos sobre a expansão do universo e a natureza da energia escura.

Palavras-chave: Radiotelescópio, Espectrômetro, Radiofrequência.

## ABSTRACT

The BINGO project aims to construct an innovative radio telescope to map neutral hydrogen emission within a redshift range of  $z = 0.13$  to  $z = 0.45$ , with a focus on its ability to detect Baryon Acoustic Oscillations (BAO), a phenomenon caused by the interaction of matter with radiation in the primordial universe. The radio telescope operates in the frequency range of 980 to 1260 MHz, and to ensure measurement quality, it is essential to monitor radiofrequency interference (RFI). In this context, the BINGO project adapted the CALLISTO spectrometer, a programmable receiver traditionally used for solar burst observations, to cover the 900 to 1300 MHz range and monitor RFI.

This study proposes the development of a low-cost, portable spectrometer for RFI monitoring, utilizing the MAX2121 integrated circuit, a direct-conversion tuner operating from 925 MHz to 2175 MHz. This circuit includes components such as a low-noise amplifier (LNA), RF variable gain amplifier, in-phase (I) and quadrature (Q) mixers, as well as low-pass filters and baseband amplifiers with digital control. Inspired by the CALLISTO spectrometer, this new project aims to enhance RFI monitoring, contributing to the integrity of the data obtained by the BINGO radio telescope and strengthening the conditions for advancing studies on the expansion of the universe and the nature of dark energy.

Keywords: Radio Telescope, Spectrometer, Radio Frequency.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 2.1 – Esquema de um radiotelescópio.....	26
Figura 2.2 – Diagrama simples de um radiotelescópio .....	27
Figura 2.3 – Efeito da RFI na mesma parte do céu .....	28
Figura 2.4 – Diagrama de blocos do espectrômetro CALLISTO.....	35
Figura 2.5 – Diagrama de blocos de um super-heteródino.....	36
Figura 3.1 – Diagrama de execução do projeto .....	39
Figura 3.2 – Diagrama de blocos do MAX2121 .....	41
Figura 3.3 – Esquemático do CI MAX2121 desenvolvido no <i>software</i> KiCad.....	42
Figura 3.4 – Roteamento de todas as trilhas no <i>software</i> KiCad.....	42
Figura 3.5 – Visualização do PCB em 3D.....	43
Figura 3.6 – Início da soldagem dos componentes.....	46
Figura 3.7 – Alguns componentes soldados .....	46
Figura 3.8 – Montagem da placa .....	46
Figura 3.9 – Fluxograma representativo da programação .....	49
Figura 3.10 – Diagrama do processo de comunicação I2C .....	49
Figura 3.11 – Byte de endereço escravo MAX2121 .....	50
Figura 3.12 – Conversor de nível lógico bidirecional .....	51
Figura 3.13 – Conversor de nível lógico bidirecional .....	51
Figura 3.14 – Montagem do conversor de nível lógico para teste de validação.....	52
Figura 3.15 – Montagem do conversor de nível lógico.....	52
Figura 3.16 – Diagrama de blocos da chave de RF HMC7992.....	53
Figura 3.17 – Chave de RF HMC7992.....	54
Figura 3.18 – Implementação da chave de RF HMC7992 .....	54
Figura 3.19 – Especificações e circuito do filtro .....	55
Figura 3.20 – Esquemático do filtro passa banda desenvolvido no <i>software</i> KiCad .....	56
Figura 3.21 – Roteamento das trilhas do filtro .....	56
Figura 3.22 – Visualização 3D da PCB do filtro.....	56
Figura 3.23 – Adesivo das trilhas do filtro fixada na placa RF4.....	57
Figura 3.24 – Fabricação da PCB do filtro.....	57
Figura 3.25 – Visualização 3D do PCB da nova versão do filtro.....	59
Figura 3.26 – Montagem dos componentes na nova versão do filtro.....	59
Figura 3.27 – Montagem final do filtro .....	60

Figura 3.28 – Detector logarítmico AD8307.....	61
Figura 3.29 – Montagem para programar o AD8307 .....	61
Figura 3.30 – Diagrama de blocos do espectrômetro URUTAU .....	63
Figura 3.31 – Diagrama esquemático do espectrômetro URUTAU.....	63
Figura 3.32 - Diagrama do processo de obtenção dos dados.....	64
Figura 3.33 – Montagem final do espectrômetro URUTAU.....	65
Figura 4.1 – Montagem do conversor no LTspace.....	66
Figura 4.2 – Medição da simulação do conversor de nível lógico .....	67
Figura 4.3 – Medição do conversor de nível lógico na protoboard.....	67
Figura 4.4 – Tentativa de envio dos dados de todos os registradores .....	68
Figura 4.5 – Envio dos dados de todos os registradores.....	68
Figura 4.6 – Configuração do gerador de sinais.....	69
Figura 4.7 – Sinal de 5 MHz do MAX2121 .....	70
Figura 4.8 – Setup de medições.....	70
Figura 4.9 – Ruído de piso do MAX2121 .....	71
Figura 4.10 – Ruído de piso do kit de avaliação MAX2121 .....	71
Figura 4.11 – Medição do sinal com o ruído de piso .....	72
Figura 4.12 – Medição da diferença entre o sinal de interesse e o ruído de piso .....	72
Figura 4.13 – Medição do ruído de piso com suavização das leituras .....	73
Figura 4.14 – Medição do sinal com o ruído de piso com suavização das leituras.....	73
Figura 4.15 – Medição do sinal de interesse com suavização.....	74
Figura 4.16 – Parâmetros s21 e s11 do filtro passa banda.....	75
Figura 4.17 – Montagem do filtro passa banda .....	75
Figura 4.18 – Simulação do filtro passa banda no LTspace.....	76
Figura 4.19 – Medição dos parâmetros S21 e S12 do filtro passa banda.....	76
Figura 4.20 – Medição dos parâmetros S21 e S12 do novo filtro passa banda.....	77
Figura 4.21 – Medição ruído de piso após implementação do filtro .....	78
Figura 4.22 – Medição do sinal de 75 MHz após a implementação do filtro.....	78
Figura 4.23 – Medição do sinal desejado em 75,84 MHz sem o ruído de piso.....	79
Figura 4.24 – Gráfico de potência (dBm) x tensão (V).....	81
Figura 4.25 – Montagem do setup de medições .....	81
Figura 4.26 – Gráfico da 1ª pilha: potência (dBm) x frequência (MHz).....	82
Figura 4.27 – Gráfico da 1ª pilha com interpolação: potência (dBm) x frequência (MHz) .....	82
Figura 4.28 – Gráfico da média das pilhas: potência (dBm) x frequência (MHz) .....	83

Figura 4.29 – Gráfico da média das pilhas com interpolação: potência (dBm) x frequência (MHz) .....	83
Figura 4.30 – Espectro do sinal de 1080 MHz gerado pelo gerador de sinais .....	84

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Classificação das faixas das ondas de rádio .....	25
Tabela 2.2 – Lista de algumas fontes e as características de RFI.....	30
Tabela 2.3 – Fontes artificiais de RFI consideradas como potenciais para o BINGO .....	33
Tabela 2.4 – Especificação do CALLISTO.....	34
Tabela 3.1 – Lista dos componentes.....	44
Tabela 3.2 – Lista dos materiais para montagem do circuito .....	45
Tabela 3.3 – Configuração dos registradores .....	47
Tabela 3.4 – Tabela verdade da chave de RF HMC7992.....	53
Tabela 4.1 – Medições dos níveis de tensão e valor lógico do ADC .....	79

## **LISTA DE QUADROS**

Quadro 2.1 – Relação de países e instituições responsáveis pelo Projeto BINGO .....	32
---	----

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BAO	Oscilações Acústicas de Bárions
BINGO	Baryon Acoustic Oscillation from Integrated Neutral Gas Observations
CALLISTO	Compound Astronomical Low-Frequency Low-Cost Instrument for Spectroscopy and Transportable Observatory
FITS	Flexible Image Transport System
GPS	Sistema de Posicionamento Global
IF	Frequência Intermediária
INPE	Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais
LABMET	Laboratório de Metrologia de Campina Grande
LNA	Amplificador de Baixo Ruído
LO	Oscilador Local
LOFAR	Low Frequency Array
PCB	Placa de Circuito Impresso
RFI	Interferência de Radiofrequência
SMD	Surface Mounted Device
SNR	Relação Sinal-Ruído
UFMG	Universidade Federal de Campina Grande
USP	Universidade de São Paulo

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\text{dBW/m}^2$	Decibéis em relação a um watt por metro quadrado
$f_{IF}$	Frequência da frequência intermediária
$f_{RF}$	Frequência de radiofrequência
$f_{LO}$	Frequência do oscilador local
$B$	Largura de banda do filtro.

# SUMÁRIO

<b>CAPÍTULO 1</b> .....	<b>20</b>
<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	<b>21</b>
1.1 MOTIVAÇÃO .....	21
1.2 OBJETIVOS.....	22
1.3 ORGANIZAÇÃO.....	22
<b>CAPÍTULO 2</b> .....	<b>24</b>
<b>2 CONTEXTO TEORICO</b> .....	<b>24</b>
2.1 INTRODUÇÃO À RADIOASTRONOMIA E INTERFERÊNCIA DE RÁDIO FREQUÊNCIA (RFI).....	24
2.2 CONCEITOS SOBRE RFI EM RADIOTELESCÓPIOS .....	27
2.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE O RADIOTELESCÓPIO BINGO.....	31
2.4 ESPECTRÔMETRO CALLISTO.....	33
<b>CAPÍTULO 3</b> .....	<b>38</b>
<b>3 METODOLOGIA</b> .....	<b>38</b>
3.1 PROJETO DE <i>HARDWARE</i> E PROGRAMAÇÃO DO MAX2121 .....	40
3.2 PROJETO DE <i>HARDWARE</i> DO ESPECTRÔMETRO URUTAU.....	50
3.3 ESPECIFICAÇÕES GERAIS DO ESPECTRÔMETRO URUTAU .....	62
<b>CAPÍTULO 4</b> .....	<b>66</b>
<b>4 RESULTADOS E DISCUSSÕES</b> .....	<b>66</b>
4.1 MEDIÇÕES DO CONVERSOR DE NÍVEL LÓGICO E COMUNICAÇÃO I2C .....	66
4.2 MEDIÇÕES DO KIT DE AVALIAÇÃO MAX2121.....	68
4.3 SIMULAÇÃO E MEDIÇÕES DO FILTRO .....	74
4.4 MEDIÇÕES DO ESPECTRÔMETRO URUTAU.....	79
<b>CAPÍTULO 5</b> .....	<b>85</b>
<b>5 CONCLUSÃO</b> .....	<b>85</b>
5.1 TRABALHOS FUTUROS.....	85
REFERÊNCIAS.....	87
APÊNDICE A .....	89
APÊNDICE B .....	90
APÊNDICE C .....	91

APÊNDICE D .....	94
APÊNDICE E.....	97

# CAPÍTULO 1

## 1 INTRODUÇÃO

A astronomia moderna, impulsionada pela busca por compreender os mistérios do universo, depende da capacidade de observar o cosmos em diversas faixas do espectro eletromagnético. Radiotelescópios, em particular, têm sido ferramentas indispensáveis para investigar fenômenos cósmicos como a formação de galáxias, a natureza dos buracos negros e a origem do universo. Contudo, a obtenção de dados precisos e confiáveis a partir dessas observações é constantemente desafiada pela presença de interferências de radiofrequência (RFI).

Originadas por diversas fontes antropogênicas, como dispositivos eletrônicos, comunicações e radares, as RFI contaminam os sinais cósmicos, comprometendo a qualidade dos dados e, conseqüentemente, a precisão das análises científicas.

O radiotelescópio BINGO (*Baryon Acoustic Oscillations from Integrated Neutral Gas Observations*), um projeto brasileiro de grande relevância, tem como objetivo principal investigar a natureza da energia escura através da detecção de Oscilações Acústicas Bariônicas (BAO), por meio da observação de ondas de rádio na faixa de 980 MHz à 1260 MHz, emitidas pelo hidrogênio neutro presente no universo. Para alcançar esse objetivo, é fundamental garantir a pureza dos dados obtidos, minimizando os efeitos da RFI (NUNES, 2021).

Diante desse cenário, esta dissertação propõe o desenvolvimento de um espectrômetro de RFI de baixo custo e portátil para o radiotelescópio BINGO, que permitirá o monitoramento da presença de RFI, facilitando a identificação de suas fontes e a implementação de medidas de mitigação.

Ao final, espera-se que este trabalho contribua para o monitoramento de RFI, melhorando a qualidade dos dados obtidos pelo radiotelescópio BINGO e possibilitando avanços significativos no estudo da energia escura e de outros fenômenos cósmicos.

### 1.1 MOTIVAÇÃO

A obsolescência dos componentes eletrônicos do espectrômetro CALLISTO compromete sua replicação e manutenção, dificultando o monitoramento eficiente da RFI. A ausência desse espectrômetro impacta diretamente a qualidade dos dados coletados por radiotelescópios, como o BINGO, prejudicando a compreensão de fenômenos cósmicos e a realização de descobertas científicas.

Diante desse cenário, este trabalho propõe o desenvolvimento de um espectrômetro de RFI de baixo custo e portátil, capaz de atender às exigências do radiotelescópio BINGO e garantir a integridade dos dados astronômicos.

O espectrômetro de RFI será baseado no conceito do CALLISTO, incorporando componentes eletrônicos modernos e tecnologias de processamento de sinal mais eficientes. Sua concepção permitirá a operação em campo, facilitando a instalação e utilização em diversos locais.

A implementação desse espectrômetro trará diversos benefícios para a comunidade científica. Além de garantir a qualidade dos dados obtidos pelo BINGO, o instrumento poderá ser utilizado em outros projetos de radioastronomia, contribuindo para o avanço da pesquisa nessa área.

## 1.2 OBJETIVOS

Desenvolver um espectrômetro de RFI de baixo custo e portátil, especificamente adaptado para uso no radiotelescópio BINGO, com o objetivo de monitorar e quantificar a presença de RFI nas observações astronômicas e facilitar a identificação de fontes de interferência prejudiciais, como objetivos específicos:

- Projetar e implementar o *hardware* do espectrômetro, adaptando os componentes eletrônicos com base no CALLISTO para garantir a funcionalidade e eficiência nas medições.
- Desenvolver o *software* de controle e análise de dados, incluindo a implementação de algoritmos para a aquisição, processamento e visualização dos espectros de frequência.
- Realizar testes de medição, garantindo que as medições estão em conformidade.

## 1.3 ORGANIZAÇÃO

A estrutura desta dissertação é organizada em cinco capítulos. No Capítulo 2, são abordados os fundamentos teóricos que sustentam o desenvolvimento do trabalho, incluindo conceitos de RFI em radiotelescópios, suas características e os métodos de mitigação aplicáveis. Este capítulo também detalha as especificações do radiotelescópio BINGO, com ênfase nos parâmetros construtivos e nas características do espectrômetro CALLISTO.

O Capítulo 3 descreve a metodologia adotada para o desenvolvimento do espectrômetro de RFI, com foco em alcançar os objetivos gerais e específicos delineados nesta dissertação.

No Capítulo 4, é apresentado o cronograma das atividades realizadas ao longo do projeto. Em seguida.

Finalmente, o Capítulo 5 expõe e discute os resultados obtidos, incluindo análises detalhadas das simulações e medições conduzidas em laboratório.

# CAPÍTULO 2

## 2 CONTEXTO TEORICO

Este capítulo apresenta uma introdução à radioastronomia e aos radiotelescópios. São abordados conceitos sobre RFI em radiotelescópios, os efeitos da RFI, suas características e estratégias de mitigação. Além disso, são discutidas as especificidades do radiotelescópio BINGO, incluindo sua importância para o campo. O capítulo também detalha o espectrômetro CALLISTO, abordando os parâmetros de construção e o princípio de funcionamento de um receptor super-heteródino.

### 2.1 INTRODUÇÃO À RADIOASTRONOMIA E INTERFERÊNCIA DE RÁDIO FREQUÊNCIA (RFI)

A radioastronomia é um campo fascinante da astronomia dedicado ao estudo do universo através das ondas de rádio emitidas por diversos objetos celestes. Essas ondas eletromagnéticas, com longos comprimentos de onda e baixas frequências, oferecem uma maneira única de observar o cosmos, revelando aspectos que não são perceptíveis em outras faixas do espectro eletromagnético.

Uma das grandes vantagens da radioastronomia é a possibilidade de estudar objetos que emitem radiação principalmente na faixa de rádio (SCHOLLAR, 2015). Diferente da luz visível, as ondas de rádio conseguem atravessar a atmosfera terrestre dentro de uma faixa específica, entre aproximadamente 30 MHz e 300 GHz, conhecida como a "janela de rádio". Esse intervalo permite que as ondas de rádio sejam captadas com pouca interferência atmosférica, enquanto frequências mais baixas são bloqueadas pela ionosfera e frequências mais altas são absorvidas por vapor d'água e outros gases atmosféricos.

A existência dessa "janela de rádio" não só facilita a construção de radiotelescópios de grande porte na Terra, como também amplia significativamente nossa capacidade de detectar e estudar objetos distantes no universo (MILLER, 1998). Dessa forma, a radioastronomia se firma como uma ferramenta essencial para explorar e compreender fenômenos cósmicos que seriam inacessíveis por outros métodos.

#### 2.1.1 Radiotelescópios

O radiotelescópio é um instrumento científico projetado para detectar e analisar as ondas de rádio emitidas por objetos celestes. Diferentemente dos telescópios ópticos, que captam a luz visível, os radiotelescópios são sensíveis às ondas eletromagnéticas de baixa frequência e

longo comprimento de onda. A intensidade dos sinais de rádio capturados por esses instrumentos é extremamente fraca, tipicamente variando entre  $-150$  dBW/m<sup>2</sup> e  $-220$  dBW/m<sup>2</sup>.

A radioastronomia, área que utiliza radiotelescópios para estudar o universo, desempenha um papel fundamental na compreensão de diversos fenômenos cósmicos. Vários objetos celestes, como pulsares, quasares, galáxias distantes e nuvens de gás interestelar, emitem predominantemente radiação na faixa de rádio, tornando esse campo essencial para a investigação de tais corpos e eventos astronômicos. A Tabela 2.1 exibe exemplos de objetos astronômicos observáveis em diferentes regiões do espectro de rádio (SILVA, 2010).

Tabela 2.1 – Classificação das faixas das ondas de rádio

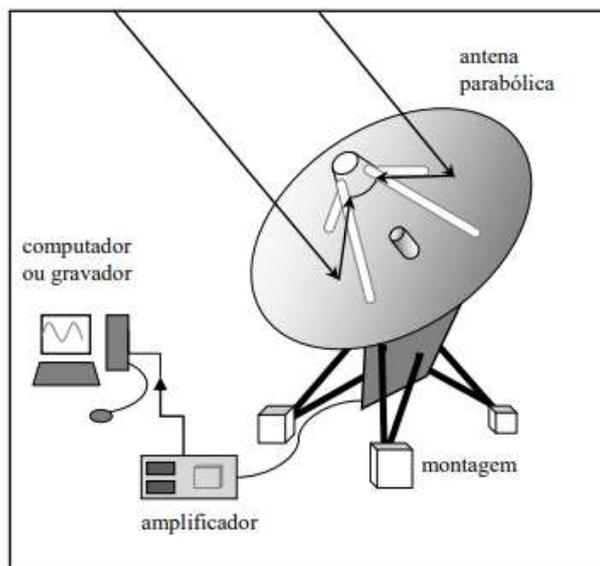
<b>Nome da Banda em português</b>	<b>Sigla</b>	<b>Frequência</b>	<b>Comprimento de onda</b>
Frequência extremamente baixa	ELF	3 – 30 Hz	100.000 km – 10.000 km
Frequência super baixa	SLF	30 – 300 Hz	10.000 km – 1.000 km
Frequência ultra baixa	ULF	300 – 3000 Hz	1.000 km – 100 km
Frequência muito baixa	VLF	3 – 30 kHz	100 km – 10 km
Baixa frequência	LF	30 – 300 kHz	10 km – 1 km
Média frequência	ML	300 – 3000 kHz	1 km – 100 m
Alta frequência	HF	3 – 30 MHz	100 m – 10 m
Frequência muito alta	VHF	30 – 300 MHz	10 m – 1 m
Frequência ultra alta	UHF	300 – 3000 MHz	1 m -100 mm
Frequência super alta	SHF	3 – 30 GHz	100 mm -10 mm
Frequência extremamente alta	EHF	30 – 300 GHz	10 mm – 1 mm

Fonte: SILVA, 2010.

Os radiotelescópios coletam e registram sinais de rádio provenientes do espaço, permitindo que os astrônomos estudem uma vasta gama de fenômenos astronômicos e aprofundem a compreensão sobre o universo. Um radiotelescópio é composto por três partes principais: a parte refletora, responsável por captar as ondas de rádio espaciais; a estrutura de montagem, que sustenta todos os instrumentos e possibilita a mobilidade necessária para o apontamento e o rastreamento de objetos celestes; e por fim, os dispositivos especializados que recebem, amplificam e armazenam os dados provenientes da radiação focalizada pela parte

refletora. A Figura 2.1 apresenta um esquema ilustrativo de um radiotelescópio com antena parabólica.

Figura 2.1 – Esquema de um radiotelescópio

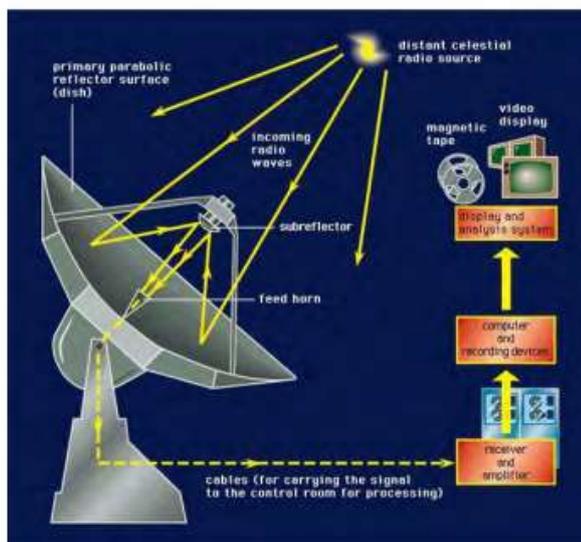


Fonte: SILVA, 2010.

O radiotelescópio é constituído por uma antena parabólica que concentra ondas eletromagnéticas em um receptor. A função dessa antena é refletir e direcionar as ondas para o receptor, onde o sinal eletromagnético é convertido em um sinal de tensão de rádio RF. Esse sinal de tensão é então amostrado por um ADC, que realiza a quantização dos sinais analógicos. O ADC, posicionado entre o receptor/amplificador e o sistema de computador, converte a tensão do sinal em um conjunto de níveis de tensão discretos, definidos pela sua resolução e pelo número de bits na sua saída (SCHOLLAR, 2015).

No caso de um ADC de 8 bits, a potência do sinal é convertida em um dos 256 níveis discretos. Embora os valores de entrada possam ter qualquer potência, a saída do ADC estará sempre limitada a uma faixa definida, incapaz de representar todos os possíveis valores analógicos. Sinais muito fortes ou muito fracos podem não ser adequadamente quantizados, o que resulta em ultrapassagem do ADC. O ADC amostra o sinal analógico em intervalos discretos de tempo e a quantidade de amostras coletadas por segundo é conhecida como taxa de amostragem (FRIDMAN, 2010). A Figura 2.2 apresenta um diagrama que ilustra como esses componentes trabalham em conjunto para direcionar um sinal de rádio de uma fonte astronômica até um computador, onde o sinal pode ser analisado.

Figura 2.2 – Diagrama simples de um radiotelescópio



Fonte: FRIDMAN, 2010.

Na radioastronomia, o objetivo é medir o sinal de potência de RF de uma fonte astronômica de rádio. Os sinais de fontes astronômicas são estocásticos, ou seja, são variáveis aleatórias com uma função de probabilidade definida. O desafio é conseguir distinguir se um sinal é um sinal astronômico legítimo ou se é apenas ruído. Todos os sinais astronômicos estão incorporados no ruído de fundo cósmico, o qual é inevitável, o próprio receptor também introduz ruído ao sinal. Ambos os tipos de ruído têm uma distribuição normal (FRIDMAN, 2010).

## 2.2 CONCEITOS SOBRE RFI EM RADIOTELESCÓPIOS

A RFI é uma preocupação crescente na operação de radiotelescópios ao redor do mundo, devido ao aumento da atividade de comunicações sem fio, uso de tecnologias de transmissão digital e expansão das redes de satélites. A presença de sinais artificiais na faixa de frequência observada pelos radiotelescópios pode comprometer significativamente a qualidade dos dados astronômicos, limitando a sensibilidade e a precisão das observações (FORD, 2014).

Estudos recentes têm destacado a importância de mitigar os efeitos da RFI para proteger a integridade dos dados astronômicos e permitir avanços significativos na compreensão do universo. Diversas abordagens têm sido propostas para identificar, caracterizar e reduzir a RFI em observações astronômicas (FORD, 2014).

Uma das estratégias mais comuns para mitigar a RFI é a análise espectral dos dados, onde padrões característicos da interferência são identificados e filtrados durante o processamento dos sinais. Métodos avançados de filtragem digital e algoritmos de

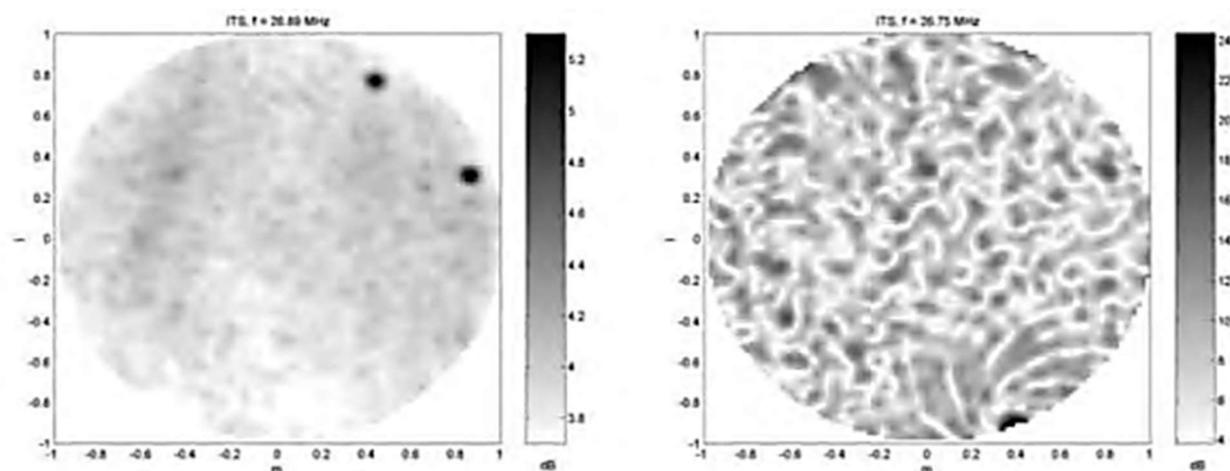
processamento de sinais têm sido desenvolvidos para automatizar esse processo e melhorar a eficácia na detecção e remoção da RFI (FRIDMAN & BAAN, 2001).

### 2.2.1 Efeitos da RFI

Devido à sua alta sensibilidade, os radiotelescópios são suscetíveis a sinais interferentes de transmissores em bandas adjacentes e próximas. A RFI pode variar de interrupções graves, causadas pela saturação do receptor, a distorções sutis nos dados. Enquanto a RFI de banda larga aumenta o nível geral de ruído dos receptores, prejudicando sua sensibilidade, a RFI de banda estreita pode até mesmo simular linhas espectrais. A detecção de sinais de interferência fracos geralmente requer um extenso processamento *off-line* dos dados e pode resultar em interpretações científicas equivocadas (FRIDMAN & BAAN, 2001).

A RFI é um problema significativo para a radioastronomia, mesmo fontes relativamente fracas podem obscurecer ou ocultar os sinais de rádio emitidos por fontes astronômicas. A Figura 2.3 ilustra o efeito da RFI na mesma parte do céu, no mesmo momento e em frequências separadas (SCHOLLAR, 2015). A imagem da direita está em uma frequência que possui um transmissor forte de RFI que obscurece a observação, enquanto na imagem da esquerda a observação está livre de RFI. Ambas as imagens foram obtidas da estação de teste LOFAR.

Figura 2.3 – Efeito da RFI na mesma parte do céu



Fonte: SCHOLLAR, 2015.

A consequência disso é que está se tornando cada vez mais difícil evitar interferências construindo telescópios em áreas de rádio silenciosas. Assim, é inevitável que algumas observações sejam corrompidas pela RFI, tornando essencial que os radiotelescópios incorporem algum tipo de monitoramento automatizado de RFI, sinalização ou remoção (FRIDMAN & BAAN, 2001).

### 2.2.2 Características de RFI

As fontes de RFI podem ser tanto naturais quanto artificiais. As fontes naturais são causadas por fenômenos naturais que geram radiação eletromagnética, como ruído atmosférico provocado por descargas elétricas em tempestades, ruído galáctico de objetos celestes e ruído solar decorrente de atividades solares. Por outro lado, as fontes artificiais que mais impactam os radiotelescópios são provenientes de sistemas de comunicação que geram radiação eletromagnética como subproduto de sua operação (EM, 2022).

Para classificar uma interferência como fonte de RFI, é necessário que as fontes de RFI apresentem uma combinação de uma ou mais das características mencionadas abaixo:

- Banda larga: A fonte de RFI emite em uma faixa de canais de frequência;
- Banda estreita: Uma fonte de RFI é considerada de banda estreita se for recebida em canais de frequência discretos;
- Persistente: A fonte de RFI emite constantemente;
- Intermitente: A fonte de RFI emite por períodos intermitentes, variando de minutos a horas;
- Em rajadas: A fonte de RFI emite em rajadas curtas, da ordem de milissegundos a segundos;
- Alta potência: A RFI é mais potente do que o ruído do instrumento;
- Baixa potência: A RFI tem potência similar ao ruído do instrumento;
- Estacionária: A fonte de RFI está parada;
- Móvel: A fonte de RFI está se movendo;
- Polarizada: A fonte de RFI emite principalmente radiação polarizada.

A Tabela 2.2 ilustra a ampla gama de possíveis interferências que podem afetar as observações. Como existem tantos tipos diferentes de fontes, não há uma única maneira de eliminar a RFI das observações (EKERS & BELL, 1999).

Tabela 2.2 – Lista de algumas fontes e as características de RFI

<b>Fonte de RFI</b>	<b>Características</b>
Rádio bidirecional	Banda estreita, intermitente, alta potência, móvel, polarizada
Satélites GPS	Banda estreita, persistente, alta potência, estacionária, polarizada
Cercas elétricas	Banda larga, rajadas, potência dependente da distância, polarizada
Cabos Ethernet	Banda larga, intermitente, alta potência, não polarizada
Raios	Banda larga, rajadas, alta potência, não polarizada
TV	Banda estreita, persistente, alta potência, estacionária, polarizada

Fonte: SCHOLLAR, 2015.

Existem também algumas fontes astronômicas e fontes de RFI que produzem sinais com características semelhantes, sendo importante garantir que não ignoramos as fontes astronômicas devido a essa semelhança. Por esse motivo, minimizar o efeito da RFI nas observações é um processo que requer soluções múltiplas e complementares (SCHOLLAR, 2015).

### 2.2.3 Mitigação RFI

Não há um método universal para mitigar a interferência de RFI em observações de radioastronomia, a escolha do método de mitigação depende das características de RFI, do tipo de radiotelescópio e do tipo de observações que estão sendo feitas (FRIDMAN & BAAN, 2001). Devido à dependência da capacidade de detectar a interferência, ou seja, a relação sinal-ruído (SNR), uma abordagem multicamadas em diferentes estágios do fluxo de dados podem ser aconselháveis para reduzir os efeitos nocivos de vários tipos de RFI. As técnicas utilizadas nessa abordagem incluem uma variedade de métodos regulatórios, técnicos, analógicos e digitais para prevenir e eliminar a RFI dos dados astronômicos (BAAN, 2011). A mitigação da RFI é uma parte do processo de assegurar a qualidade das observações em radiotelescópios envolve uma ampla gama de tópicos e estratégias que incluem:

- a) Estabelecimento de zonas de exclusão radioelétrica para tanto radiotelescópios existentes quanto para os de próxima geração;
- b) Realização de medições do ambiente espectral para identificar e caracterizar a RFI presente no telescópio, bem como para descobrir maneiras de eliminar suas fontes;
- c) Implementação de abordagens de gestão espectral que abrangem métodos regulatórios para proteger os radiotelescópios;

- d) Desenvolvimento de metodologias para enfrentar os desafios espectrais enfrentados pelos radiotelescópios, como rádio cognitivo e aplicações de banda ultra larga;
- e) Aplicação de métodos de mitigação de RFI e determinação do melhor local nos sistemas de detecção para sua utilização otimizada;
- f) Utilização de técnicas de filtragem digital e subespacial que explorem as características específicas da RFI;
- g) Implementação de múltiplos métodos de limiarização de pré-correlação de RFI nos domínios do tempo e da frequência, fazendo uso de espectrômetros de banda larga;
- h) Adoção de técnicas de cancelamento adaptativo de ruído para sinais RFI específicos e bem definidos;
- i) Aplicação de técnicas de filtragem espacial utilizando instrumentos de matriz;
- j) Utilização de métodos estatísticos para identificar e remover sinais de RFI dos dados;
- k) Integração de algoritmos de mitigação de RFI nos correlacionadores de *software*;
- l) Implementação de algoritmos automáticos de detecção e sinalização de RFI pós-correlação, especialmente em telescópios recém-construídos com altas taxas de dados, como o radiotelescópio Allen e o LOFAR.

Para remover tanto a RFI de alta intensidade quanto a de baixa intensidade dos dados, é necessário empregar uma variedade de métodos. Devido à natureza não linear dos algoritmos de mitigação de RFI, os quais dependem do SNR e das características específicas da interferência, uma avaliação quantitativa nem sempre é possível (BAAN, 2011). No entanto, ao combinar diversas estratégias de mitigação, os radiotelescópios têm a capacidade de reduzir de forma significativa os efeitos prejudiciais da RFI, ao mesmo tempo em que preservam a qualidade e a confiabilidade de suas observações (SCHOLLAR, 2015).

### 2.3 CONSIDERAÇÕES SOBRE O RADIOTELESCÓPIO BINGO

O radiotelescópio BINGO é um projeto de colaboração internacional entre universidades e institutos de pesquisa, no Brasil é liderada pela Universidade de São Paulo (USP), com participação principal do Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) e da Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), o Quadro 4.1 exibe todas as outras instituições colaboradoras (BINGO, 2023). Quadro 2.1 exibe todas as outras instituições colaboradoras (BINGO, 2023).

Quadro 2.1 – Relação de países e instituições responsáveis pelo Projeto BINGO

<b>Países</b>	<b>Instituições</b>
Brasil	Universidade de São Paulo (USP), Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE), Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), Universidade Federal de Itajuba e Universidade Federal do Cariri
EUA	Baylor University, University of Texas at Austin e University do Texas em Dallas
China	Universidade YangZhou e Shanghai Jiao Tong
Inglaterra	Universidade de Manchester e University College London
Coréia do Sul	Institute for Basic Science
França	IAP – Institut d'Astrophysique Spatiale,
Itália	University of Rome
Espanha	IAC – Instituto de Astrofísica de Canárias
África do Sul	University of KwaZulu-Natal

Fonte: BINGO, 2023.

O projeto visa a construção de um radiotelescópio de alta sensibilidade para mapear a emissão de hidrogênio neutro no universo, um importante componente representando cerca de 75% da matéria normal. Esta emissão pode ser usada para estudar a evolução cósmica, incluindo a formação de galáxias e aglomerados de galáxias (BINGO, 2023).

O BINGO será capaz de detectar as BAO, que são pequenas variações na densidade da matéria no universo primordial. Estas oscilações funcionam como importantes marcadores cosmológicos, permitindo medições precisas da expansão do universo. Previsto para ser concluído em 2025, o BINGO está atualmente em fase de construção, com observações científicas programadas para começar em 2026. Com o potencial de revolucionar nossa compreensão do universo, este radiotelescópio promete fornecer novas informações sobre a formação e evolução de galáxias e aglomerados de galáxias, além de contribuir para nossos estudos sobre a expansão cósmica (BINGO, 2023).

### **2.3.1 Fontes de Interferência no Radiotelescópio BINGO**

O radiotelescópio BINGO foi projetado com o intuito de apresentar feixes de radiofrequência precisos, acompanhados por pequenos lóbulos laterais. Essa configuração tem como objetivo reduzir ao máximo a captação de RFI fora do eixo do lóbulo principal, proporcionando assim uma separação mais eficiente dos diversos componentes presentes no espaço astronômico (NUNES, 2021). Entretanto, os extensos espelhos oferecem uma alta

sensibilidade, resultando em uma alta à captação de RFI, o que, por sua vez, impõe limitações à realização de observações mais sensíveis. A instalação do radiotelescópio BINGO deve ocorrer em um local com baixo nível de RFI. Diversas fontes artificiais de RFI operam na faixa de frequência do BINGO, tornando crucial a escolha de um ambiente com baixa RFI.

A fonte de RFI artificial mais comum nesses intervalos de frequência provém de telefones celulares e estações base, geralmente transmitindo entre 700 e 950 MHz. Isso estabelece a frequência mais baixa para o BINGO em 980 MHz, contudo, os harmônicos ainda podem estar presentes nos dados se não forem devidamente filtrados. Na faixa de 1215 a 1260 MHz, o radiotelescópio BINGO compartilhará espaço com satélites de exploração da terra, sistemas de radiolocalização e radionavegação, sendo reservada uma pequena parcela especificamente destinada à pesquisa espacial. Na faixa de 1240 a 1300 MHz (a banda de 23 cm), é comum a operação de rádios amadores. Nesta faixa de frequência, que se estende até 1610 MHz, os satélites, especialmente os satélites de navegação como GPS, GLONASS, BeiDou-2 e GALILEO, além de satélites geostacionários e outros, representarão uma fonte considerável de RFI para o radiotelescópio BINGO. A Tabela 2.3 exhibe as principais fontes artificiais de RFI consideradas como potenciais para o BINGO.

Tabela 2.3 – Fontes artificiais de RFI consideradas como potenciais para o BINGO

<b>Fontes de RFI</b>	<b>Faixa de operação</b>
Radioamadores	1240 a 1300 MHz
Radionavegação aeronáutica	960 a 1215 MHz
Radar de Vigilância Secundária (SSR)	960 a 1164 MHz
Equipamento de Medição de Distância (DME)	960 a 1215 MHz
Satélites de exploração da terra, radiolocalização e radionavegação, com uma pequena parcela reservada à pesquisa espacial	1215 a 1260 MHz

Fonte: NUNES, 2021.

## 2.4 ESPECTRÔMETRO CALLISTO

O espectrômetro CALLISTO é um receptor heteródino programável desenvolvido em 2006 como parte do projeto IHY2007 e ISWI, liderado por Christian Monstein na ETH Zurique, Suíça. A palavra CALLISTO é um acrônimo para “*Compound Astronomical Low frequency Low cost Instrument for Spectroscopy and Transportable Observatory*” e em português significa Instrumento Astronômico Composto de Baixa Frequência e Baixo Custo para Espectroscopia e Observatório Transportável, suas principais aplicações incluem observações de rajadas de rádio solares e monitoramento de RFI (MONSTEIN, 2006). O projeto BINGO

tem um espectrômetro CALLISTO adaptado para a faixa de 900 MHz a 1300 MHz, que engloba a faixa do radiotelescópio BINGO e monitora RFI nessa faixa.

#### 2.4.1 Especificações do CALLISTO

O CALLISTO opera nativamente entre 45 e 870 MHz e utiliza um sintonizador de TV CD1316 de banda larga, com resolução de 62,5 kHz. Os dados coletados pelo CALLISTO são armazenados em arquivos no formato *Flexible Image Transport System* (FITS), que podem conter até 400 frequências por varredura. Esses dados são transmitidos para um computador por meio de um cabo RS-232 e salvos localmente. A resolução temporal atinge 0,25 segundos com 200 canais por espectro (equivalendo a 800 pixels espectrais por segundo). O tempo de integração é de 1 ms, a largura de banda radiométrica é de aproximadamente 300 kHz e a faixa dinâmica geral ultrapassa 50 dB (MONSTEIN, 2006). A Tabela 2.4 exibe todas as especificações do CALLISTO.

Tabela 2.4 – Especificação do CALLISTO

Parâmetro	Faixa / valor / unidade	Observação
Faixa de frequência calibrada	890 MHz – 1300 MHz	-
Faixa de frequência não calibrada	1300 MHz – 1715 MHz	Aumentando a figura do ruído
Temperatura do receptor	< 100 K	Dentro da faixa calibrada
Tempo de domínio	~300 s	Medido em laboratório
Largura de banda radiométrica	1 MHz	-
Tempo de integração	1 ms	-
Resolução de tempo para arquivos FIT	500 ms @ 400 canais/varredura	Ver manual do Callisto
Resolução de tempo para arquivos OVS	1 min por espectro 13200	Ver manual do Callisto
Arrefecimento / aquecimento Peltier	Temperatura $\pm 20^\circ$	-
Resultado	ACSII em caso de visão espectral	Arquivos FITS para espectros dinâmicos
Faixa dinâmica	~48 dB	Detector logarítmico AD8307
Consumo de energia em 230 Vac	~20 W	Com refrigeração / aquecimento 40 W
Potência máximo de entrada	-60 dBm	-

Fonte: NUNES, 2021.

#### 2.4.2 Construção do espectrômetro CALLISTO

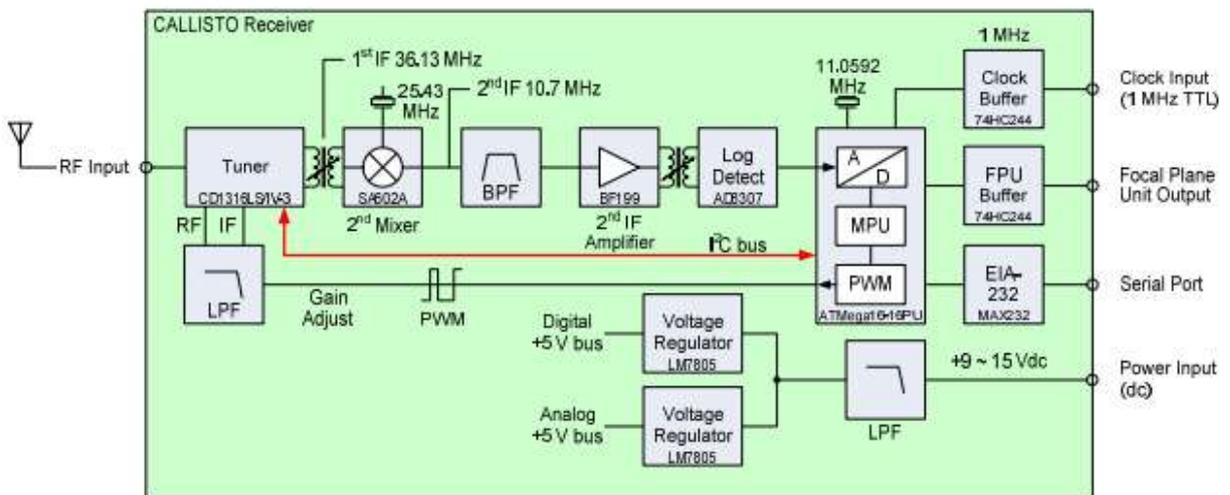
As partes constitutivas do espectrômetro CALLISTO incluem diversos componentes essenciais para a sua operação, a seguir estão algumas partes construtivas típicas encontradas em um espectrômetro CALLISTO:

- O sintonizador de TV de banda larga CD1316 é responsável por converter os sinais de frequência da portadora para a faixa nativa do CALLISTO, permitindo os sinais desejados;

- Filtro de baixa frequência, para garantir que apenas as frequências desejadas sejam processadas, um filtro de baixa frequência é empregado para filtrar interferências indesejadas e melhorar a qualidade dos dados coletados;
- O LNA é responsável por amplificar o sinal recebido com baixo nível de ruído, garantindo que os sinais de interesse sejam detectados com precisão;
- Um cabo RS-232 é utilizado para a transferência de dados do CALLISTO para um computador. Esse cabo possibilita a comunicação eficiente entre o espectrômetro e o sistema de armazenamento de dados.

Essas partes constituintes trabalham em conjunto para garantir o desempenho eficiente do espectrômetro CALLISTO na recepção, filtragem e processamento de sinais de radiofrequência durante observações astronômicas. A Figura 2.4 ilustra o diagrama de blocos do espectrômetro CALLISTO (MONSTEIN, 2018).

Figura 2.4 – Diagrama de blocos do espectrômetro CALLISTO



Fonte: MONSTEIN, 2018.

### 2.4.3 Funcionamento do receptor super-heteródino

O receptor super-heteródino é amplamente utilizado em sistemas de comunicação e radiotelescópios devido à sua alta sensibilidade, seletividade e estabilidade. Seu princípio de funcionamento se baseia na conversão de uma frequência recebida em uma frequência intermediária (IF), o que facilita a amplificação e o processamento do sinal. A estrutura básica de um receptor super-heteródino consiste em um misturador, um oscilador local (LO), amplificadores e filtros que operam na frequência intermediária. Este tipo de receptor foi inventado por Edwin Armstrong em 1918 e tem sido amplamente utilizado em diferentes campos da engenharia de telecomunicações e na radioastronomia (ARMSTRONG, 1984). Essa

arquitetura tem sido amplamente estudada e otimizada ao longo das décadas, sendo amplamente aplicada em diversos sistemas de telecomunicações, desde receptores de rádio até sistemas de comunicação por satélite (LOUW, 2021; PARKER ET AL, 2019).

Quando um sinal de rádio é captado pela antena, ele é inicialmente amplificado por um amplificador de RF antes de ser enviado ao misturador. No misturador, o sinal captado é combinado com o sinal gerado pelo LO. Este processo de mistura resulta em duas frequências: a soma e a diferença entre a frequência do sinal de entrada e a frequência do oscilador local. A diferença de frequências é escolhida como a IF, enquanto as demais componentes são eliminadas por filtros (WOLFF, 2018). A saída do misturador pode ser representada matematicamente pela Equação 2.1 para a diferença de frequências, ou pela Equação 2.2 para a soma das frequências.

$$f_{IF} = |f_{RF} - f_{LO}| \quad (2.1)$$

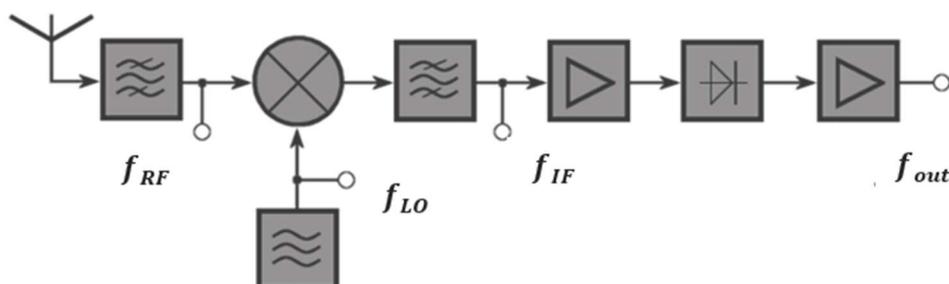
$$f_{IF} = |f_{RF} + f_{LO}| \quad (2.2)$$

onde:

- $f_{IF}$  é a frequência intermediária;
- $f_{RF}$  é a frequência do sinal de rádio recebido;
- $f_{LO}$  é a frequência do oscilador local.

O uso de uma frequência intermediária fixa facilita a construção de amplificadores e filtros com características ótimas, uma vez que o processamento ocorre em uma faixa estreita de frequências. Em muitos receptores, a FI comum é de 455 kHz para sinais de amplitude modulada (AM) ou 10,7 MHz para sinais de frequência modulada (FM) (FRIDMAN & BAAN, 2001). A Figura 2.5 ilustra o diagrama de blocos genérico de um receptor super-heteródino.

Figura 2.5 – Diagrama de blocos de um super-heteródino



Fonte: Adaptado WOLFF, 2018.

A principal vantagem do receptor super-heteródino em relação aos receptores de conversão direta está na capacidade de amplificar e filtrar os sinais com maior precisão na FI. Os amplificadores de FI podem ser projetados para ter uma resposta de frequência muito bem controlada, com ganhos elevados e alta seletividade, o que melhora a rejeição de sinais interferentes. Adicionalmente, a estabilidade do LO permite que a FI permaneça fixa, facilitando a implementação de filtros passa banda de alta qualidade para eliminar ruído e interferências indesejadas (SCHOLLAR, 2015).

Os filtros de IF, descritos pela função de transferência  $H(f)$ , desempenham um papel fundamental na seletividade do receptor. A função de transferência pode ser descrita pela Equação 2.3.

$$H(f) = \frac{1}{1 + j \frac{f - f_{IF}}{B}} \quad (2.3)$$

onde:

- $f$  é a frequência do sinal;
- $f_{IF}$  é a frequência intermediária;
- $B$  é a largura de banda do filtro.

Esta função mostra que o filtro é projetado para maximizar o ganho na faixa de frequências próximas à IF, rejeitando componentes fora dessa faixa. A seletividade do receptor é definida pela capacidade do filtro de rejeitar sinais fora da banda, o que é vital em ambientes com sinais de rádio congestionados (SCHOLLAR, 2015).

A figura de ruído ( $F$ ) de um receptor super-heteródino é um parâmetro importante na avaliação do desempenho do sistema. A figura de ruído pode ser calculada pela Equação 2.4.

$$F = 10 \log \left( \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \right) \quad (2.4)$$

onde:

- $SNR_{in}$  é a relação sinal-ruído na entrada do receptor,
- $SNR_{out}$  é a relação sinal-ruído na saída do receptor.

Uma figura de ruído baixa indica que o receptor adiciona pouco ruído ao sinal, o que é essencial para a detecção de sinais fracos, como aqueles frequentemente observados em radioastronomia (FRIDMAN & BAAN, 2001).

# CAPÍTULO 3

## 3 METODOLOGIA

No presente capítulo, descreve-se a metodologia adotada para atingir os objetivos estabelecidos nesta dissertação. A abordagem metodológica baseia-se em procedimentos específicos voltados para o desenvolvimento de um espectrômetro de RFI, denominado espectrômetro URUTAU. O nome “URUTAU” faz referência à ave urutau, conhecida por seus hábitos noturnos e pela capacidade de camuflagem, permanecendo imóvel e olhando para o céu, o que reflete a natureza do espectrômetro na observação discreta e contínua do céu em busca de sinais de RFI.

O propósito deste espectrômetro é monitorar a RFI na área de instalação do radiotelescópio BINGO, garantindo a detecção e avaliação de potenciais fontes de interferência que possam comprometer as observações científicas. A metodologia empregada divide-se em duas etapas principais, descritas a seguir:

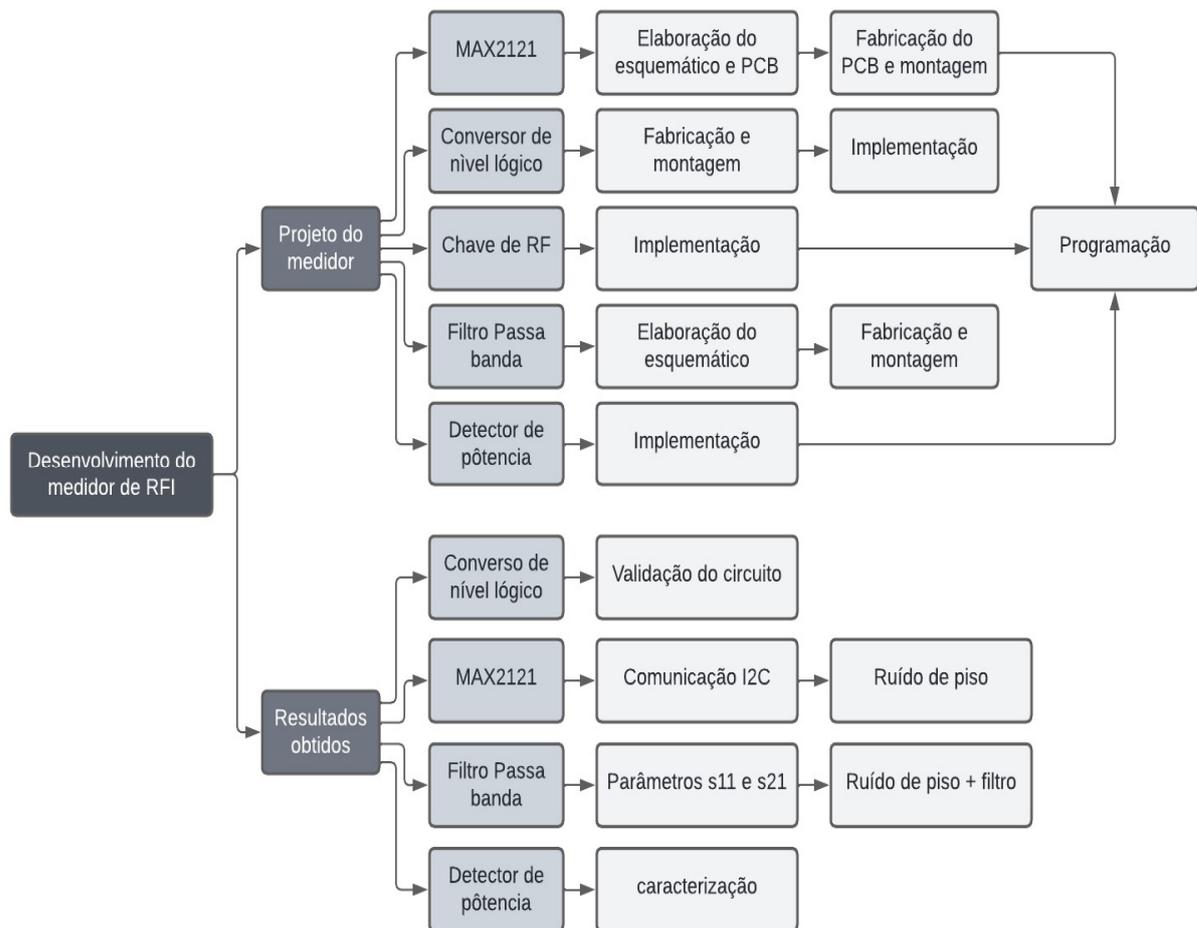
- 1) Desenvolvimento do espectrômetro URUTAU:
  - a) Elaboração do projeto esquemático e das placas de circuito impresso (PCB) do componente MAX2121;
  - b) Fabricação das PCBs e montagem da placa do MAX2121;
  - c) Programação dos registradores do MAX2121, utilizando a interface I2C para seleção de frequência, controle de ganho, entre outras funcionalidades;
  - d) Elaboração, fabricação e implementação do conversor de nível lógico;
  - e) Implementação de chave de RF para seleção de até quatro entradas de RF;
  - f) Projeto esquemático, desenvolvimento da PCB e fabricação do filtro passa-banda;
  - g) Implementação do detector logarítmico de potência e programação da seleção automática das entradas de RF.
  - h) Especificações do espectrômetro URUTAU.

2) Resultados obtidos:

- a) Simulação e validação do funcionamento do conversor de nível lógico, ajustando os níveis de tensão para o correto funcionamento do MAX2121 e verificando a comunicação I2C;
- b) Medição dos sinais na placa do kit de avaliação do MAX2121 e medição do ruído de fundo;
- c) Simulação e medições do filtro passa-banda, além de medições do filtro após a implementação no kit de avaliação e análise do comportamento do detector logarítmico de potência AD8703;
- d) Aquisição dos sinais de frequência e potência no espectrômetro URUTAU;
- e) Tratamento dos sinais e análise estatística para geração do gráfico em formato *waterfall*.

Para representar a sequência de execução dos procedimentos mencionados, foi elaborado um fluxograma, conforme ilustrado na Figura 3.1.

Figura 3.1 – Diagrama de execução do projeto



Fonte: Próprio autor.

### 3.1 PROJETO DE *HARDWARE* E PROGRAMAÇÃO DO MAX2121

Esta seção apresenta os procedimentos para o desenvolvimento do esquemático e da PCB do MAX2121, bem como a fabricação e montagem da placa de avaliação para esse componente. Para isso, é utilizado o *software* KiCad, uma ferramenta de *design* de circuitos eletrônicos que permite a criação de esquemáticos e layouts de PCB.

Após a montagem, por meio do *software* Visual Studio é realizada a programação dos registradores do MAX2121. O Visual Studio é um ambiente de desenvolvimento integrado (IDE) que oferece suporte a diversas linguagens de programação.

#### 3.1.1 Desenvolvimento do esquemático e PCB do MAX2121

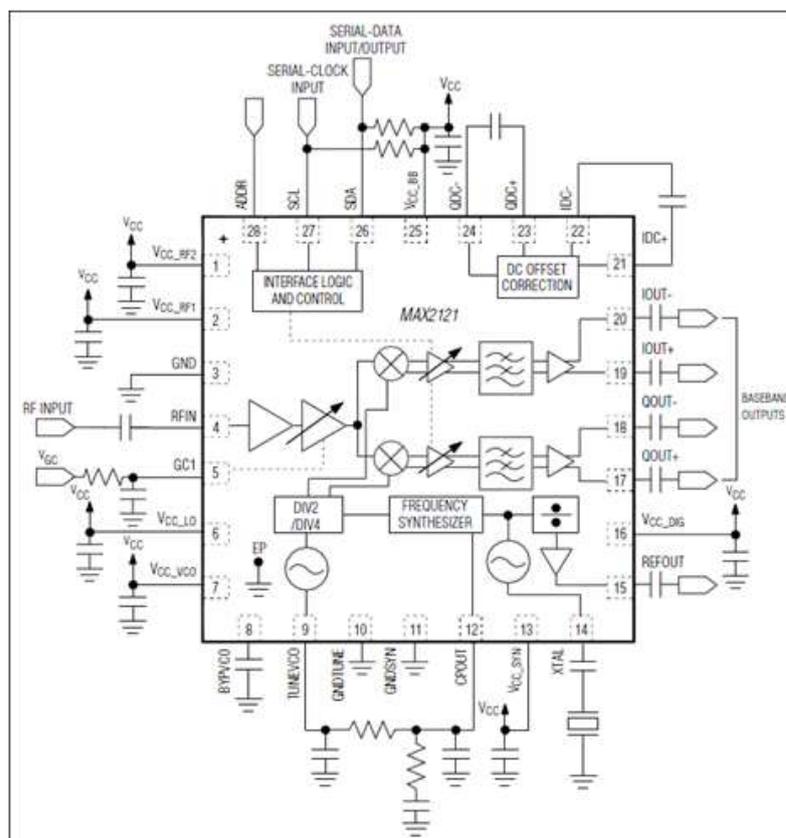
Para desenvolvimento do espectrômetro URUTAU, foi utilizado o CI MAX2121, um sintetizador de frequência e conversor de frequência descendente (*downconverter*) utilizado em sistemas de recepção de sinais de rádio de alta frequência, com uma faixa de operação de 925 MHz a 2175 MHz. Assim como espectrômetro CALLISTO, que utiliza um sintonizador da Philips, em que sua função principal é converter sinais de RF em uma IF mais baixa, facilitando o processamento posterior. A seguir, são descritas as etapas de funcionamento do MAX2121:

- **Recepção do sinal RF:** O MAX2121 recebe o sinal de entrada de RF por meio de seu bloco de recepção, proveniente de uma antena ou de outra fonte de sinais de rádio.
- **Oscilador local (LO):** O circuito do MAX2121 contém um oscilador local controlado por um sintetizador PLL (*Phase Locked Loop*) interno. Esse oscilador gera um sinal de frequência ajustável, que será utilizado para misturar com o sinal RF de entrada.
- **Mistura:** O princípio fundamental de operação é a mistura. O sinal RF é combinado com o sinal do oscilador local (LO) em um misturador interno ao MAX2121. Essa mistura resulta em um sinal correspondente à diferença entre as frequências RF e LO. O sinal de interesse é o da diferença, que resulta na IF.
- **Filtragem do sinal IF:** Após a mistura, o sinal IF é separado dos componentes indesejados através de filtros internos, resultando em uma versão de frequência mais baixa do sinal RF original.
- **Amplificação:** O MAX2121 pode amplificar o sinal IF resultante, dependendo da configuração, facilitando o processamento em estágios posteriores do sistema.
- **Controle e configuração via I2C/SPI:** O MAX2121 é configurado e controlado por um microcontrolador ou outro dispositivo através de interfaces de comunicação, como

I2C ou SPI. Isso permite ajustar dinamicamente a frequência do oscilador local e controlar o funcionamento do CI de forma precisa.

O diagrama de blocos apresentado na Figura 3.2 ilustra a estrutura interna do MAX2121, detalhando os estágios de amplificação de baixo ruído (LNA), o misturador, a amplificação de IF e outros componentes responsáveis pelo processamento do sinal de entrada.

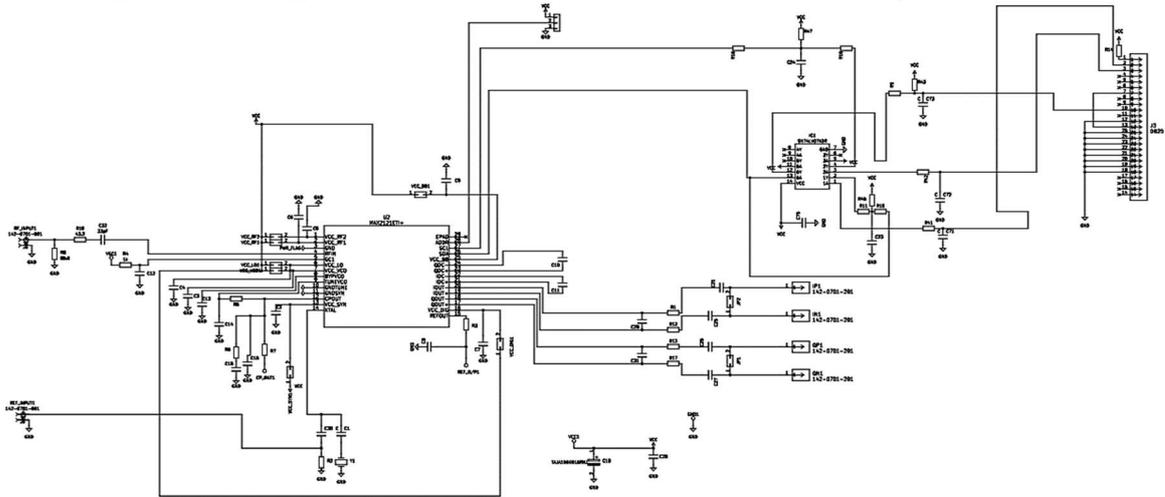
Figura 3.2 – Diagrama de blocos do MAX2121



Fonte: MAXIM, 2018.

Para testar e assegurar o correto funcionamento do CI MAX2121, o fabricante recomenda a montagem do kit de avaliação do componente para a realização dos testes iniciais. O esquema detalhado de montagem pode ser acessado no site da *Maxim Integrated*. No ambiente de desenvolvimento KiCad, o esquemático do kit de avaliação foi elaborado utilizando o editor de esquemáticos, conforme ilustrado na Figura 3.3. Para uma visualização mais detalhada, o esquemático completo está disponível no APÊNDICE A deste trabalho.

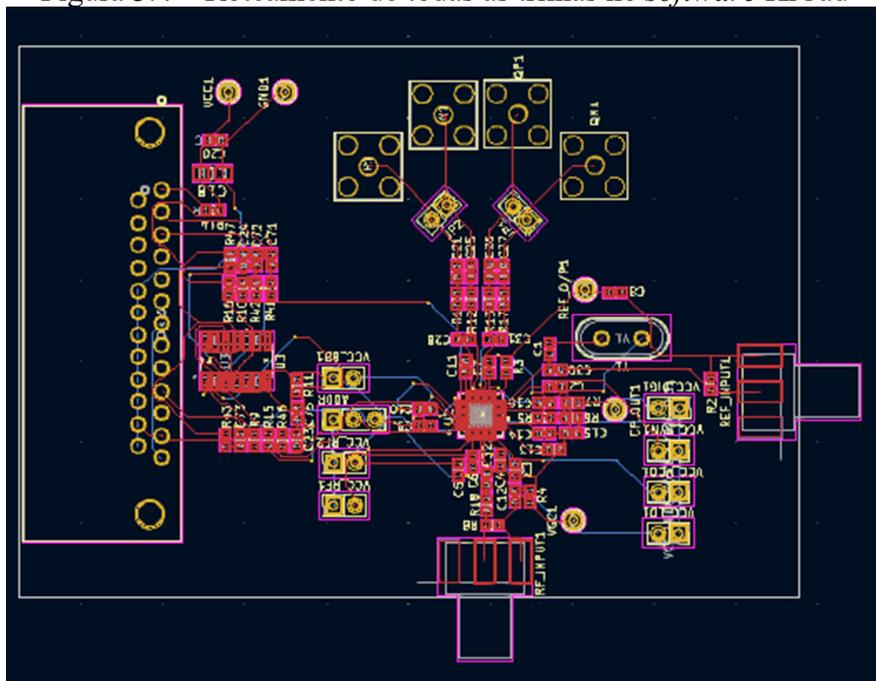
Figura 3.3 – Esquemático do CI MAX2121 desenvolvido no *software* KiCad



Fonte: Próprio autor.

Após a finalização do esquemático, o *layout* da placa é gerado no editor de PCB. Para automatizar o processo de roteamento das trilhas, utiliza-se o *software* *FreeRouting*. O *FreeRouting* é uma ferramenta de código aberto que facilita o roteamento automático de trilhas em projetos de PCB, integrando-se a diversos *softwares* de design eletrônico, como o KiCad. Ele otimiza a disposição das conexões entre os componentes, buscando a melhor solução para o caminho das trilhas na placa. A Figura 3.4 apresenta o resultado do roteamento automático realizado pelo *FreeRouting*, mostrando a disposição das trilhas e dos componentes na placa.

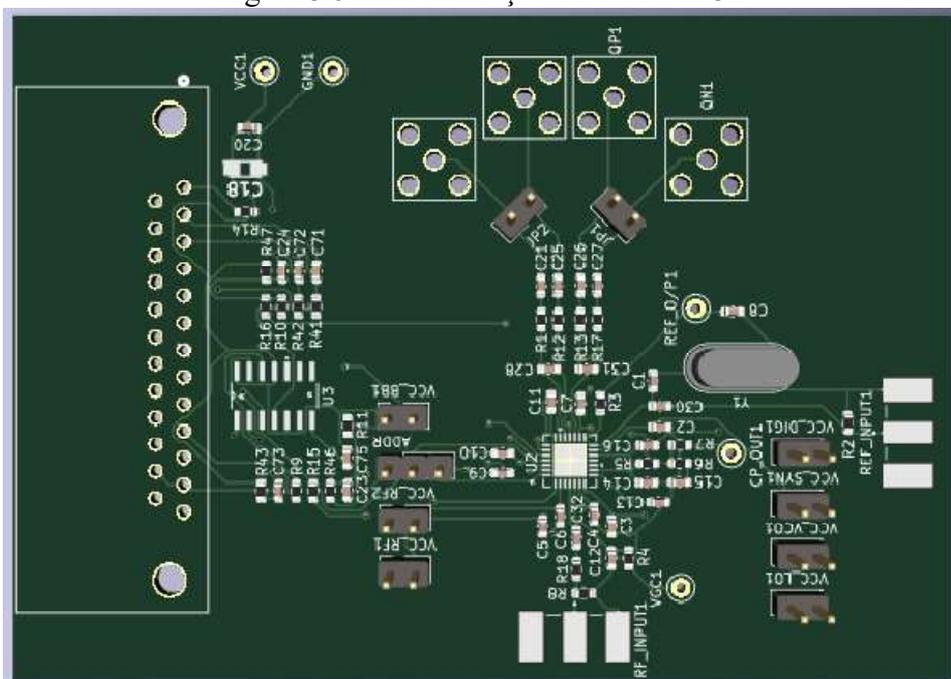
Figura 3.4 – Roteamento de todas as trilhas no *software* KiCad



Fonte: Próprio autor.

Após a conclusão do roteamento, é possível acessar a visualização em 3D da PCB, permitindo uma inspeção detalhada do layout e da disposição dos componentes, conforme ilustrado na Figura 3.5.

Figura 3.5 – Visualização do PCB em 3D



Fonte: Próprio autor.

Em seguida, são gerados os arquivos Gerber para a fabricação das PCBs. Esses arquivos contêm informações detalhadas sobre o layout das placas, incluindo as camadas de cobre, máscaras de solda, *silk screen*, além de dados sobre o posicionamento de trilhas, *pads*, vias, componentes e outros detalhes essenciais para a produção da placa.

### 3.1.2 Fabricação e montagem do MAX2121

Considerando a necessidade de fabricar as PCBs do kit de avaliação do MAX2121 para o protótipo do espectrômetro URUTAU, realizamos uma análise entre várias empresas brasileiras especializadas nesse serviço. Contudo, devido à complexidade do projeto e aos custos elevados, a contratação dessas empresas mostrou-se inviável dentro do orçamento disponível.

Após uma pesquisa mais aprofundada, identificamos a empresa chinesa PCBWay como uma alternativa viável. Com ampla experiência na fabricação de PCBs e preços competitivos, a PCBWay mostrou-se adequada para atender às necessidades do projeto. Entramos em contato com a empresa, enviamos os arquivos Gerber gerados no *software* KiCad e solicitamos um

orçamento para a produção de 10 unidades. A proposta, incluindo o frete, resultou em um total de US\$ 26,85.

Em seguida, foi realizada uma consulta ao *datasheet* do kit de avaliação do MAX2121 e dos componentes eletrônicos necessários para a aquisição e montagem. A Tabela 3.1 detalha esses componentes, especificando suas características e quantidades.

Tabela 3.1 – Lista dos componentes

Designação	Quantidade	Descrição
ADDR	0	Não instalado
CP-OUT, J13, REF-O/P, VGC	4	Mini ponto de teste
C1, C6, C9	7	Capacitores cerâmicos Murata (0603) 1000 pF ± 10%
C7, C13, C20, C21, C25, C26, C27, C75	8	Capacitores cerâmicos Murata (0603) 0,1 µF ± 10%
C8, C12, C30	0	Não instalado
C10, C11	2	Capacitores cerâmicos Murata (0603) 0,047 µF ± 10%
C14	1	Capacitor cerâmico Murata (0603) 100 pF ± 5%
C15	1	Capacitor cerâmico Murata (0603) 0,033 µF ± 10%
C16	1	Capacitor cerâmico Murata (0603) 2200 pF ± 5%
C18	1	Capacitor de tântalo (C Case) 10 µF ± 10%
C23, C24, C71, C72, C73	5	Capacitores cerâmicos Murata (0603) 330 pF ± 5%
C28, C31	2	Capacitores cerâmicos Murata (0603) 5 pF ± 0,25%
C32	1	Capacitor cerâmico Murata (0603) 33 pF ± 5%
IN, IP, QN, QP	4	Conectores SMA de montagem superior
J6	1	Conector macho de ângulo reto DB25
J17	1	Mini ponto de teste
JP1, JP2, VCC_BB, VCC_DIG, VCC_LO, VCC_RF1, VCC_RF2, VCC_SYN, VCC_VCO	0	Não instalado
R1, R12, R13, R17	4	Resistores SMD (0603) 49,9 Ω ± 1%
R2	0	Não instalado
R3, R7, R15, R16	4	Resistores short SMD (0603) 0 Ω ± 5%
R4	1	Resistor SMD (0603) 1 kΩ ± 5%

Continua na próxima página...

R5	1	Resistor SMD (0603) 820 $\Omega \pm 5\%$
R6	1	Resistor SMD (0603) 390 $\Omega \pm 5\%$
R8	1	Resistor SMD (0603) 86,,6 $\Omega \pm 1\%$
R9, R10, R11, R41, R42	5	Resistores SMD (0603) 100 $\Omega \pm 1\%$
R14, R43	2	Resistores SMD (0603) 5,1 k $\Omega \pm 5\%$
R18	1	Resistor SMD (0603) 43,2 $\Omega \pm 1\%$
R46, R47	2	Resistores SMD (0603) 2,7 k $\Omega \pm 5\%$
REF INPUT	0	Não instalado
RF INPUT	1	Conector SMA de montagem em borda
U1	1	Sintonizador MAX2121
U3	1	Buffer 74LV07A
Y1	1	Cristal 27 MHz
-	0	Não instalado

Fonte: MAXIM, 2015.

Após a análise das listas de componentes, foram realizados dois orçamentos: um na Mouser Electronics e outro no Aliexpress. Na Mouser Electronics, os componentes são vendidos individualmente; contudo, alguns itens estavam indisponíveis. No Aliexpress, por outro lado, os componentes são oferecidos em pacotes de 100 unidades, permitindo a aquisição de uma quantidade maior a preços mais acessíveis. Assim, optou-se pela compra dos componentes no Aliexpress, totalizando US\$ 46,35.

A montagem da placa do kit de avaliação do MAX2121 foi realizada no Laboratório de Metrologia de Campina Grande (LABMET), utilizando os materiais especificados na Tabela 3.2.

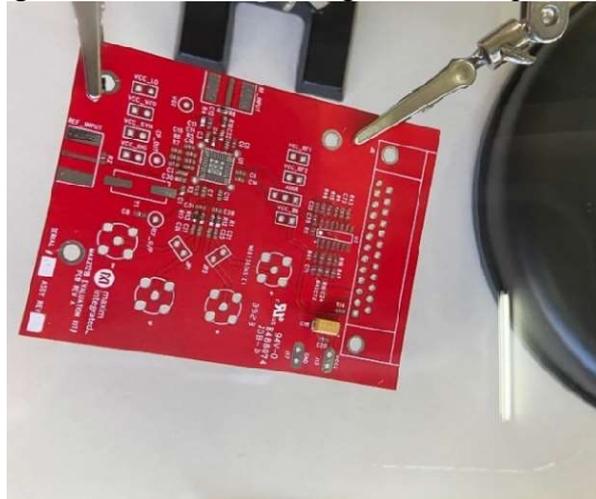
Tabela 3.2 – Lista dos materiais para montagem do circuito

<b>Lista dos materiais</b>	
<b>1</b>	Estação de solda de ar quente Yaxun 881d 220v
<b>2</b>	Fluxo de solda
<b>3</b>	Lupa com suporte garras
<b>4</b>	Solda em pasta de baixa fusão 138°C com seringa de aplicação
<b>5</b>	Álcool isopropílico

Fonte: Próprio autor.

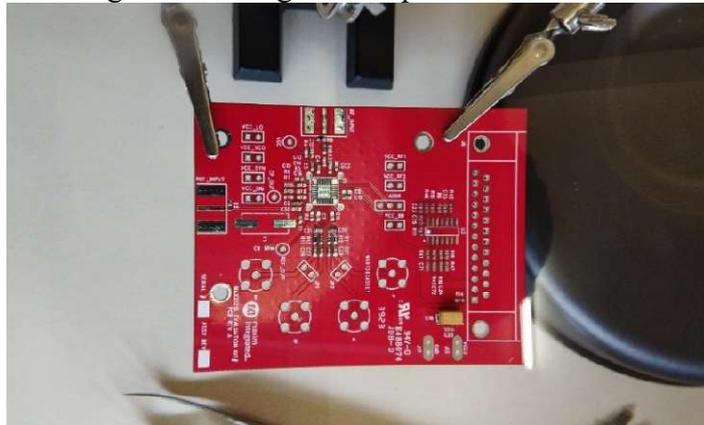
Antes de iniciar o processo de soldagem dos componentes, a placa foi cuidadosamente limpa com álcool isopropílico para remover quaisquer impurezas. Em seguida, procedeu-se à soldagem dos componentes. As Figuras 3.6 e 3.7 ilustram as etapas do processo de soldagem na placa.

Figura 3.6 – Início da soldagem dos componentes



Fonte: Próprio autor.

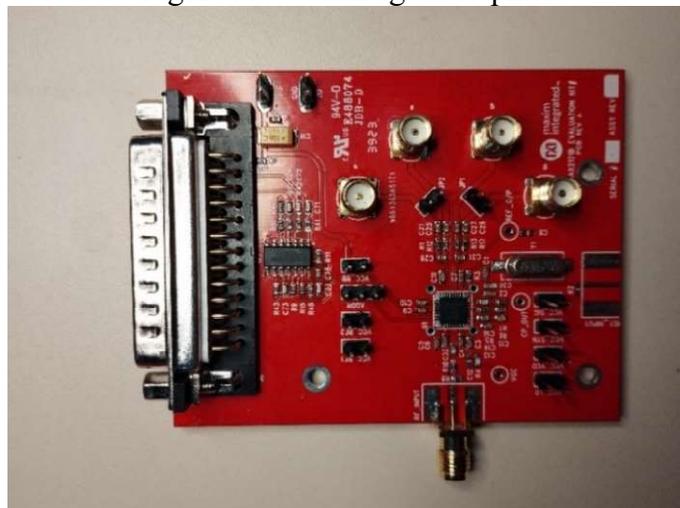
Figura 3.7 – Alguns componentes soldados



Fonte: Próprio autor.

Após a conclusão da soldagem de todos os componentes na placa, o kit de avaliação está pronto para ser programado, conforme mostrado na Figura 3.8.

Figura 3.8 – Montagem da placa



Fonte: Próprio autor.

### 3.1.3 Programação dos Registradores do MAX2121

O MAX2121 possui 12 registradores de escrita e 2 registradores de leitura, todos programáveis pelo usuário. Cada registrador é identificado por um nome e endereço específico e inclui informações sobre seu uso. Para programar os 14 registradores do MAX2121, seguem-se os passos descritos abaixo:

1. Identificação dos registradores e suas funções: Consulta-se o *datasheet* do MAX2121 para entender quais registradores estão disponíveis e quais configurações eles controlam. Cada registrador possui um endereço único e é responsável por controlar diferentes aspectos do funcionamento do dispositivo, como frequência do oscilador local (LO), ganho e modo de operação. A Tabela 3.3 apresenta as configurações dos registradores.

Tabela 3.3 – Configuração dos registradores

Nº do Reg.	Nome do Registrador	Endereço Reg.	Bits	Padrão	Função
1	Divisor N MSB	0x00	FRAC (D7), N[14:8] (D6-D0)	1, 0000000	Define os bits mais significativos do divisor inteiro PLL (N).
2	Divisor N LSB	0x01	N[7:0] (D7-D0)	100011	Define os bits menos significativos do divisor inteiro PLL (N).
3	Bomba de Carga	0x02	CPMP[1:0] (D7-D6), CPLN[1:0] (D5-D4), F[19:16] (D3-D0)	00, 01, 0010	Configura a largura de pulso mínima e linearidade da bomba de carga; define F mais significativos.
4	Divisor F MSB	0x03	F[15:8] (D7-D0)	11110110	Define os bits mais significativos do divisor fracionário PLL (F).
5	Divisor F LSB	0x04	F[7:0] (D7-D0)	10000100	Define os bits menos significativos do divisor fracionário PLL (F).
6	Buffer XTAL e Divisor de Referência	0x05	XD[2:0] (D7-D5), R[4:0] (D4-D0)	000, 00001	Configura o divisor de cristal e divisor de referência do PLL.
7	PLL	0x06	D24 (D7), CPS (D6), ICP (D5), X (D4-D0)	1, 1, 0, X	Controla o modo do divisor VCO, corrente da bomba de carga e bits reservados.
8	VCO	0x07	VCO[4:0] (D7-D3), VAS (D2), ADL (D1), ADE (D0)	11001, 1, 0, 0	Configura o VCO manual ou automático e o ADC de leitura de tensão de sintonia.
9	Filtro Passa-Baixas	0x08	LPF[7:0] (D7-D0)	1001011	Define a frequência de corte do filtro passa-baixas em MHz.

Continua na próxima página...

10	Controle	0x09	STBY (D7), X (D6, D4), PVDN (D5), BBG[3:0] (D3-D0)	0, X, 0, 0000	Configura o modo standby e o ganho baseband em passos de 1 dB.
11	Desligamento	0x0A	X (D7), PLL (D6), DIV (D5), VCO (D4), BB (D3), RFMIX (D2), RFVGA (D1), FE (D0)	0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0	Habilita/desabilita partes do sistema, como PLL, VCO e RF mixer.
12	Teste	0x0B	CPTST[2:0] (D7-D5), X (D4), TURBO (D3), LDMUX[2:0] (D2-D0)	000, X, 1, 000	Define modos de teste e configurações de saída REFOUT.
13	Byte de Status 1	0x0C	POR (D7), VASA (D6), VASE (D5), LD (D4), X (D3-D0)	N/A	Indica o status do dispositivo, incluindo reset de energia, bloqueio PLL e autoseleção do VCO.
14	Byte de Status 2	0x0D	VCOSBR[4:0] (D7-D3), ADC[2:0] (D2-D0)	N/A	Retorna os bits de leitura do VCO e saída ADC.

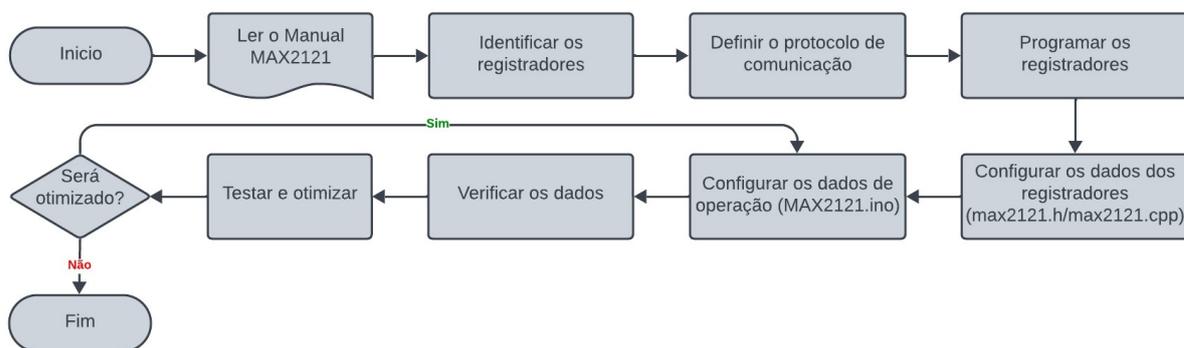
Fonte: MAXIM, 2015

2. Estabelecimento da comunicação: O protocolo de comunicação utilizado para programar os registradores, conforme indicado no *datasheet*, é o I2C. Para estabelecer essa comunicação, utiliza-se o Arduino como dispositivo mestre, empregando a biblioteca Wire, que é específica para comunicação I2C.
3. Escrita dos dados de configuração: No *software* Visual Studio no ambiente de programação Arduino IDE, os dados de configuração para os registradores correspondentes são programados. Os arquivos "max2121.h" e "max2121.cpp", presentes nos respectivos APÊNDICE B e C, incluem a biblioteca Wire, definem as constantes e declaram todos os registradores, além de outras variáveis necessárias para o funcionamento adequado do sistema.
4. Verificação dos dados: Após o envio dos dados de configuração, é necessário ler os registradores de volta para confirmar se os dados foram escritos corretamente. Essa verificação garante que o dispositivo esteja configurado conforme o esperado. No código *MAX2121.ino*, apresentado no APÊNDICE D, são realizadas as configurações iniciais necessárias para o funcionamento do programa, incluindo a inicialização da comunicação serial com o sintonizador, a definição da frequência do LO, a leitura do status do sintonizador MAX2121 e o armazenamento dos valores nas variáveis

correspondentes. Por fim, os valores lidos do status do MAX2121 são exibidos na porta serial, permitindo sua visualização no monitor serial do Arduino IDE.

5. Teste e otimização: Uma vez programados, os registradores devem ser testados em condições reais para garantir que o MAX2121 funcione conforme o esperado. É possível que ajustes nas configurações sejam necessários para otimizar o desempenho do dispositivo, de acordo com os requisitos específicos do sistema. A Figura 3.9 mostra o fluxograma das etapas de programação do MAX2121.

Figura 3.9 – Fluxograma representativo da programação



Fonte: Próprio autor.

O MAX2121 utiliza uma interface serial I2C de dois fios, composta por uma linha de dados serial (SDA) e uma linha de *clock* serial (SCL). Essas linhas possibilitam a comunicação bidirecional entre o MAX2121 e o controlador mestre, suportando frequências de *clock* de até 400 kHz. O controlador mestre é responsável por iniciar as transferências de dados no barramento e gerar o sinal SCL para a sincronização. Neste sistema, o MAX2121 atua como um dispositivo escravo, encarregado de enviar e receber dados do controlador mestre. Para garantir o funcionamento adequado do barramento, é necessário manter as linhas SDA e SCL em nível alto, utilizando resistores *pull-up* externos de 1 k $\Omega$  ou mais. A Figura 3.10 apresenta o diagrama que ilustra o processo de comunicação I2C entre o MAX2121 e um Arduino.

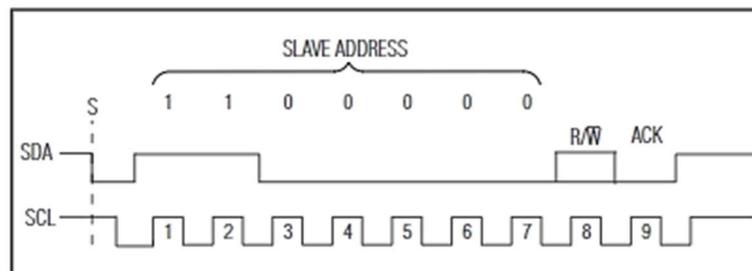
Figura 3.10 – Diagrama do processo de comunicação I2C



Fonte: Próprio autor.

Durante cada ciclo do sinal de *clock*, um bit de dados é transferido. Para enviar ou receber um byte no MAX2121, são necessários, no mínimo, nove ciclos de *clock*: oito bits de dados e um bit de reconhecimento ou não-reconhecimento (ACK/NACK). A linha SDA deve manter os dados estáveis durante o período em que o sinal de SCL está em nível alto. Qualquer alteração na linha SDA enquanto o SCL está alto e estável é interpretada como um sinal de controle. As linhas SDA e SCL permanecem em nível alto quando o barramento não está em uso. A Figura 3.11 ilustra as condições necessárias para a transferência de um byte do endereço escravo do MAX2121.

Figura 3.11 – Byte de endereço escravo MAX2121



Fonte: MAXIM, 2018.

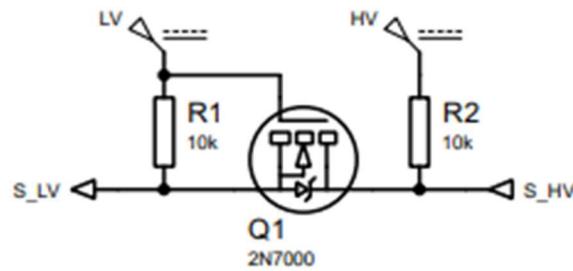
### 3.2 PROJETO DE *HARDWARE* DO ESPECTRÔMETRO URUTAU

Nesta seção, são apresentados os procedimentos para o desenvolvimento do *hardware* do espectrômetro URUTAU. Os passos incluem ao circuito de recepção do sinal com o kit de avaliação MAX2121, a fabricação e implementação do conversor de nível lógico, a implementação de uma chave de RF para a seleção de quatro entradas de RF e a programação, o projeto esquemático e o desenvolvimento da PCB do filtro passa banda e a implementação do detector logarítmico de potência.

#### 3.2.1 Conversor de nível lógico

Após a programação dos 14 registradores do MAX2121 e o *upload* dos códigos max2121.ino, max2121.cpp e max2121.h no Arduino, observa-se que o MAX2121 opera com uma tensão de 3,3 V, enquanto o Arduino utiliza 5 V. Essa diferença de tensão pode representar um risco, pois as saídas de sinal de 5 V do Arduino podem queimar o chip e danificar os componentes da placa. Para mitigar esse risco, é necessário adicionar um circuito ao projeto: um conversor de nível lógico bidirecional. A Figura 3.12 apresenta o conversor de nível lógico, que é composto por um MOSFET e dois resistores de 10 k $\Omega$ .

Figura 3.12 – Conversor de nível lógico bidirecional

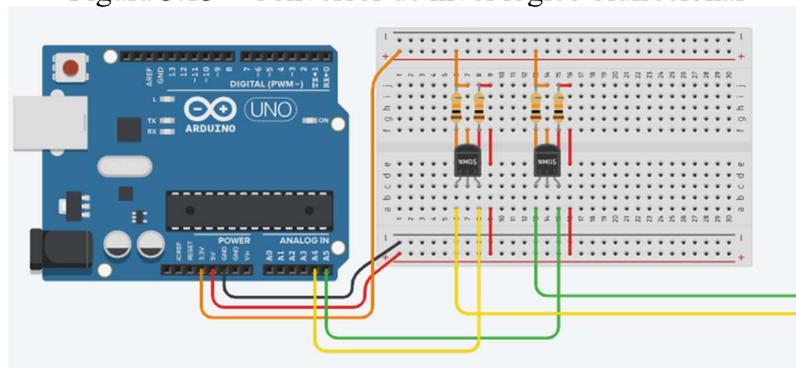


Fonte: Próprio autor.

Quando se aplica uma tensão de 5 V na entrada S\_HV, o MOSFET é ativado devido à diferença de potencial entre o *Source* e o *Gate*. Nesse caso, a corrente flui diretamente através do MOSFET, resultando em uma tensão em S\_LV que corresponde à tensão LV, ou seja, 3,3 V. Em contrapartida, quando uma tensão de 3,3 V é aplicada na entrada S\_LV, o MOSFET não é ativado, pois não há diferença de potencial entre o *Source* e o *Gate*. Isso impede a passagem da corrente pelo resistor R1, fazendo com que ela flua através do resistor R2, o que eleva a tensão em S\_HV para o valor da tensão HV, que é 5 V.

Os pinos analógicos A4 (SDA) e A5 (SCL) do Arduino fornecem um sinal de saída com tensão de 5 V, enquanto os pinos 26 (SDA) e 27 (SCL) do MAX2121 aceitam apenas sinais com nível de 3,3 V. Para adequar os níveis de tensão entre os dispositivos, monta-se um circuito de teste do conversor de nível lógico utilizando uma protoboard, dois MOSFETs (2N7000) e quatro resistores de 10 kΩ. A Figura 3.13 ilustra as conexões do conversor de nível lógico bidirecional.

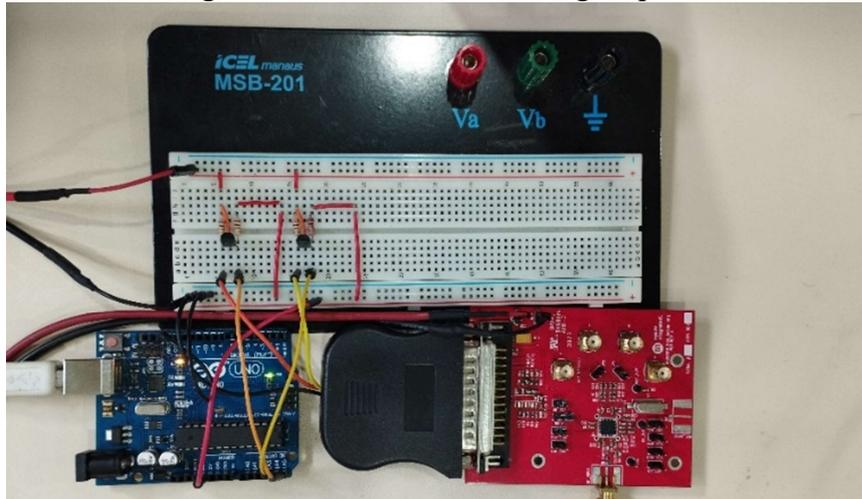
Figura 3.13 – Conversor de nível lógico bidirecional



Fonte: Próprio autor

A Figura 3.14 mostra a montagem dos conversores de nível lógico nas linhas de SDA e SCL, que conectam o Arduino ao MAX2121. Em que foram conectadas as saídas dos pinos A4 (SDA) e A5 (SCL) do Arduino às entradas dos conversores de nível lógico e as saídas dos conversores foram conectadas aos pinos 3 (SDA) e 10 (SCL) da placa MAX2121.

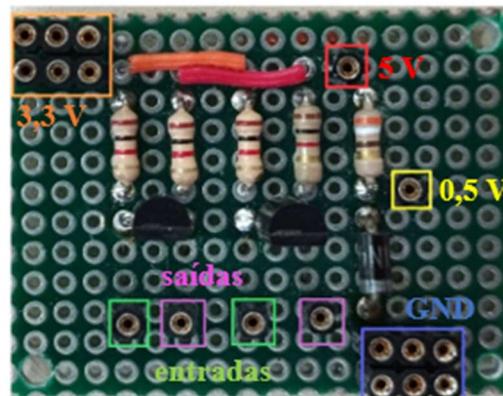
Figura 3.14 – Montagem do conversor de nível lógico para teste de validação



Fonte: Próprio autor

Após a validação das medições do conversor de nível lógico, detalhada no Capítulo 4, Resultados e Discussões, Seção 4.1, procedeu-se com a montagem final do conversor em uma placa PCB perfurada. Além disso, foi implementado um divisor de tensão na mesma placa, utilizando um resistor de  $390\ \Omega$  em série com um diodo 1N4007, obtendo-se uma tensão de 0,5 V. Essa tensão é destinada a alimentar o pino 28 (GC1) do MAX2121, correspondente à entrada analógica do controle de ganho. O ganho do MAX2121 é máximo quando a tensão de entrada é 0,5 V e mínimo quando atinge 2,7 V. A Figura 3.15 ilustra a montagem final do conversor de nível lógico na placa PCB perfurada.

Figura 3.15 – Montagem do conversor de nível lógico



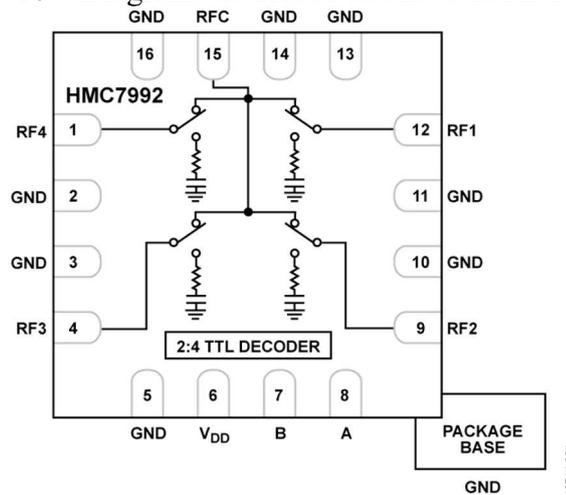
Fonte: Próprio autor

### 3.2.2 Chave de RF

A placa do kit de avaliação do MAX2121 possui apenas uma entrada para o sinal de RF, o que limita a possibilidade de adicionar uma antena adicional ou uma fonte de ruído para ser usada como sinal de referência. Para solucionar essa limitação, foi integrado ao projeto o

módulo HMC7992, um comutador de RF de quatro canais controlado digitalmente, que opera na faixa de 100 MHz a 6 GHz. Esse módulo é projetado para aplicações que exigem comutação de sinais de RF entre múltiplas portas, oferecendo baixíssima perda de inserção e elevado isolamento, o preço da chave de RF HMC7992 na cotação atual é de U\$ 15,32. A Figura 3.16 ilustra o diagrama de blocos da chave de RF HMC7992.

Figura 3.16 – Diagrama de blocos da chave de RF HMC7992



Fonte: ANALOG, 2016.

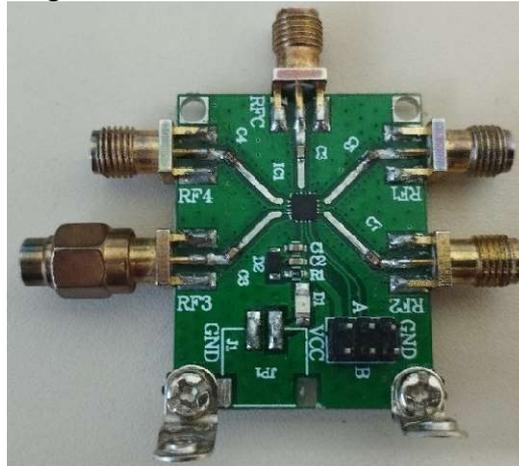
O HMC7992 utiliza uma interface de controle digital simples, permitindo selecionar de forma eficiente entre quatro portas de RF. Sua implementação proporciona flexibilidade no monitoramento e no uso de múltiplas fontes de sinal. A Tabela 3.4 apresenta a tabela verdade utilizada para a programação da chave de RF HMC7992. Esta tabela detalha as combinações de entrada de controle digital necessárias para selecionar cada uma das portas de RF disponíveis, permitindo o correto direcionamento dos sinais de RF entre os canais com base na configuração desejada. A Figura 3.17 ilustra o modelo da chave de RF HMC7992, destacando suas conexões e funcionalidades dentro do sistema.

Tabela 3.4 – Tabela verdade da chave de RF HMC7992

Entrada de controle		Estado do caminho do sinal
A	B	Saída RFC
Low	Low	RF1
High	Low	RF2
Low	High	RF3
High	High	RF4

Fonte: Próprio autor.

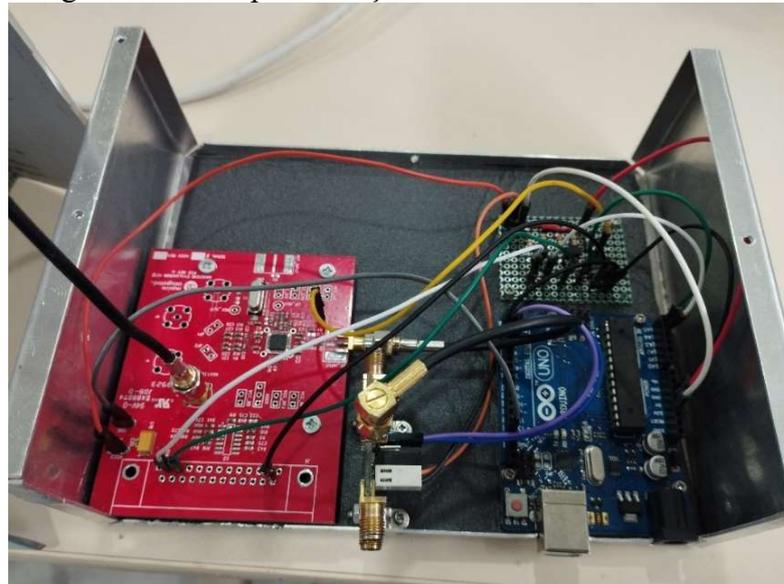
Figura 3.17 – Chave de RF HMC7992



Fonte: Próprio autor.

A programação da chave de RF HMC7992 é integrada ao código MAX2121.ino, utilizando os pinos digitais 2 e 3 do Arduino para controlar a seleção da porta RF4. Esta configuração permite o comutador RF selecionar de forma eficiente o canal desejado para monitoramento ou uso como referência de sinal. A Figura 3.18 apresenta a montagem parcial do espectrômetro URUTAU, destacando a integração do Arduino, o conversor de nível lógico e a implementação da chave de RF HMC7992 na entrada do kit de avaliação do MAX2121. Esse arranjo permite a seleção eficiente de diferentes fontes de sinal RF, otimizando a funcionalidade do espectrômetro para monitoramento e referências adicionais.

Figura 3.18 – Implementação da chave de RF HMC7992



Fonte: Próprio autor.

### 3.2.3 Filtro Passa Banda de Frequência Intermediária (IF)

O funcionamento do espectrômetro URUTAU baseia-se na técnica de varredura, que varre o espectro de frequências para identificar componentes de sinais em diferentes frequências. Seu princípio de operação segue os fundamentos utilizados em receptores de rádio super-heteródinos, devido ao uso do CI MAX2121.

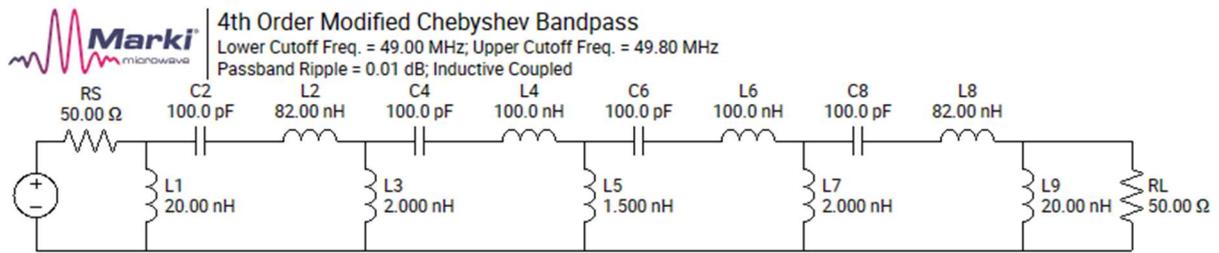
O LO é controlado por tensão e varia sua frequência conforme uma rampa de tensão aplicada. Essa variação faz com que a frequência do oscilador varra uma faixa específica do espectro, permitindo que diferentes componentes do sinal sejam transladados para uma frequência intermediária, onde são analisados.

O filtro possui uma frequência central fixa e é projetado para permitir a passagem de sinais em uma faixa estreita ao redor dessa IF, rejeitando os demais sinais. Durante a varredura da frequência do oscilador local, o analisador desloca diferentes componentes de frequência do sinal de entrada para a faixa do filtro passa banda, possibilitando sua detecção e análise. A largura de banda do filtro IF, conhecida como *Resolution Bandwidth* (RBW), determina a capacidade do analisador de distinguir entre sinais de frequências próximas. Quanto menor a RBW, maior a resolução, o que permite uma separação mais precisa entre as frequências analisadas.

Para projetar um filtro com maior resolução, o ideal é que sua largura de banda seja de 1 MHz, considerando que o oscilador local (LO) está ajustado para realizar uma varredura na faixa de frequências do radiotelescópio BINGO, que vai de 980 MHz a 1260 MHz. Essa varredura ocorre em passos de 1 MHz, com uma IF fixa em torno de 50 MHz.

Para o projeto do filtro passa banda, foi utilizado o *software online* Marki Microwave. No qual foram especificados os principais parâmetros: topologia, a ordem do filtro, as frequências de corte inferior e superior, a ondulação da banda passante, impedância de entrada e saída. A Figura 3.17 apresenta as especificações detalhadas do filtro passa banda, que é centrado em 49,40 MHz, possui uma largura de banda de 0,80 MHz e o circuito do filtro.

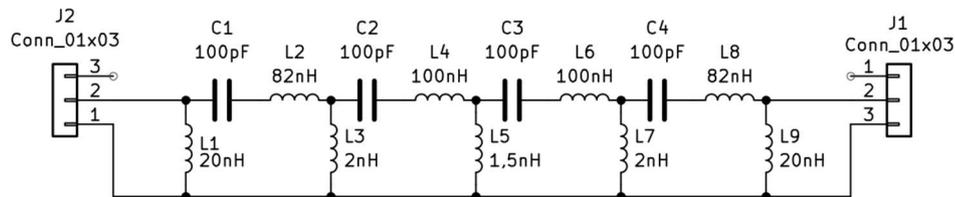
Figura 3.19 – Especificações e circuito do filtro



Fonte: MARKI, 2024.

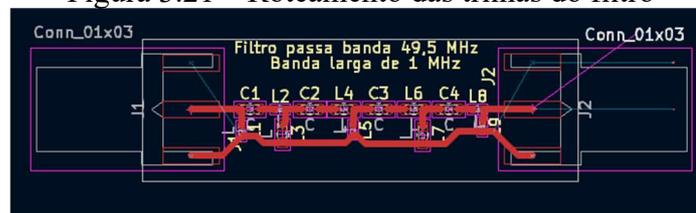
Após o *software* Marki Microwave gerar o circuito do filtro passa banda com valores de componentes comerciais, o esquemático e o roteamento do circuito são projetados no *software* KiCad. As Figuras 3.20 e 3.21 mostram o esquemático e o roteamento das trilhas do filtro passa banda projetado no KiCad.

Figura 3.20 – Esquemático do filtro passa banda desenvolvido no *software* KiCad



Fonte: Próprio autor.

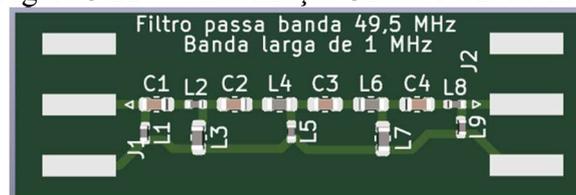
Figura 3.21 – Roteamento das trilhas do filtro



Fonte: Próprio autor.

A Figura 3.22 apresenta a visualizado em 3D da PCB no KiCad, permitindo uma inspeção detalhada do *layout* e da disposição dos componentes na placa.

Figura 3.22 – Visualização 3D da PCB do filtro

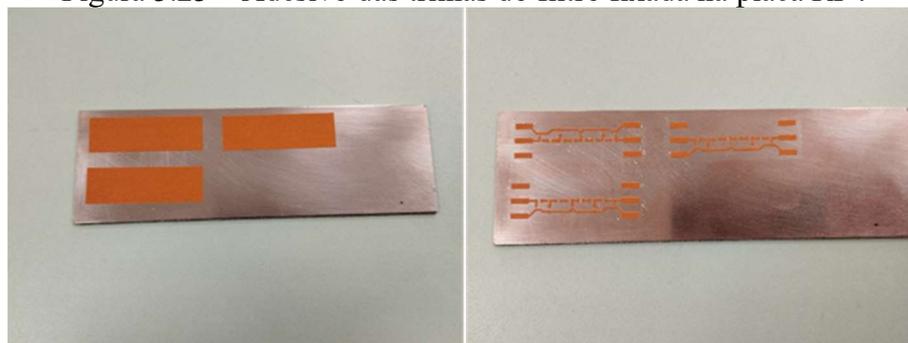


Fonte: Próprio autor.

Após a finalização do projeto da PCB, inicia-se o processo de fabricação da placa, realizado no laboratório de Radiometria. Os arquivos são gerados no formato DXF e abertos no *software* Silhouette. No procedimento, o adesivo é posicionado no gabarito da impressora de

corde, onde ocorre o ajuste da força e velocidade do corte do molde do filtro. Após o corte, os moldes são transferidos para o substrato de material FR4. Em seguida, o adesivo é removido, deixando apenas as trilhas expostas. A Figura 3.23 ilustra o adesivo das trilhas utilizado no filtro passa banda.

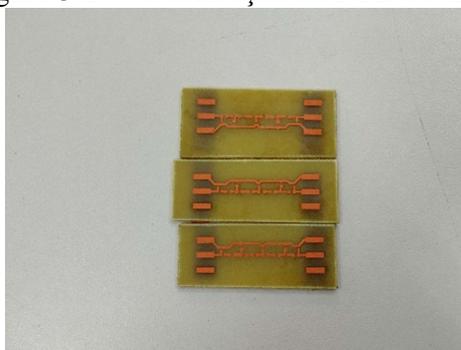
Figura 3.23 – Adesivo das trilhas do filtro fixada na placa RF4



Fonte: Próprio autor.

Em seguida, as placas são cortadas e mergulhadas em um recipiente contendo uma mistura de água e perclorato de ferro. Nesse processo, ocorre a corrosão do cobre, restando apenas as trilhas que servem como contatos para a soldagem dos componentes. A Figura 3.24 exibe as placas após o processo de corrosão.

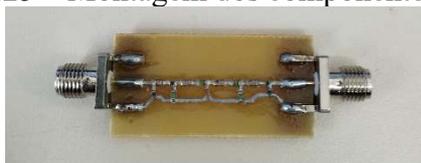
Figura 3.24 – Fabricação da PCB do filtro



Fonte: Próprio autor.

Posteriormente, foi realizada a montagem do filtro, com a soldagem dos conectores SMA, indutores e capacitores SMD conforme ilustrado na Figura 3.25.

Figura 3.25 – Montagem dos componentes do filtro



Fonte: Próprio autor.

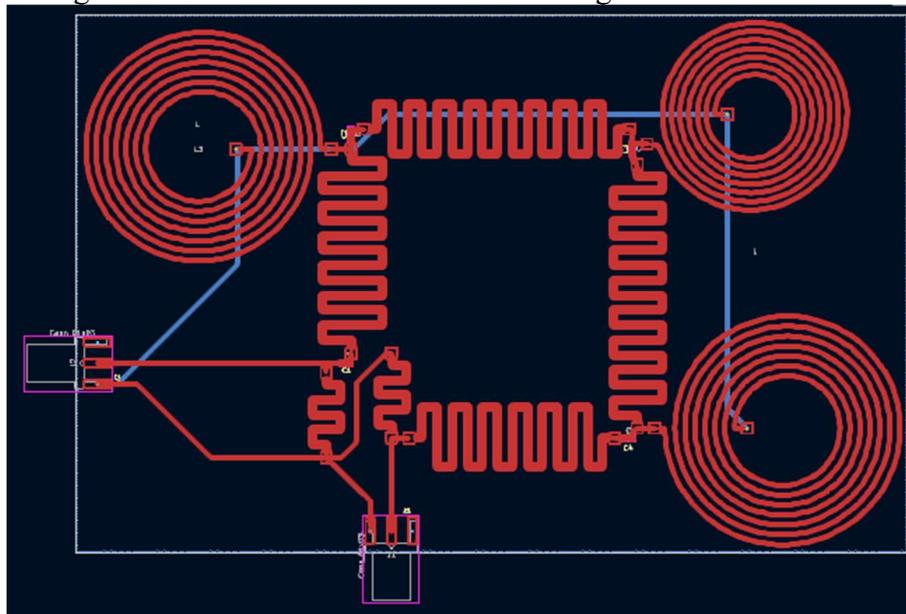
Durante os testes, o filtro apresentou perdas excessivas, levantando a suspeita de defeito em algum indutor SMD, uma vez que não foi possível realizar medições devido ao pequeno

tamanho desses componentes. No entanto, as medições realizadas nos capacitores indicaram que esses componentes estão em bom estado.

Diante dessa dificuldade com os indutores, optou-se por projetar uma nova versão do filtro, substituindo os indutores SMD por geometrias na própria trilha, equivalentes aos valores dos indutores originais.

Para calcular os valores dos indutores na PCB, foi utilizado o *software online* Coil32.net, uma ferramenta de cálculo que permite determinar com precisão os valores de indutância com base na forma geométrica e nas dimensões físicas da trilha na placa. A Figura 3.26 apresenta o roteamento da nova versão da PCB do filtro passa banda.

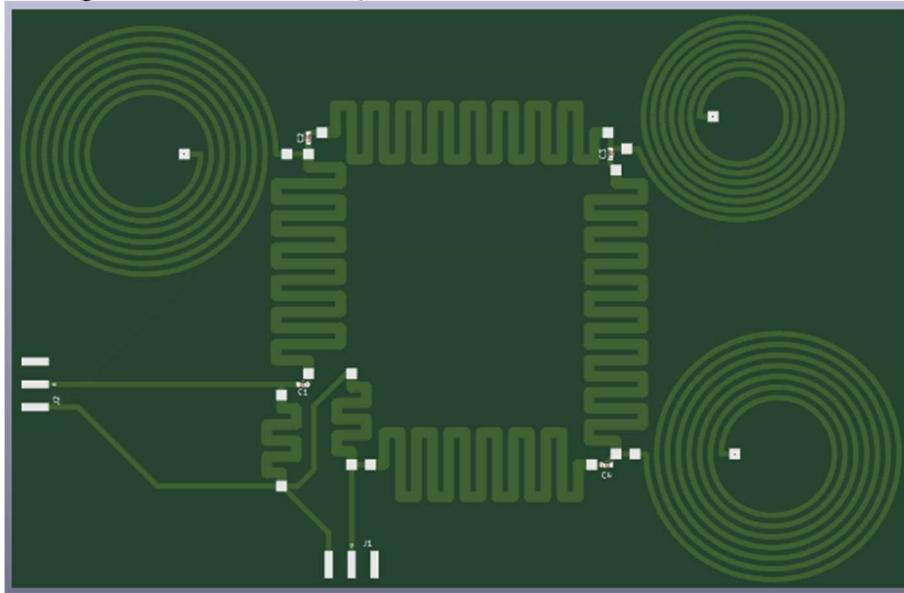
Figura 3.26 – Roteamento das trilhas da segunda versão do filtro



Fonte: Próprio autor.

Após a conclusão do roteamento, realiza-se a visualização em 3D da PCB da nova versão do filtro passa banda, conforme ilustrado na Figura 3.25.

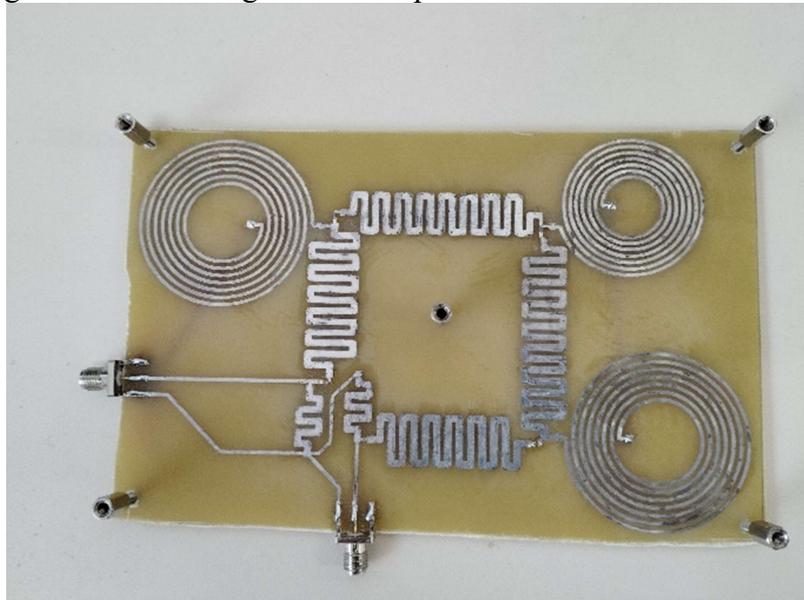
Figura 3.25 – Visualização 3D do PCB da nova versão do filtro



Fonte: Próprio autor.

O mesmo processo de fabricação foi realizado no Laboratório de Radiometria para a nova versão do filtro passa banda. Em seguida, efetuou-se a montagem com a soldagem dos capacitores SMD e dos conectores SMA. A Figura 3.26 apresenta a montagem da nova versão do filtro passa banda.

Figura 3.26 – Montagem dos componentes na nova versão do filtro



Fonte: Próprio autor.

Após a realização das medições nos dois filtros projetados, descritas com mais detalhes no Capítulo 5, na Seção 5.3, observa-se que o filtro da primeira versão apresenta perdas significativas por inserção de -58,89 dB. Por outro lado, o filtro da segunda versão apresenta uma perda por inserção de -10,34 dB, a frequência central ficou deslocada em 58,51 MHz e

uma largura de banda de 5 MHz. A Figura 3.27 apresenta a montagem final do filtro passa banda com uma blindagem para evitar interferências.

Figura 3.27 – Montagem final do filtro



Fonte: Próprio autor.

Ao implementar a blindagem ao filtro passa banda a frequência central ficou deslocada em 75 MHz com a largura de banda de 5 MHz. Embora o novo filtro não atenda integralmente às especificações iniciais, ele apresenta perdas significativamente menores em comparação com o primeiro protótipo. Considerando esses resultados para uma prova de conceito, optou-se por implementar o segundo filtro na saída do kit de avaliação MAX2121.

A programação do LO foi ajustada no código MAX2121.ino para que a frequência do LO inicie sua varredura em 905 MHz e continue até 1185 MHz, em passos de 5 MHz. Esse ajuste garante que a diferença entre a frequência de entrada do sinal de RF e a do LO resulte consistentemente em uma IF de 75 MHz, mantendo essa IF dentro da faixa do filtro passa banda.

### 3.2.4 Detector logarítmico de potência

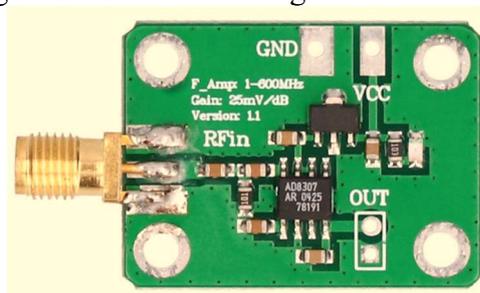
Após a fabricação e implementação do filtro passa banda, é incorporado ao projeto o detector logarítmico de potência AD8307, da Analog Devices. Esse componente destaca-se por sua alta precisão e ampla aplicabilidade na medição da amplitude de sinais de RF em uma extensa faixa de frequências. O AD8307 converte diretamente a tensão de entrada do sinal de RF no logaritmo da potência do sinal, tornando-o ideal para sistemas de telecomunicações, rádios de alto desempenho e outros equipamentos que exigem monitoramento preciso de sinais de RF.

O AD8307 opera em frequências de 1 MHz a 500 MHz e possui uma ampla faixa dinâmica de 92 dB, permitindo detectar sinais com potência entre -75 dBm e +17 dBm com alta precisão. A saída do AD8307 é linearmente proporcional ao logaritmo da potência do sinal de

entrada, com uma relação de 25 mV por dBm. Isso significa que, para cada aumento de 1 dBm na potência do sinal, a saída aumenta em 25 mV, facilitando a medição de sinais com grande variação de amplitude.

Além disso, o AD8307 apresenta eficiência no consumo de energia, o que o torna adequado para aplicações em sistemas portáteis ou com restrições de energia. Ele oferece uma precisão de medição de aproximadamente  $\pm 0,3$  dBm na maior parte de sua faixa de operação, garantindo um desempenho confiável em diversas aplicações. A Figura 3.28 ilustra o detector logarítmico de potência AD8307.

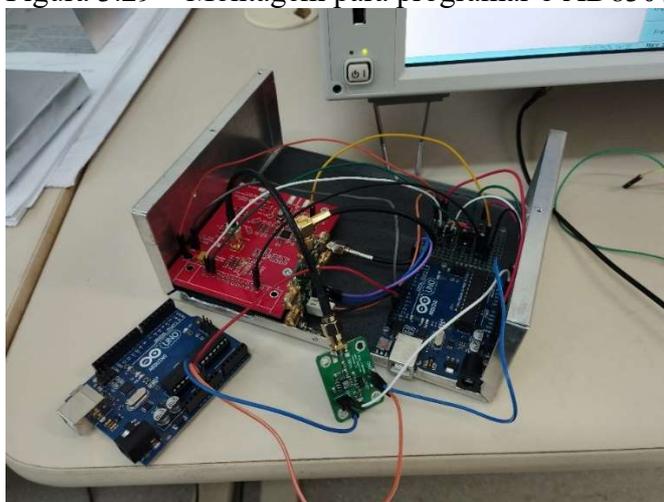
Figura 3.28 – Detector logarítmico AD8307



Fonte: Próprio autor.

Para realizar a leitura dos valores de potência do detector AD8307, foi utilizado um segundo Arduino para a programação. O módulo AD8307 é alimentado com uma tensão de 5 V fornecida pelo próprio Arduino e sua saída é conectada ao pino A0 do microcontrolador. Após a programação e os testes, o código foi removido desse Arduino e integrado ao código principal, max2121.ino. A Figura 3.31 apresenta a montagem do detector AD8307 utilizado para a programação.

Figura 3.29 – Montagem para programar o AD8307



Fonte: Próprio autor.

O detector logarítmico AD8307 é responsável por medir a potência em cada canal de frequência e enviar os valores medidos através da porta serial do Arduino. Posteriormente, esses dados são utilizados para gerar o gráfico *waterfall*. O gráfico *waterfall* é uma representação visual tridimensional da potência do sinal em função do tempo e da frequência. Ele exibe a frequência no eixo horizontal, o tempo no eixo vertical e a intensidade ou potência do sinal é indicada por diferentes cores ou tons. Esse tipo de gráfico permite visualizar como o espectro de frequências varia ao longo do tempo, facilitando a análise de sinais dinâmicos e suas variações.

### 3.3 ESPECIFICAÇÕES GERAIS DO ESPECTRÔMETRO URUTAU

Esta sessão descreve as especificações técnicas do espectrômetro URUTAU, incluindo os parâmetros de operação, diagrama de blocos e diagrama esquemático.

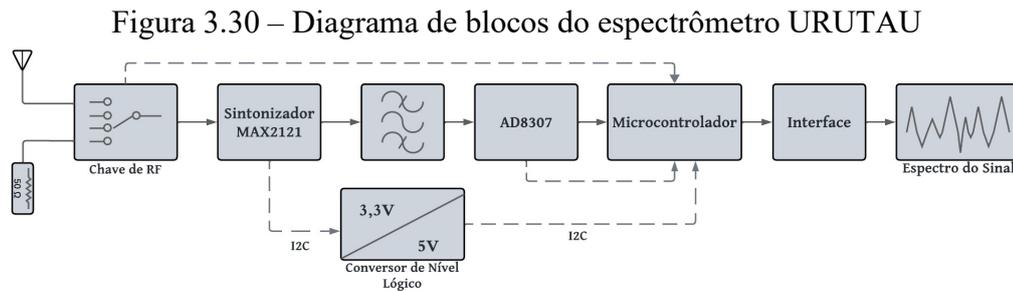
#### 3.3.1 Especificações técnicas

Após a conclusão da fabricação do *hardware* do espectrômetro URUTAU, foram definidas as seguintes especificações técnicas:

- *Front-end*: Sintonizador *downconvert* MAX2121;
- Dimensões: 17,5 cm de comprimento x 13,5 cm de largura x 9 cm de altura, não incluindo conectores;
- Faixa de frequência: 980 ~ 1260 MHz;
- Resolução de frequência: 5 MHz;
- Frequência intermediária: 75 MHz;
- Impedância de entrada de RF: 50 ohms;
- Faixa dinâmica: -90 a -10 dBm;
- Número de canais: 56;
- Taxa de amostragem do canal: 56 canais/segundo (normalmente 56 canais em 374 ms);
- Tensão de entrada: 12 V DC nominal (7 ~ 12 V DC);
- Resolução do conversor analógico-digital (ADC): 10 bits;
- Interface para aquisição de dados: desenvolvida em Python (Interface.ipynb).

### 3.3.2 Hardware e aquisição de dados

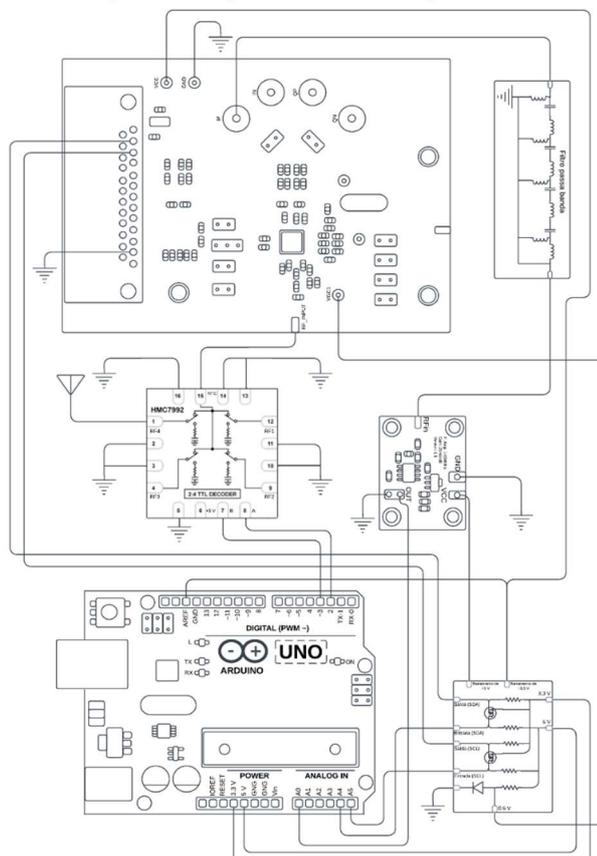
Para compreender a implementação do *hardware* do espectrômetro URUTAU, é recomendável consultar o diagrama de blocos e o diagrama esquemático. A Figura 3.30 apresenta o diagrama de blocos do *hardware*, ilustrando o fluxo desde a entrada do sinal de RF até o processamento desses sinais.



Fonte: Próprio autor.

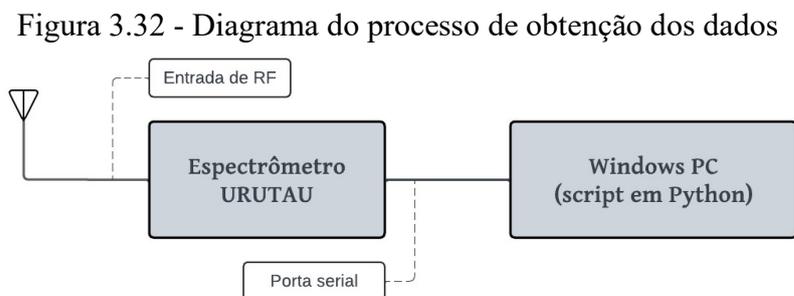
A Figura 3.33 apresenta o diagrama esquemático do espectrômetro URUTAU, detalhando a interconexão dos componentes eletrônicos, desde a recepção do sinal de RF até a sua conversão e análise. O esquema mostra as etapas de filtragem, detecção e processamento, essenciais para o funcionamento do sistema.

Figura 3.31 – Diagrama esquemático do espectrômetro URUTAU



Fonte: Próprio autor.

Para a aquisição de dados via porta serial, foi implementado um *script* em Python, detalhado no APÊNDICE E. Ao abrir o *script* no Visual Studio, o código lê os dados de potência e frequência via porta serial e plota o gráfico *waterfall*. O diagrama apresentado na Figura 3.32 ilustra o processo de obtenção dos dados pela porta serial e plotagem do gráfico *waterfall*.



Fonte: Próprio autor.

### 3.3.3 Orçamento para o desenvolvimento do projeto

Para o desenvolvimento do espectrômetro URUTAU, foi necessária a aquisição de componentes e a fabricação das placas do kit de avaliação, além da chave de RF e do detector logarítmico de potência. Outros componentes, como o Arduino e os materiais para a montagem do conversor de nível lógico, já estavam disponíveis no LABMET, dispensando a necessidade de compra adicional. A Tabela 3.5 apresenta o orçamento estimado em reais (R\$) para o desenvolvimento completo do espectrômetro URUTAU.

Tabela 3.5 – Orçamento geral para desenvolver o espectrômetro URUTAU

Descrição	Quantidade	Preço
Placa kit de avaliação do MAX2121	10 unidades	R\$ 152,67
Componentes SMD do MAX2121	100 unidades de cada componente	R\$ 263,55
CI MAX2121	1 unidade	R\$ 71,30
Chave de RF	1 unidade	R\$ 87,11
Detector logarítmico AD8703	1 unidade	R\$ 58,18
Resistores 10 k $\Omega$ para o conversor de nível lógico	10 unidades	R\$ 11,70
Mosfet 2N7000 para o conversor de nível lógico	10 unidades	R\$ 20,57
Resistor 390 $\Omega$ para o circuito do ganho do MAX2121	2 unidades	R\$ 43,39
Diodo 1N4007 para o circuito do ganho do MAX2121	10 unidades	R\$ 9,98
Arduino UNO	1 unidade	R\$ 59,90
<b>Preço total</b>		<b>R\$ 778,35</b>

Fonte: Próprio autor.

A Figura 3.33 apresenta a montagem final do protótipo do espectrômetro URUTAU, preparado para realizar medições em laboratório.

Figura 3.33 – Montagem final do espectrômetro URUTAU



Fonte: Próprio autor.

# CAPÍTULO 4

## 4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo, são apresentadas as análises dos resultados obtidos com a metodologia do capítulo anterior. A Seção 4.1 discute a validação do conversor de nível lógico, por meio de simulações no LTspice e medições no circuito fabricado. A Seção 4.2 aborda as medições iniciais do kit de avaliação MAX2121 e do ruído de fundo. A Seção 4.3 apresenta os resultados das medições realizadas no Laboratório de Radiometria, incluindo simulações do filtro passa banda e medições dos parâmetros S21 e S11, além de análises após a implementação do filtro no kit. Por fim, a Seção 4.4 discute o comportamento do detector logarítmico de potência AD8707, com medições laboratoriais dos gráficos de potência, frequência e do gráfico em formato *waterfall*.

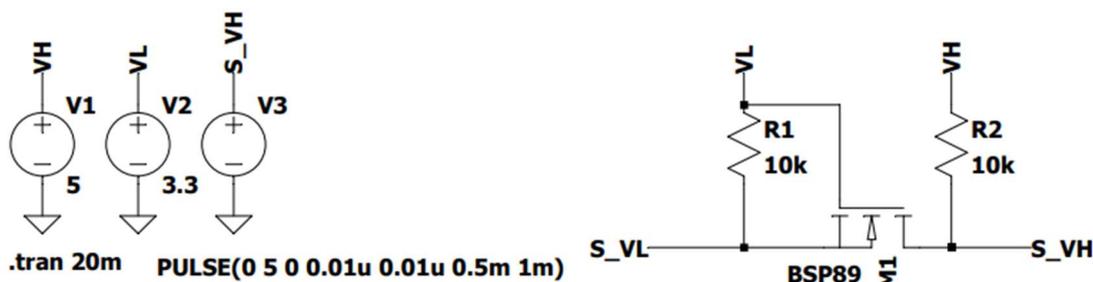
### 4.1 MEDIÇÕES DO CONVERSOR DE NÍVEL LÓGICO E COMUNICAÇÃO I2C

Nesta seção, são apresentados os resultados da simulação e medição do conversor de nível lógico, como também a verificação da comunicação I2C.

#### 4.1.1 Validação do conversor de nível lógico no LTspace

Com base no esquemático do conversor de nível lógico desenvolvido na subseção 3.2.1, foi montado o circuito do conversor no *software* LTspice para simulação e validação, visando proteger o CI MAX2121 dos sinais de tensão provenientes do Arduino (mestre). Após a montagem do circuito no LTspice, foi inserido um sinal retangular de 5 V a partir de uma fonte arbitrária. A Figura 4.1 apresenta a montagem do circuito no *software* LTspice.

Figura 4.1 – Montagem do conversor no LTspice

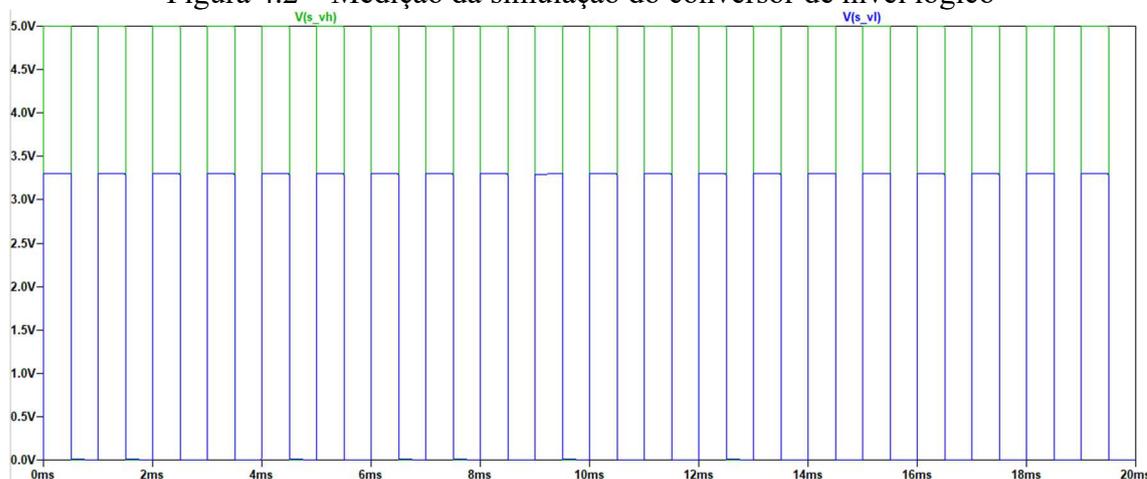


Fonte: Próprio autor.

Após a simulação, foi obtida uma tensão de 3,3 V na saída (S\_VL) do conversor de nível lógico, representada graficamente na cor azul, enquanto o sinal de entrada retangular de 5 V

(S\_VH) é mostrado na cor verde. A Figura 4.2 apresenta a conversão do sinal de entrada de 5 V para 3,3 V, validando o funcionamento do conversor de nível lógico por meio da simulação.

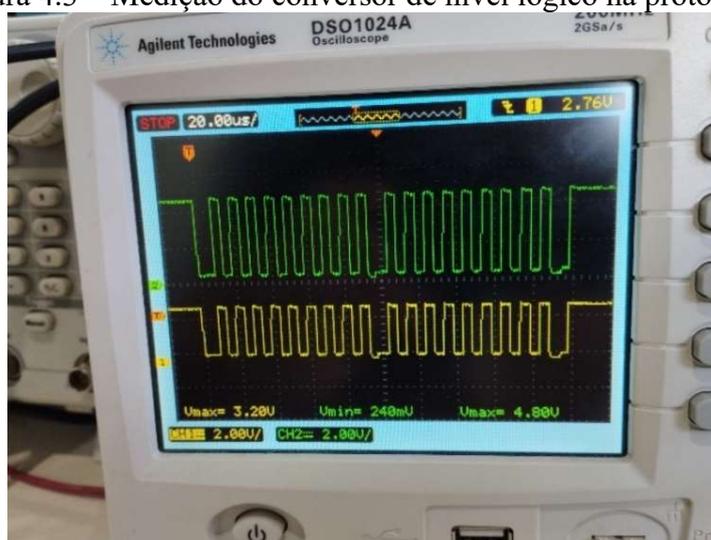
Figura 4.2 – Medição da simulação do conversor de nível lógico



Fonte: Próprio autor.

Após a montagem do circuito do conversor de nível lógico na protoboard, conforme descrito na Seção 3.2.1, realizou-se o envio de um byte para um endereço escravo, a fim de testar seu funcionamento. Para análise dos sinais, foi utilizado o osciloscópio DSO1024A. Com uma ponteira do osciloscópio conectada ao sinal SCL proveniente do Arduino e outra ponteira na saída do conversor de nível lógico, observou-se uma tensão de aproximadamente 4,8 V na parte alta do sinal (cor verde) e de 3,2 V na saída do conversor (cor amarela) na parte baixa. A Figura 4.3 apresenta o resultado da conversão do sinal de 4,8 V para 3,2 V na linha SCL.

Figura 4.3 – Medição do conversor de nível lógico na protoboard

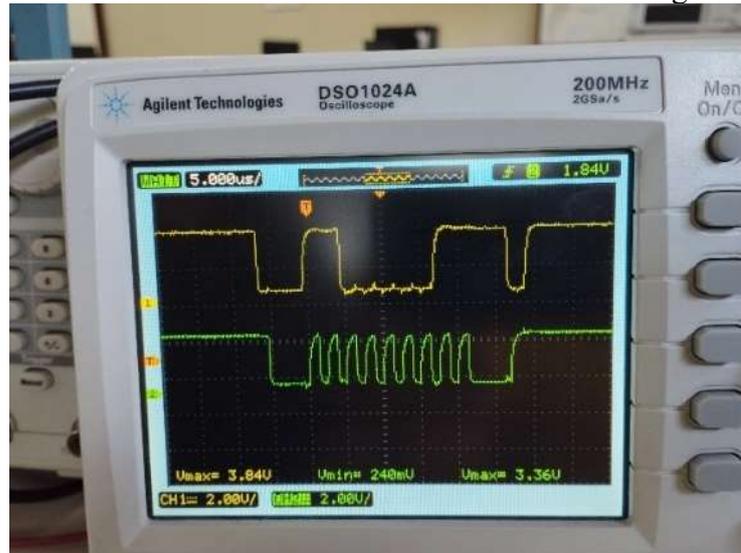


Fonte: Próprio autor.

#### 4.1.2 Verificação da comunicação I2C

Após a implementação do conversor de nível lógico, foram carregados os arquivos max2121.h, max2121.cpp e MAX2121.ino no Arduino. Para verificar a transferência dos dados por meio da comunicação I2C, utilizou-se o osciloscópio DSO1024A para analisar os sinais nas linhas SDA e SCL. As duas ponteiros do osciloscópio foram conectadas diretamente aos pinos SDA e SCL do MAX2121. A Figura 4.4 apresenta a tentativa de envio de todos os bytes dos 14 registradores, porém sem sucesso.

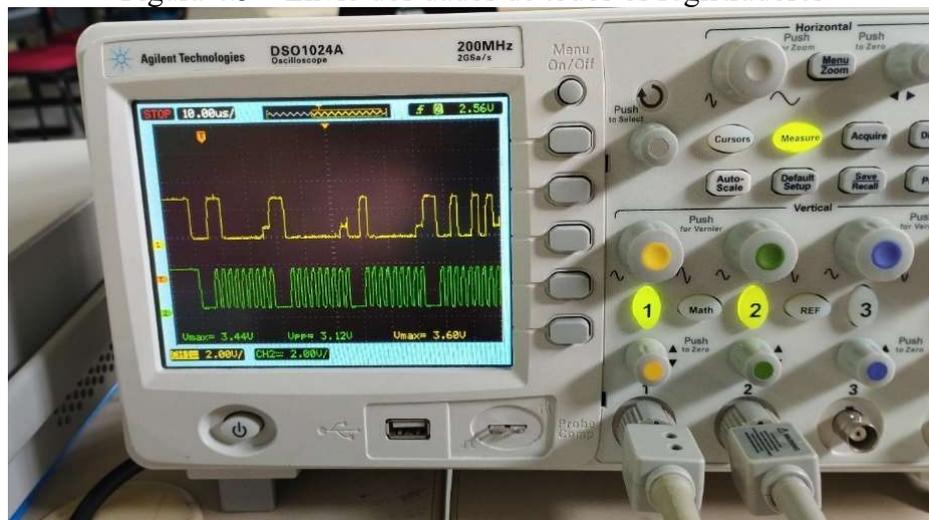
Figura 4.4 – Tentativa de envio dos dados de todos os registradores



Fonte: Próprio autor.

Posteriormente, foram realizadas algumas alterações no código MAX2121.ino, seguido do upload para o Arduino. A Figura 4.5 apresenta o envio bem-sucedido de todos os bytes dos 14 registradores, evidenciando o sucesso da comunicação.

Figura 4.5 – Envio dos dados de todos os registradores



Fonte: Próprio autor.

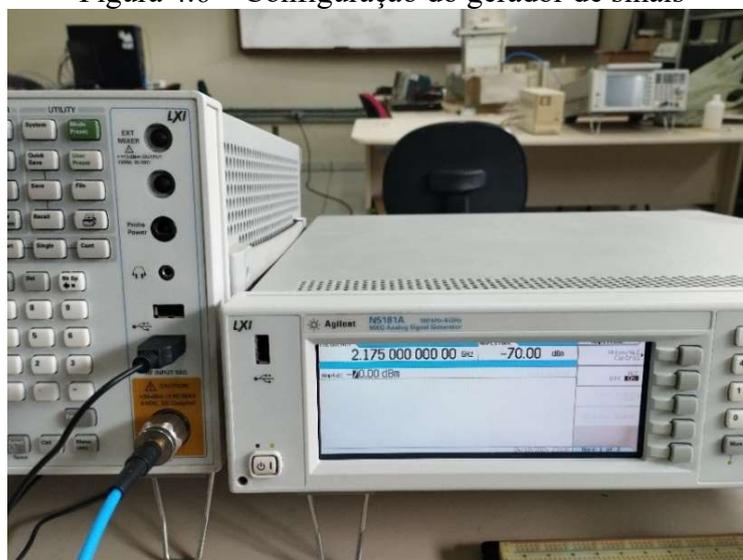
## 4.2 MEDIÇÕES DO KIT DE AVALIAÇÃO MAX2121

Nesta seção, apresentam-se os resultados das medições realizadas no LABMET dos sinais de RF do receptor, ruído de piso e os métodos para minimizar o ruído de piso para obter apenas os sinais de desejados.

#### 4.2.1 Medição do sinal de RF

Para as primeiras medições na placa do kit de avaliação do MAX2121, o código MAX2121.ino foi configurado para LO operar na frequência de 2170 MHz. Em seguida, utilizou-se um gerador de sinais Agilent N5181A para aplicar um sinal de RF na entrada do receptor, ajustado para gerar um sinal de 2175 MHz com amplitude de -70 dBm. A Figura 4.6 apresenta a configuração do gerador de sinais utilizado durante os experimentos.

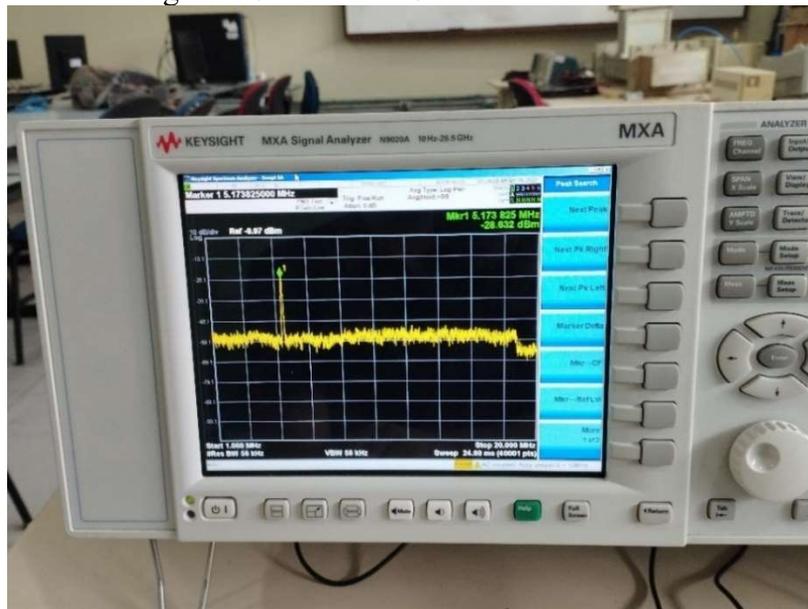
Figura 4.6 – Configuração do gerador de sinais



Fonte: próprio autor

Após habilitar a saída de RF no gerador de sinais, utilizou-se o analisador de sinais Keysight MXA N9020A para analisar o sinal de saída do kit de avaliação. O sinal obtido pelo analisador foi de 5,17 MHz com amplitude de -28,63 dBm, resultante da diferença entre a frequência do sinal aplicado pelo gerador 2175 MHz e a frequência do LO configurada em 2170 MHz. A Figura 4.7 apresenta o sinal capturado pelo analisador, confirmando a obtenção da frequência esperada.

Figura 4.7 – Sinal de 5 MHz do MAX2121

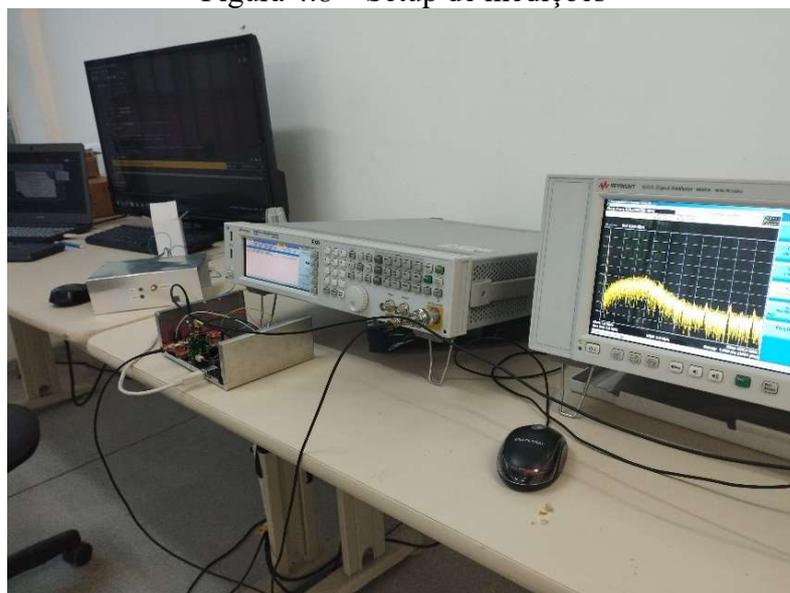


Fonte: Próprio autor.

#### 4.2.2 Medição do ruído de piso

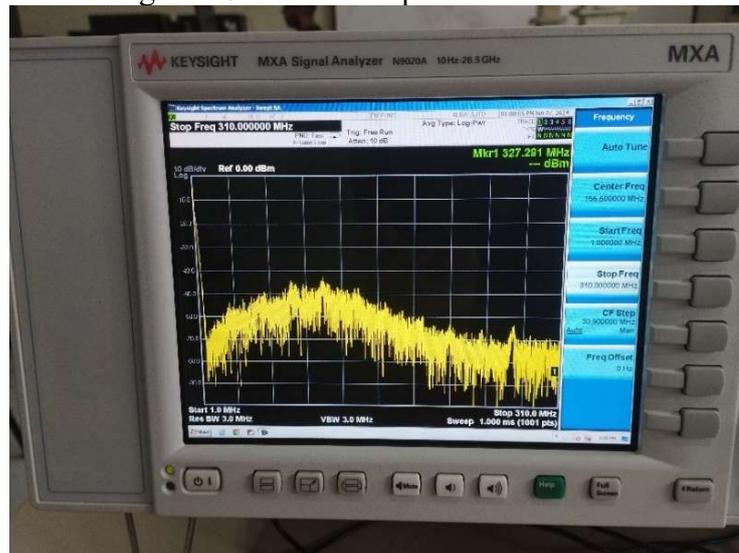
O ruído de piso (*floor noise*) representa o menor nível de sinal que o equipamento pode detectar de forma confiável, estando acima do ruído intrínseco gerado pelos próprios componentes. Para obter o ruído de piso do kit de avaliação do MAX2121, foi definida uma faixa de frequência de 1 MHz a 310 MHz no analisador de sinais. A Figura 5.8 apresenta o setup utilizado para realizar as medições, enquanto a Figura 4.9 mostra o sinal de ruído de piso do kit de avaliação capturado pelo analisador.

Figura 4.8 – Setup de medições



Fonte: Próprio autor.

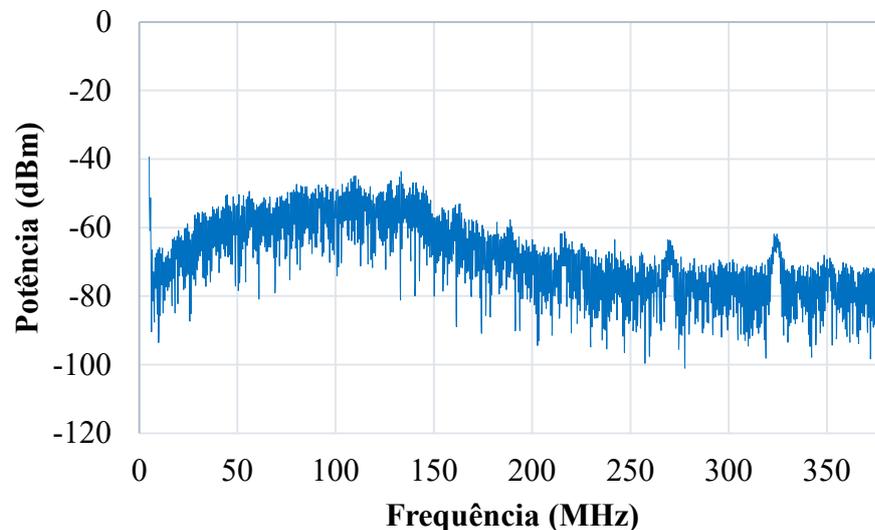
Figura 4.9 – Ruído de piso do MAX2121



Fonte: Próprio autor.

Para medir o ruído de piso no analisador de sinais, foi selecionada a faixa de 1 MHz a 380 MHz, visando observar o ruído de piso do kit de avaliação MAX2121. A Figura 4.10 apresenta o resultado dessa medição.

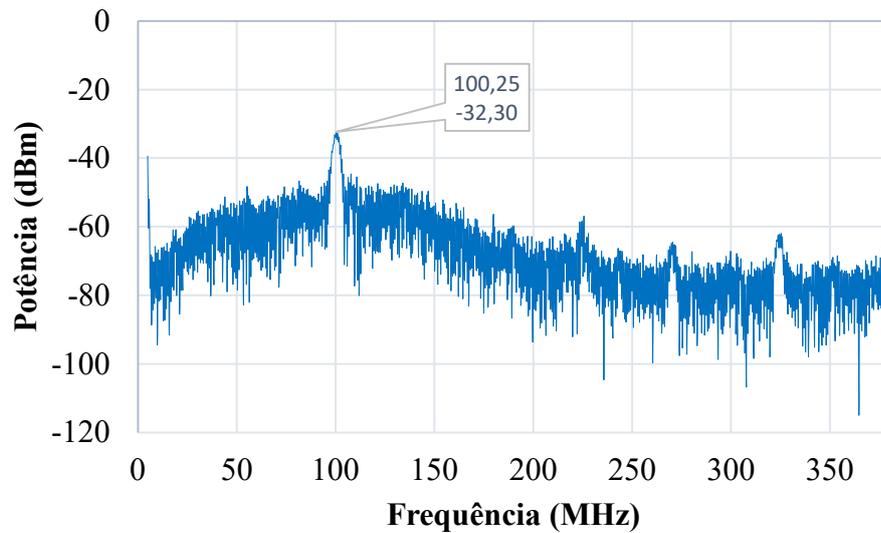
Figura 4.10 – Ruído de piso do kit de avaliação MAX2121



Fonte: Próprio autor.

Uma forma de eliminar o ruído interno das medições e obter apenas o sinal de interesse, é realizada a diferença entre o sinal desejado e o ruído de piso. Para essa medição, o LO foi configurado em 920 MHz, enquanto o gerador de sinais foi ajustado para gerar uma frequência de 1020 MHz com uma potência de -70 dBm, obtendo-se um sinal de 100,25 MHz na saída. A Figura 4.11 apresenta a medição do sinal de 100,25 MHz com o ruído de piso.

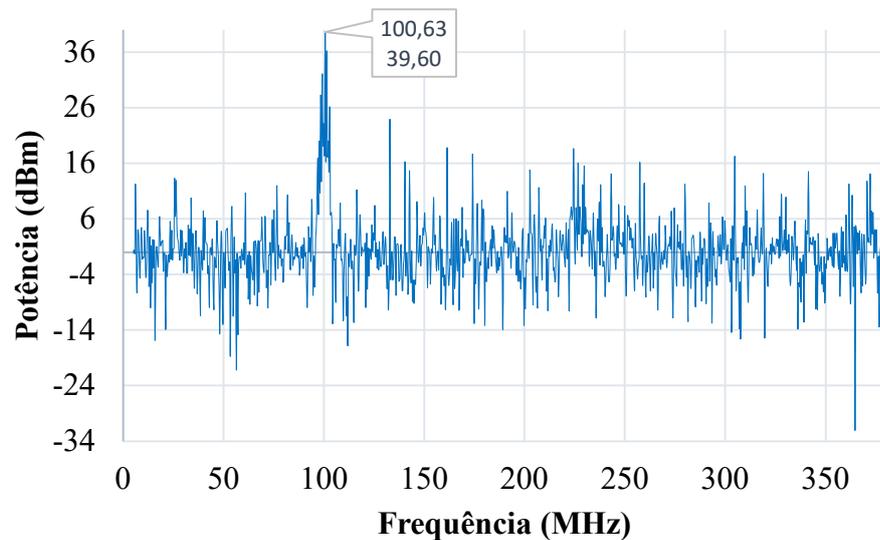
Figura 4.11 – Medição do sinal com o ruído de piso



Fonte: Próprio autor.

Ao analisar a Figura 4.12, observa-se o sinal de interesse em 100,63 MHz, com uma parte do ruído de piso do MAX2121 eliminado.

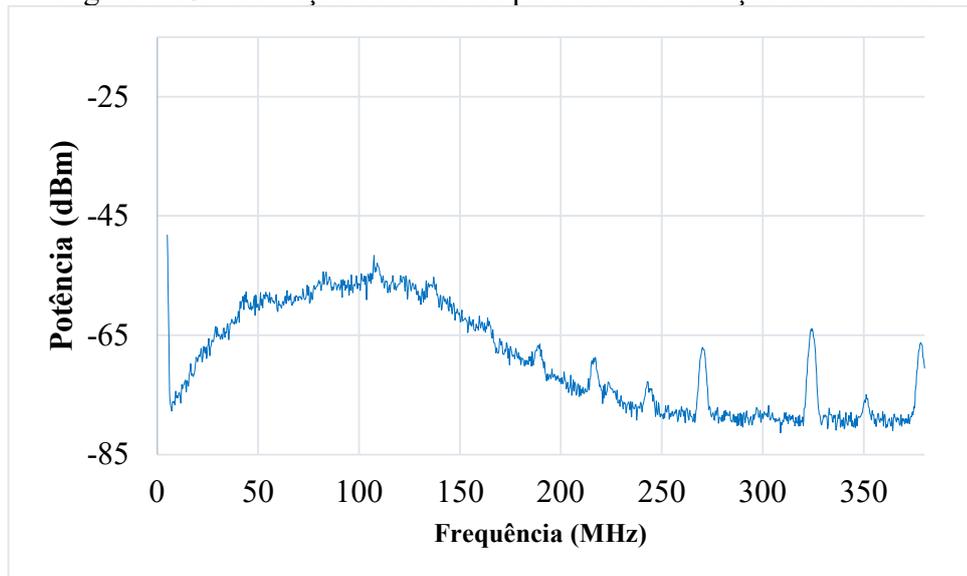
Figura 4.12 – Medição da diferença entre o sinal de interesse e o ruído de piso



Fonte: Próprio autor.

Para melhorar a visualização das medições, utilizou-se a função de suavização TRACE DETECTOR/TRACE AVERAGE do analisador de sinais. Essas funções controlam a forma como os dados do sinal são detectados e exibidos no traço, além de realizar a média dos valores ao longo de um conjunto de medições, o que é útil para reduzir o ruído e obter uma leitura mais precisa do sinal de interesse. A Figura 4.13 apresenta a medição do ruído de piso com a suavização das leituras.

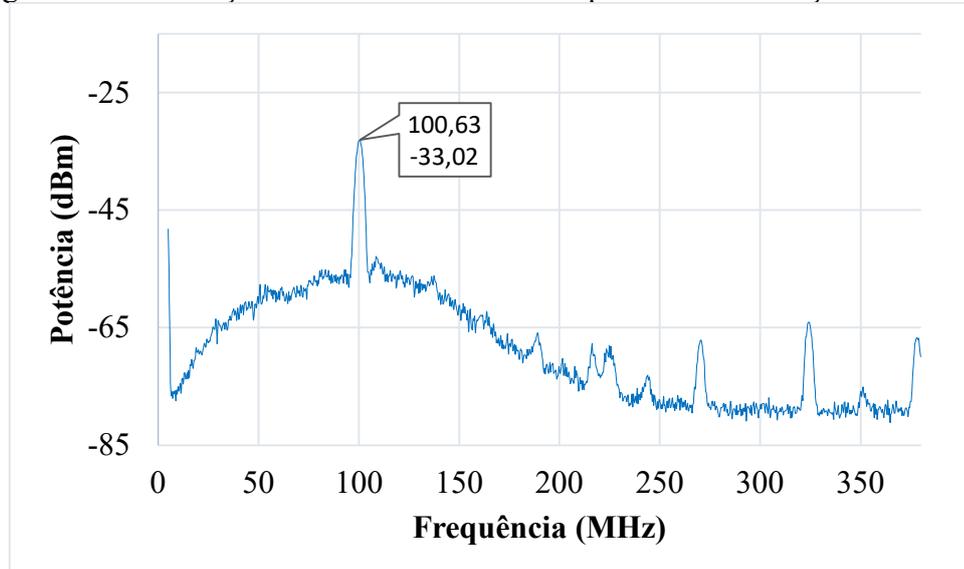
Figura 4.13 – Medição do ruído de piso com suavização das leituras



Fonte: Próprio autor.

Por meio dessa função pode-se observar os sinais do ruído de piso com mais clareza. A Figura 4.13 apresenta a medição do sinal de 100,63 MHz com o ruído de piso com suavização.

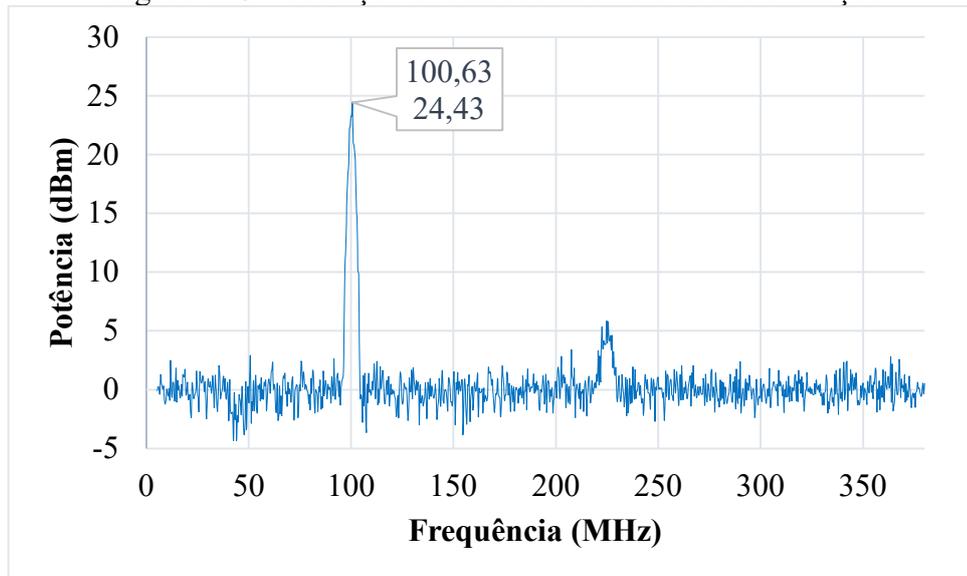
Figura 4.14 – Medição do sinal com o ruído de piso com suavização das leituras



Fonte: Próprio autor.

Após a aplicação da suavização, observa-se a eliminação de grande parte do ruído de piso, em comparação com a Figura 5.12, deixando apenas o sinal de interesse em 100,63 MHz. A Figura 5.15 apresenta a medição da diferença entre o ruído de piso e o sinal de interesse com a suavização.

Figura 4.15 – Medição do sinal de interesse com suavização



Fonte: Próprio autor.

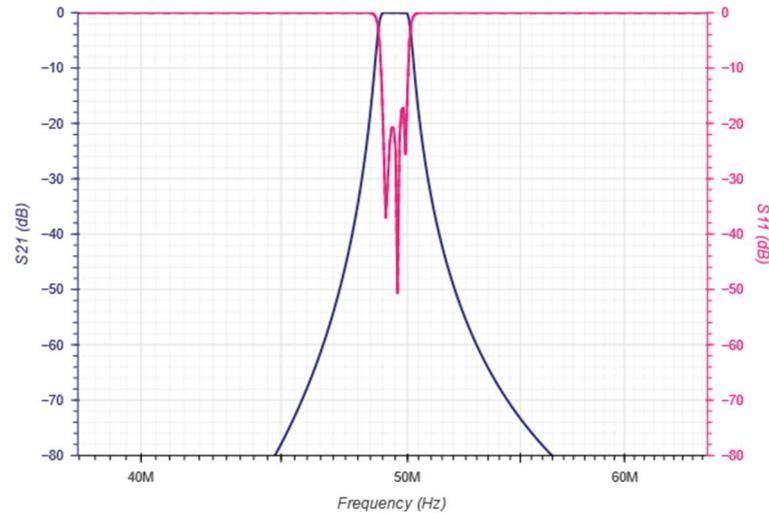
### 4.3 SIMULAÇÃO E MEDIÇÕES DO FILTRO

Nesta seção, são apresentados os resultados das medições realizadas no Laboratório CJ1, incluindo a simulação do filtro passa banda no *software* LTspice, as medições dos parâmetros S21 e S11 da primeira e da segunda versão do filtro, bem como as medições após a implementação do filtro na saída do kit de avaliação MAX2121.

#### 4.3.1 Simulação do filtro passa banda

No desenvolvimento do projeto do filtro, foi gerado, no *software* Marki Microwave, o gráfico dos parâmetros S21 e S11. O parâmetro S21 representa a transmissão, ou seja, a quantidade de energia que passa pelo filtro da porta de entrada para a porta de saída. Já o parâmetro S11 indica a quantidade de energia refletida de volta para a fonte de entrada quando um sinal incide sobre o filtro. A Figura 4.16 apresenta os gráficos dos parâmetros S21 e S11 gerados pelo *software* Marki Microwave.

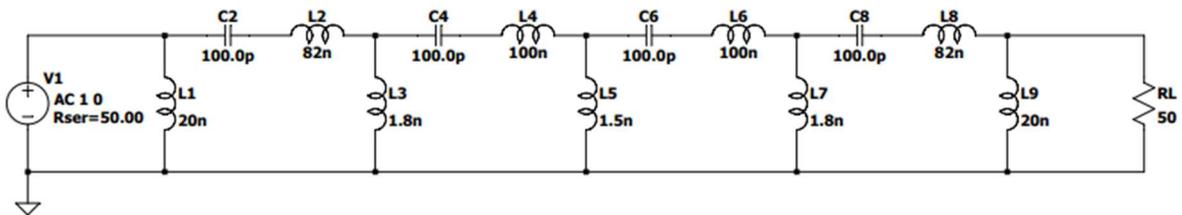
Figura 4.16 – Parâmetros s21 e s11 do filtro passa banda



Fonte: MARKI, 2024.

Para verificar se o *software* Marki Microwave gerou o parâmetro S21 sem perdas, conforme apresentado na Figura 4.16, o circuito foi simulado no *software* LTspice para validação. Após a montagem do circuito no LTspice, foi obtido o parâmetro S21 do filtro passa banda. A Figura 4.17 apresenta a montagem do filtro passa banda no LTspice.

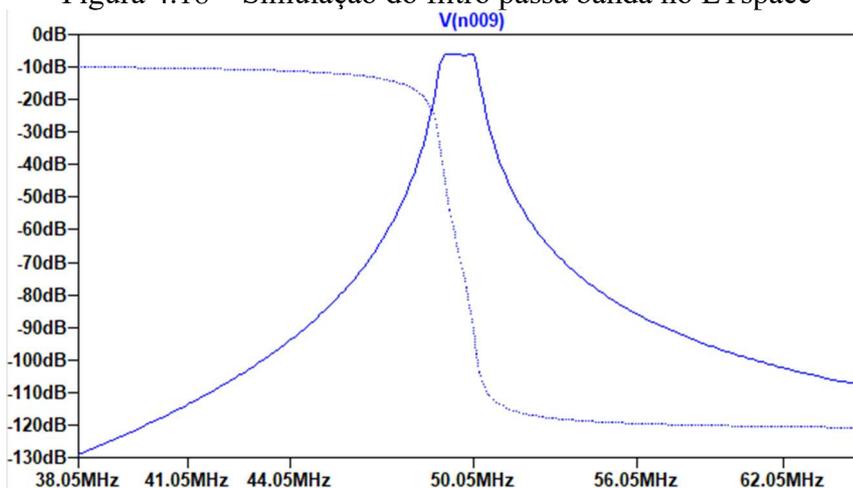
Figura 4.17 – Montagem do filtro passa banda



Fonte: Próprio autor.

Após a montagem do filtro passa banda no LTspice, foi realizada uma simulação. O filtro apresentou uma frequência central de 49,4 MHz, uma largura de banda de 0,8 MHz e uma perda de -6,24 dB no parâmetro S21, evidenciando uma diferença em relação aos resultados obtidos no *software* Marki Microwave. A Figura 4.18 apresenta o resultado da simulação realizada no LTspice.

Figura 4.18 – Simulação do filtro passa banda no LTspace

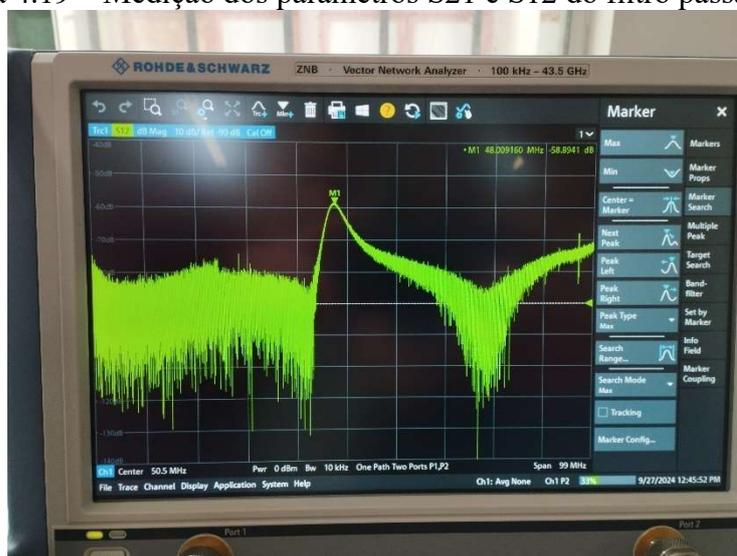


Fonte: Próprio autor.

### 4.3.2 Medições do filtro passa banda

Após a simulação, foi fabricado o filtro passa banda descrito na subseção 3.2.3. A medição foi realizada no laboratório CJ, utilizou-se o Analisador Vetorial de Rede (VNA) para verificar os parâmetros do filtro. A Figura 4.19 apresenta os resultados das medições dos parâmetros S21 e S12.

Figura 4.19 – Medição dos parâmetros S21 e S12 do filtro passa banda

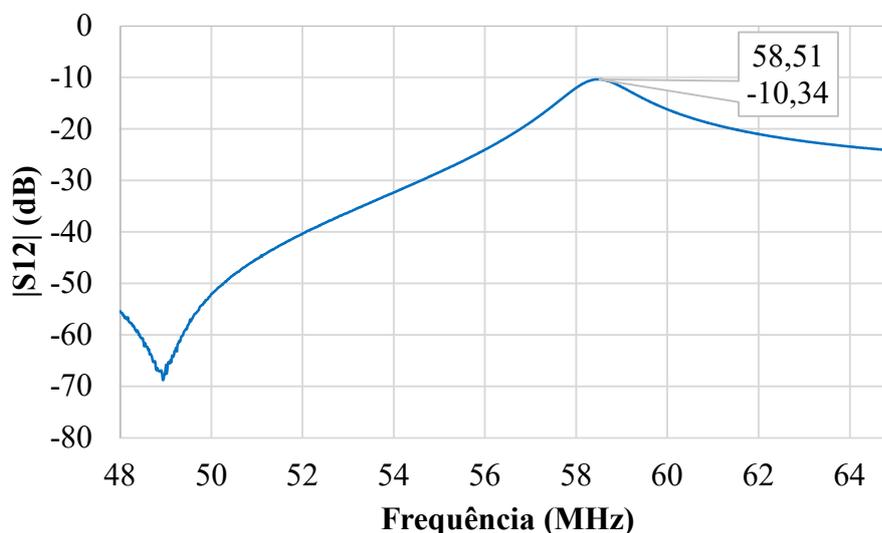


Fonte: Próprio autor.

Analisando a Figura 4.19, observa-se que o filtro projetado apresentou uma frequência central de 48 MHz, com uma largura de banda de 5 MHz e uma perda de inserção de -58,89 dB, o que inviabiliza sua implementação no espectrômetro URUTAU. Suspeita-se que alguns dos indutores SMD adquiridos apresentem defeitos, pois não foi possível medi-los na ponte RLC devido ao tamanho desses componentes. Em contrapartida, os capacitores foram medidos

e estão funcionando conforme especificado pelo fabricante. Com isso, um novo filtro foi projetado, substituindo os indutores por geometrias equivalentes aos valores utilizados. Após a fabricação do novo filtro, realizou-se sua medição no VNA. A Figura 4.20 apresenta o gráfico dos parâmetros do filtro passa banda obtido da medição.

Figura 4.20 – Medição dos parâmetros S21 e S12 do novo filtro passa banda

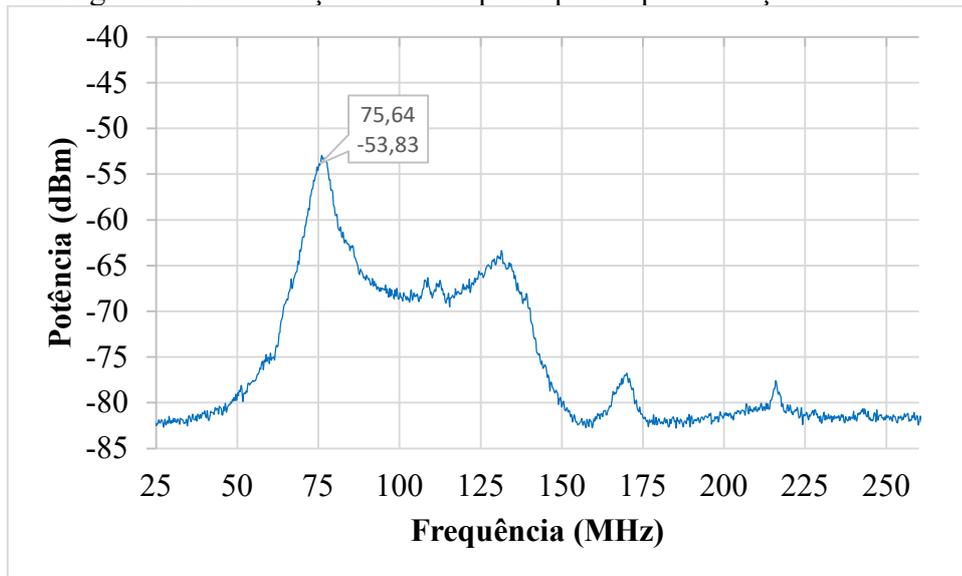


Fonte: Próprio autor.

Analisando o gráfico da Figura 4.20, observa-se que o novo filtro projetado apresenta uma frequência central de 58,51 MHz, uma largura de banda de 5 MHz e uma perda de inserção de -10,34 dB, representando uma melhoria em relação ao primeiro filtro.

O filtro passa banda foi então inserido em uma estrutura metálica para evitar interferências e implementado na saída do kit de avaliação MAX2121. Em seguida, foram realizadas medições em que conectando a saída do filtro ao analisador de sinais, onde se observou um deslocamento na frequência central, agora centrada em 75,64 MHz, mantendo a largura de banda de 5 MHz. A Figura 4.21 apresenta os resultados dessa medição após a implementação do filtro na saída do kit de avaliação MAX2121. Embora o desempenho final do filtro tenha diferido das especificações iniciais, ele foi considerado adequado para validação do conceito do espectrômetro. Assim, o filtro passa banda, mesmo com suas limitações, foi selecionado para uso no espectrômetro URUTAU nas medições de sinais.

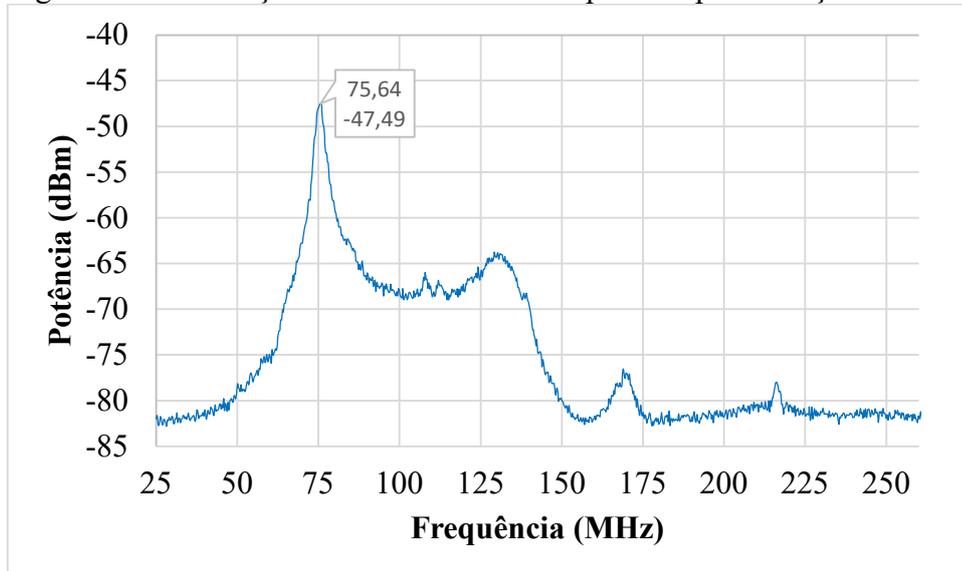
Figura 4.21 – Medição ruído de piso após implementação do filtro



Fonte: Próprio autor.

O gerador de sinais foi configurado para emitir um sinal de 1000 MHz com potência de -70 dBm, enquanto o LO foi ajustado para gerar uma frequência de 925 MHz, resultando em uma frequência de saída esperada de 75 MHz. No analisador de sinais, obteve-se um sinal de 75,64 MHz. A Figura 4.22 ilustra a medição do sinal de 75,64 MHz após a implementação do filtro passa banda.

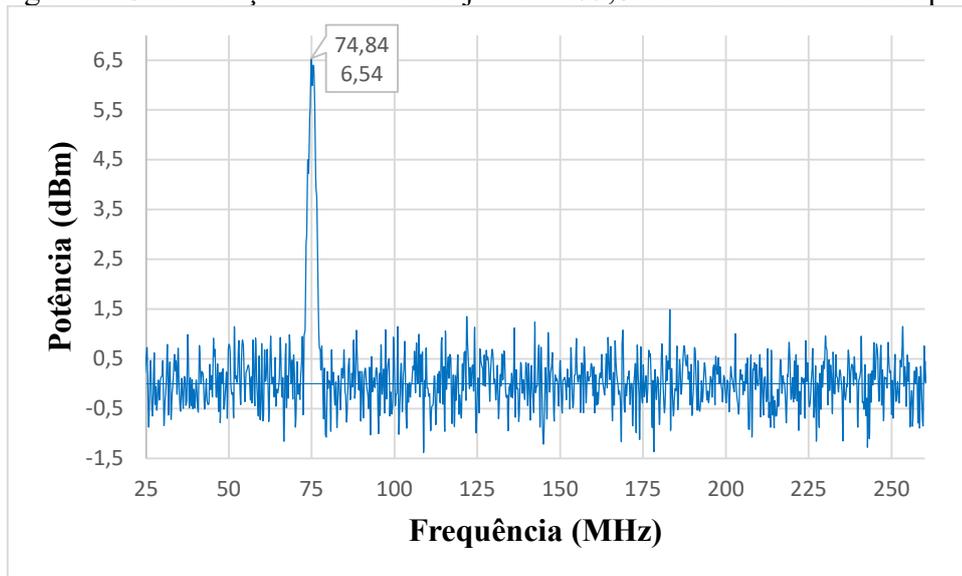
Figura 4.22 – Medição do sinal de 75 MHz após a implementação do filtro



Fonte: Próprio autor.

Para obter o sinal de interesse, realiza-se a subtração entre o sinal desejado e o ruído de piso. A Figura 4.23 apresenta o sinal de interesse em 75,84 MHz, com o ruído de piso eliminado após a implementação do filtro passa banda.

Figura 4.23 – Medição do sinal desejado em 75,84 MHz sem o ruído de piso



Fonte: Próprio autor.

#### 4.4 MEDIÇÕES DO ESPECTRÔMETRO URUTAU

Esta seção apresenta os resultados do comportamento do detector logarítmico de potência AD8703, incluindo as medições laboratoriais dos gráficos de potência e frequência e do gráfico em formato *waterfall*.

##### 4.4.1 Medição do detector de potência

O detector logarítmico de potência AD8703 foi implementado na saída do filtro passa banda, conforme descrito na subseção 3.2.4. Para verificar seu funcionamento, o detector foi conectado à saída do gerador de sinais, ajustado para gerar um sinal fixo de 75 MHz e reduzir a potência de saída em incrementos de -1 dBm. As medições de tensão e valores lógicos foram realizadas utilizando o Arduino. A Tabela 4.1 apresenta a relação entre o nível de potência (dBm) aplicado na entrada do AD8703 e o nível de tensão (V) correspondente, associado ao valor lógico do ADC.

Tabela 4.1– Medições dos níveis de tensão e valor lógico do ADC

Valor aplicado no gerador de sinais		Valor lido no Arduino do AD8307	
Frequência (MHz)	Potência (dBm)	Tensão (V)	Valor lógico do ADC
75	-1	1,05	327
75	-2	1,03	320
75	-3	1,01	312
75	-4	0,98	304
75	-5	0,95	296
75	-6	0,92	286
75	-7	0,90	278

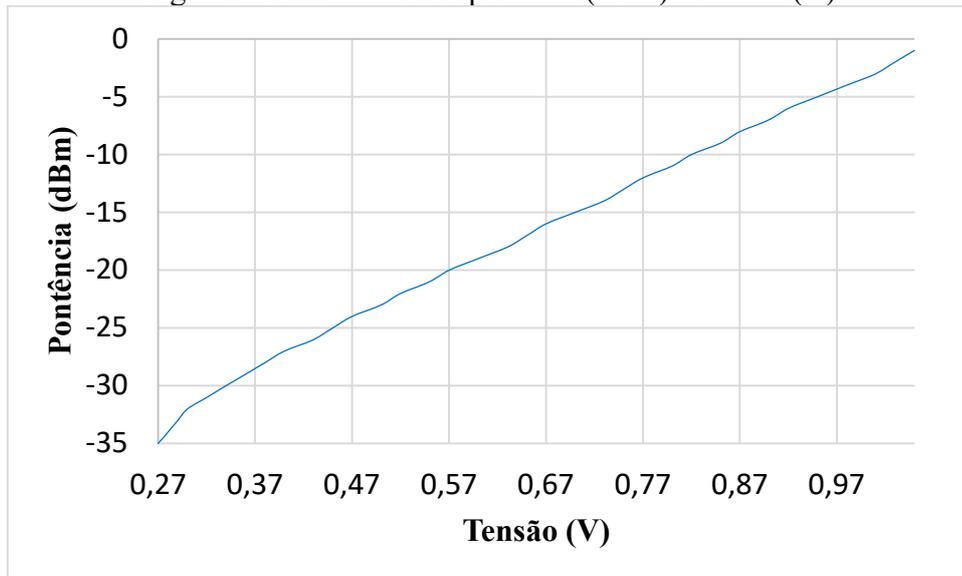
continua na próxima página

75	-8	0,87	270
75	-9	0,85	262
75	-10	0,82	255
75	-11	0,80	247
75	-12	0,77	239
75	-13	0,75	232
75	-14	0,73	225
75	-15	0,70	217
75	-16	0,67	209
75	-17	0,65	202
75	-18	0,63	194
75	-19	0,60	185
75	-20	0,57	177
75	-21	0,55	170
75	-22	0,52	162
75	-23	0,50	154
75	-24	0,47	147
75	-25	0,45	139
75	-26	0,43	132
75	-27	0,40	125
75	-28	0,38	118
75	-29	0,36	111
75	-30	0,34	105
75	-31	0,32	100
75	-32	0,30	95
75	-33	0,29	90
75	-34	0,28	86
75	-35	0,27	83

Fonte: Próprio autor.

Após a realização das medições, foi elaborado um gráfico que ilustra o comportamento do detector logarítmico de potência AD8703. A Figura 4.24 apresenta a relação entre a potência e a tensão do AD8703. Ao analisar o gráfico, observou-se um comportamento linear, o que está em conformidade com as especificações do fabricante, comprovando o seu correto funcionamento e demonstrando a viabilidade de sua implementação no espectrômetro URUTAU.

Figura 4.24 – Gráfico de potência (dBm) x tensão (V)

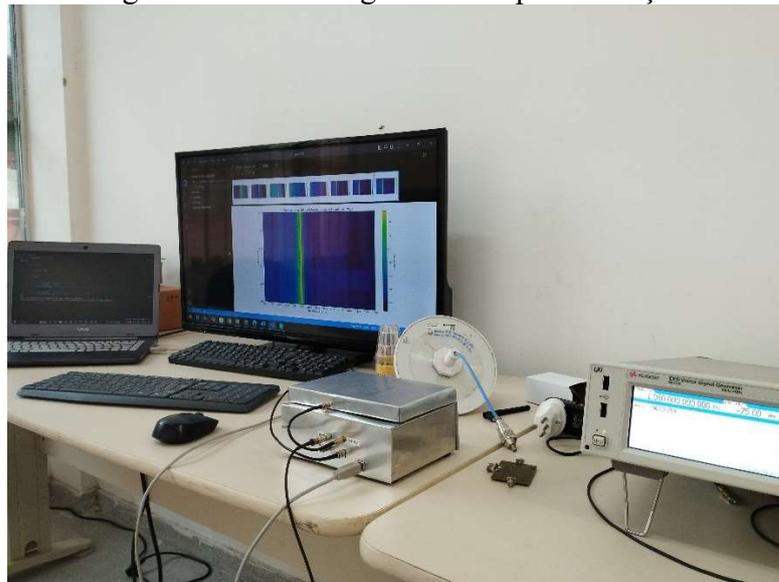


Fonte: Próprio autor.

#### 4.4.2 Medição do espectrômetro URUTAU

As medições do espectrômetro foram realizadas no Laboratório CJ1. Para a aquisição dos dados de frequência e potência no espectrômetro URUTAU, utilizou-se um gerador de sinais para emitir um sinal de 1080 MHz com potência de -70 dBm, bem como um notebook com o *software* Visual Studio e o código `Interface.ipynb`, disponível no APÊNDICE E. A Figura 4.25 apresenta a montagem do setup de medições.

Figura 4.25 – Montagem do setup de medições

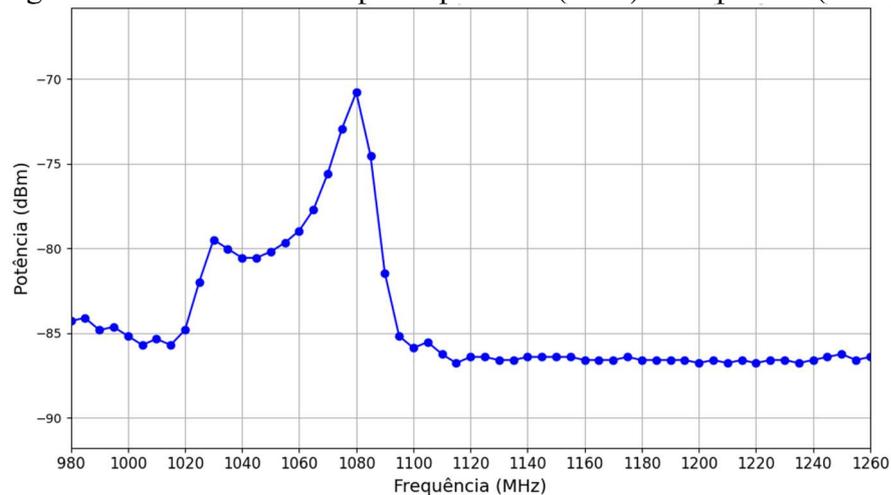


Fonte: Próprio autor.

Após a compilação do código `Interface.ipynb`, foram gerados os gráficos mostrados nas Figuras 4.26, 4.27, 4.28 e 4.29. O espectrômetro URUTAU realiza uma varredura da banda do

radiotelescópio BINGO, de 980 MHz a 1260 MHz, em um intervalo de 374 ms com passos de 5 MHz. Dessa forma, o espectrômetro cobre uma banda larga de 280 MHz, dividida em 56 canais de frequência de 5 MHz cada. Em cada canal, o detector logarítmico mede a potência, completando a varredura de toda a banda até o limite de 1260 MHz e reiniciando o ciclo em 980 MHz em um loop contínuo. A Figura 4.26 apresenta os dados obtidos de uma varredura completa, denominada 1ª pilha de dados.

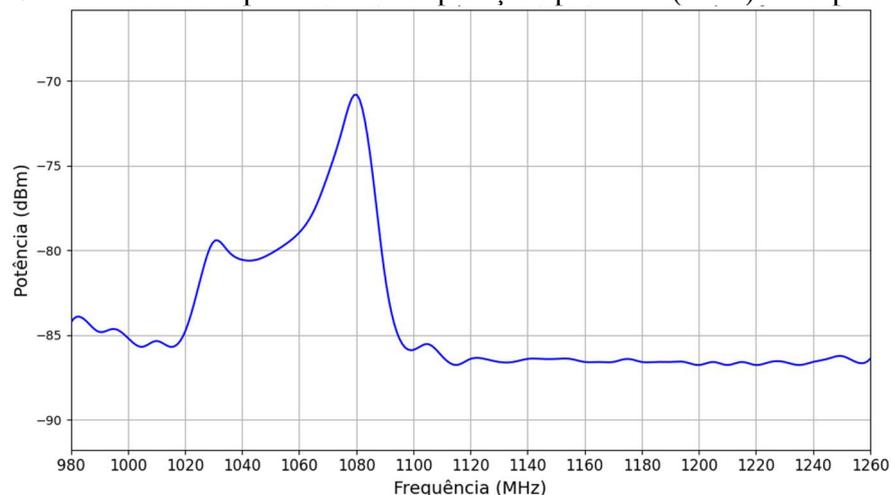
Figura 4.26 – Gráfico da 1ª pilha: potência (dBm) x frequência (MHz)



Fonte: Próprio autor.

Em seguida, foi realizado um tratamento estatístico nos dados obtidos para suavizar o gráfico, aplicando uma interpolação. A Figura 4.27 apresenta o gráfico da 1ª pilha com os dados interpolados.

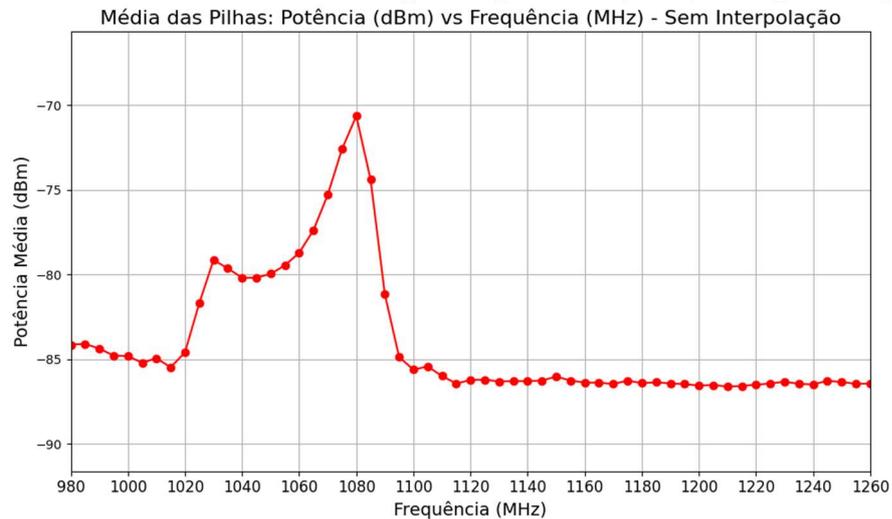
Figura 4.27 – Gráfico da 1ª pilha com interpolação: potência (dBm) x frequência (MHz)



Fonte: Próprio autor.

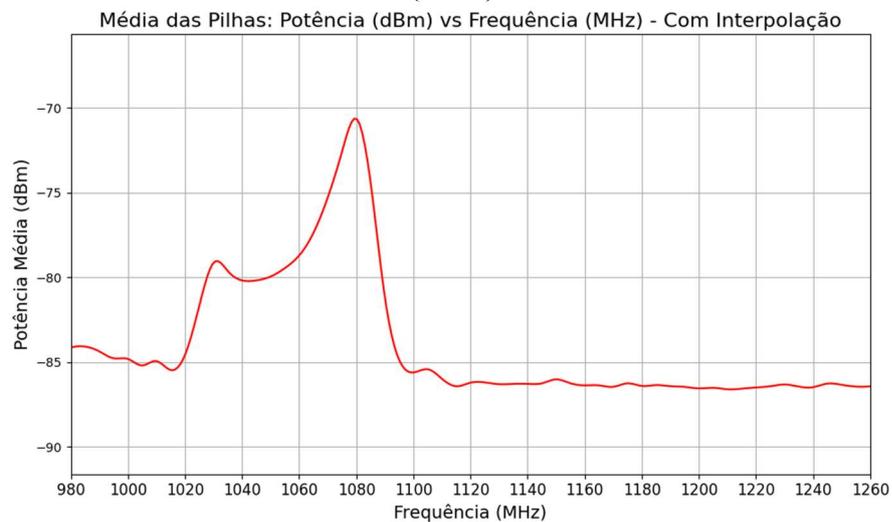
Posteriormente, foram coletadas 10 pilhas de dados e foi calculada a média entre elas, conforme apresentado na Figura 4.28. Em seguida, foi aplicado o processo de interpolação, mostrado na Figura 4.29.

Figura 4.28 – Gráfico da média das pilhas: potência (dBm) x frequência (MHz)



Fonte: Próprio autor.

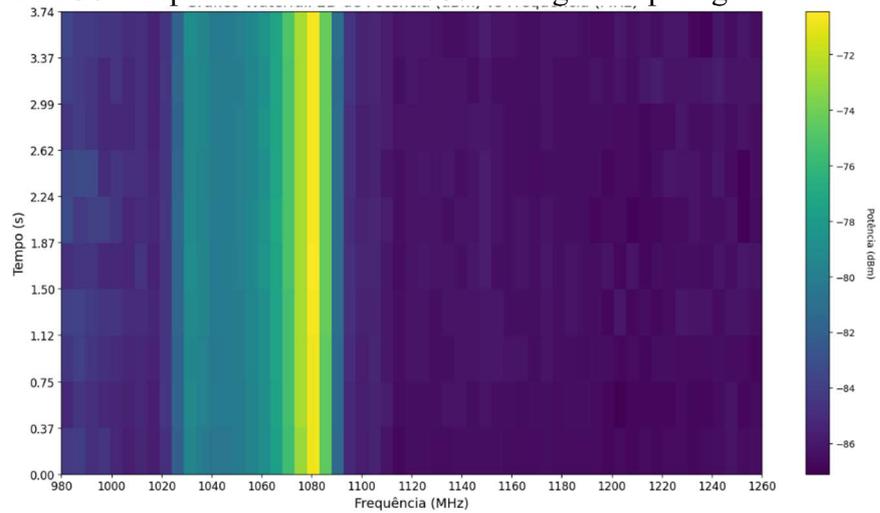
Figura 4.29 – Gráfico da média das pilhas com interpolação: potência (dBm) x frequência (MHz)



Fonte: Próprio autor.

Analisando o gráfico da Figura 4.29, observa-se que o sinal obtido em 1080 MHz apresenta o mesmo formato do filtro passa banda, confirmando o conceito de que a resolução do espectrômetro depende diretamente da qualidade do filtro. Assim, quanto melhor o filtro implementado, maior será a resolução do espectrômetro. Utilizando os dados de potência (dBm), frequência (MHz) e tempo de varredura do espectrômetro URUTAU (ms), foi gerado o gráfico *waterfall*. A Figura 4.30 apresenta o gráfico *waterfall* com 10 pilhas de dados.

Figura 4.30 – Espectro do sinal de 1080 MHz gerado pelo gerador de sinais



Fonte: Próprio autor.

#### 4.4.3 Considerações

Assim como o espectrômetro CALLISTO, o espectrômetro URUTAU, por meio dos resultados obtidos, demonstra ser um bom candidato para medições de RFI. Além disso, os resultados apresentados comprovam a aplicabilidade do URUTAU como prova de conceito para medições de RFI no radiotelescópio BINGO.

# CAPÍTULO 5

## 5 CONCLUSÃO

Na presente dissertação, foi estudado e desenvolvido um espectrômetro portátil de RFI de baixo custo para o radiotelescópio BINGO, baseado no modelo CALLISTO, validando-se a metodologia por meio de uma prova de conceito apresentada nesta pesquisa.

Os resultados experimentais evidenciam que, embora o filtro passa-banda tenha apresentado uma frequência central de 50 MHz e largura de banda de 1 MHz, divergindo da proposta inicial que visava maior resolução, o espectrômetro URUTAU atendeu aos objetivos estabelecidos. Foram demonstradas medições precisas de potência e frequência, possibilitando a criação do gráfico em formato *waterfall* com 280 canais de frequência.

Conclui-se, portanto, que o espectrômetro URUTAU desenvolvido nesta dissertação possui grande potencial para aplicação no monitoramento de RFI e contribuirá significativamente para a mitigação dos problemas de interferência no radiotelescópio BINGO.

### 5.1 TRABALHOS FUTUROS

Diante da pesquisa apresentada, surgem possibilidades de desdobramentos e complementações à metodologia proposta nesta dissertação. A seguir, são apresentadas algumas sugestões para trabalhos futuros.

- Desenvolver um filtro passa banda de melhor qualidade: Neste trabalho, foi projetado um filtro passa-banda como prova de conceito, sugerindo a possibilidade de aprimoramento para resultados mais precisos.
- Desenvolver um sistema de aquisição de dados em tempo real: No presente estudo, foi implementado um sistema de coleta de dados que opera durante a compilação do código-fonte; uma versão em tempo real pode aprimorar a eficiência e aplicabilidade do espectrômetro.
- Desenvolver um painel de controle para análise de dados em tempo real: Um *software* com dashboard integrado permitiria a visualização de gráficos em tempo real, facilitando a interpretação e análise imediata dos dados.
- Implementar uma unidade de calibração: Uma unidade calibradora permitiria a inserção de fontes de ruído conhecidas para a calibração do espectrômetro, garantindo maior precisão nas medições.

- Armazenar os dados na nuvem: Ao salvar os dados obtidos em uma base de dados na nuvem, esses poderão ser acessados posteriormente para estudos mais aprofundados sobre RFI.

## REFERÊNCIAS

NUNES, J. C, Desenvolvimento do protótipo de monitoramento de RFI para o sítio do radiotelescópio BINGO, 2021. Dissertação de mestrado. Citado 3 vezes nas páginas 19 e 30.

SCHOLLAR, C. RFI monitoring for the MeerKAT Radio Telescope, 2015. Dissertação de mestrado. Citado 6 vezes nas páginas 22, 24, 26, 28, 29 e 35.

MILLER, D. F. Basics of Radio Astronomy for the Goldstone-Apple Valley Radio Telescope. 1998. Data da acesso: 17 julho de 2023. Disponível em: <[https://www2.jpl.nasa.gov/radioastronomy/radioastronomy\\_all.pdf](https://www2.jpl.nasa.gov/radioastronomy/radioastronomy_all.pdf)>. Citado na página 22.

SILVA, A. L. D. Radioastronomia: Um texto introdutório. 2010. Monografia. Citado 1 vez na página 23.

FRIDMAN, P. A. 2010, Statistically Stable Estimates of Variance in Radioastronomical Observations as Tools for RFI Mitigation, In The Astronomical Journal, vol. 135, no. 5, pp. 1810–1824. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.

FORD, John M.; BUCH, Kaushal D. Técnicas de mitigação de RFI em radioastronomia. In: Simpósio IEEE de Geociências e Sensoriamento Remoto 2014. IEEE, 2014. p. 231-234. Citado 1 vez na página 24.

FRIDMAN, P. A.; BAAN, W. A. RFI mitigation methods in radio astronomy. Astronomy & Astrophysics, v. 378, n. 1, p. 327-344, 2001. Citado 3 vezes nas páginas 26, 27, 28, 34 e 35.

EM, Interferência de radiofrequência: fontes e mitigação. Electricity Magnetism, 2022. Disponível em: <https://www.electricity-magnetism.org/pt-br/interferencia-de-radiofrequencia-fontes-e-mitigacao/>. Acesso em: 10 dez. 2023. Citado 1 vez na página 27.

EKERS, R. D.; & BELL, J. F. 1999, Radio frequency interference, In Proceedings of IAU Symposium 199; The Universe at Low Radio Frequencies, pp. 498-505, 30 Nov - 4 Dec, Pune. Citado 1 vez na página 27.

BAAN, Willem A. Mitigação de RFI em radioastronomia. In: XXXª Assembleia Geral e Simpósio Científico da URSI 2011. IEEE, 2011. p. 1-2. Citado 2 vezes nas páginas 28 e 29.

BINGO, O que é o BINGO?, Data do acesso: 10 de agosto de 2023. Disponível em: [https://bingotelescope.org/pt/bingo\\_project/](https://bingotelescope.org/pt/bingo_project/). Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.

MONSTEIN. C, E-Callisto International Network of Solar Radio Spectrometers, a Space Weather Instrument Array. 2006. Data do acesso: 12 de julho de 2023. Disponível em: <<https://www.e-callisto.org/index.html>>. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.

MONSTEIN. C, Manual de construção CALLISTO, 2018. Data do acesso: 17 de setembro de 2023. Disponível em: <<https://www.reeve.com/Documents/CALLISTO/CALLISTOConstruction.pdf>>. Citado 1 vez na página 33.

ARMSTRONG. E. H, "A method of reducing disturbances in radio signaling by a system of frequency modulation," in Proceedings of the IEEE, vol. 72, no. 8, pp. 1042-1062, Aug. 1984, doi: 10.1109/PROC.1984.12971. Citado 1 vez na página 34.

WOLFF, C. Noções básicas de radar - Superheterodyne Receptor. 2018. Data da acesso: 28 setembro de 2023. Disponível em: <<https://www.radartutorial.eu/09.receivers/rx05.pt.html>>. Citado 1 vez na página 34.

LOUW, R. (2021). "Review on Superheterodyne Receivers for Modern Radio Systems." Journal of Radio and Wireless Networks, 35(3), 200-210. Citado 1 vez na página 34.

PARKER, G., et al. (2019). Radio Frequency Engineering and Signal Processing. Oxford University Press. Citado 1 vez na página 34.

MAXIM. MAX2121 Datasheet. Complete Direct-Conversion L-Band Tuner. 2018. Disponível em: < <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/423324/MAXIM/MAX2121.html>>.

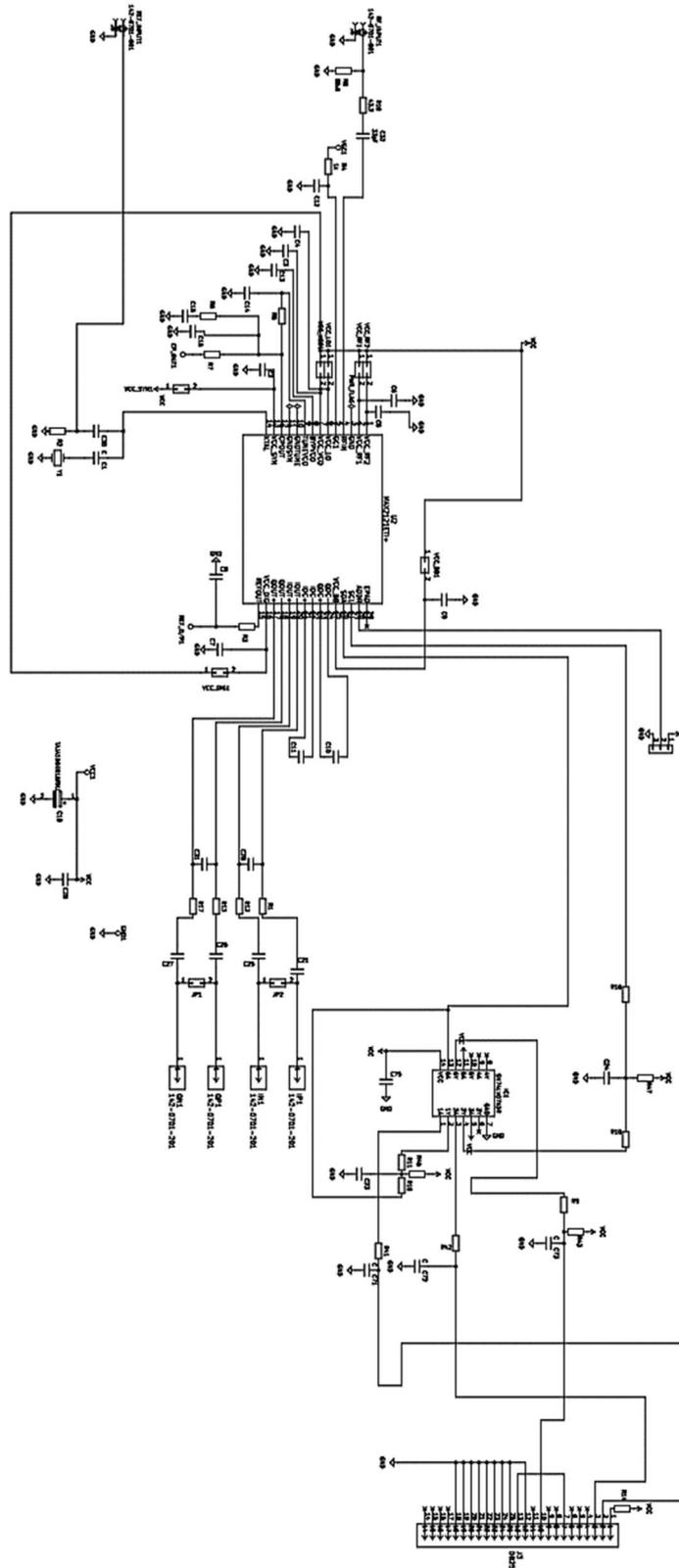
MAXIM. MAX2121 Evaluation Kit Evaluates: MAX2121. 2015 Data do acesso: 19 de julho de 2023. Disponível em: <<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/MAX2121EVKIT.pdf>>.

ANALOG. Nonreflective, Silicon SP4T Switch, 0.1 GHz to 6.0 GHz. 2016. Disponível em: < <https://www.analog.com/en/products/hmc7992.html#part-details>>.

MARKI. Technical Resources/Tools/LC Filter Design Tool. Marki Microwave. 2024. Disponível em: < <https://markimicrowave.com/technical-resources/tools/lc-filter-design-tool/>>.

COIL. PCB spiral Coil. Coil32.net. 2024. Disponível em: <<https://coil32.net/online-calculators/pcb-inductor-calculator.html>>.

## APÊNDICE A

Esquemático desenvolvido no *software* KiCad

Fonte: Próprio autor.

## APÊNDICE B

### Programa max2121.h

```

#include "Arduino.h"
#include <Wire.h>

// MAX2121 quartz value
#define MAX_CLK 27000000
// definition of max and min LO values
#define MAX_LO_MAX 2175000000UL
#define MAX_LO_MIN 925000000UL

// definition of register addresses
#define N_DIVIDER_MSB 0x00
#define N_DIVIDER_LSB 0x01
#define CHARGE_PUMP 0x02
#define F_DIVIDER_MSB 0x03
#define F_DIVIDER_LSB 0x04
#define XTAL_REF 0x05
#define PLL 0x06
#define VCO 0x07
#define LP_FILTER 0x08
#define CONTROL 0x09
#define SHUTDOWN 0x0A
#define TEST 0x0B
#define STATUS_1 0x0C
#define STATUS_2 0x0D

class MAX2121 {
public:
    MAX2121();
    void begin(uint8_t a); // param i2c address (default 0x60)
    void setIFgain(uint8_t gain); // output gain, range 0 - 15 (dB)
    void setLOfreq(uint32_t freq); // min 925000000, max 2175000000
    void readStatus(); // call this before reading the following variables
    void standby(); // set the chip in standby mode
    void operate(); // set the chip in normal operation mode
    int POR, VASA, VASE, LD, VCOSBR, VASADC;

private:
    uint8_t registers[14];
    uint8_t _i2caddr;
    void init();
    void update();
};

```

Fonte: Próprio autor.

## APÊNDICE C

## Programa max2121.cpp

```

#include "Arduino.h"
#include <Wire.h>
#include "max2121.h"

MAX2121::MAX2121(){
}
void MAX2121::begin(uint8_t addr) {
  _i2caddr = addr;
  Wire.begin();
  init();
}

void MAX2121::init(){
  registers[N_DIVIDER_MSB] = 0b1000000;
  registers[N_DIVIDER_LSB] = 0b0000000;
  registers[CHARGE_PUMP] = 0b0001000;
  registers[F_DIVIDER_MSB] = 0b0000000;
  registers[F_DIVIDER_LSB] = 0b0000000;
  registers[XTAL_REF] = 0b00000001;
  registers[PLL] = 0b01000000;
  registers[VCO] = 0b11001100;
  registers[LP_FILTER] = 0b10010111;
  registers[CONTROL] = 0b0000000;
  registers[SHUTDOWN] = 0b0000000;
  registers[TEST] = 0b00001000;
}

void MAX2121::setLOfreq(uint32_t freq){
  uint16_t N;
  double q;
  uint32_t F;

  N = freq / MAX_CLK;
  registers[N_DIVIDER_MSB] = (N >> 8) | 0b10000000;
  registers[N_DIVIDER_LSB] = N & 0xFF;

  q = ((double)freq / MAX_CLK - (double)N) * 1048576;
  F = (uint32_t)q;
  registers[CHARGE_PUMP] = (registers[CHARGE_PUMP] & 0xF0) | (F >> 16)
& 0x0F;

```

Continua na próxima página...

```

registers[F_DIVIDER_MSB] = (F >> 8) & 0xFF;
registers[F_DIVIDER_LSB] = F & 0xFF;

if (freq >= 1125000000){
    registers[PLL] = registers[PLL] & 0b01111111;
}else{
    registers[PLL] = registers[PLL] | 0b10000000;
}
update();
}

void MAX2121::setIFgain(uint8_t gain){

    if (gain > 15) gain = 15;
    registers[9] = (registers[9] & 0b11110000) | gain;
    update();
}

void MAX2121::standby(){
    registers[9] = registers[9] | 0b10000000;
    update();
}

void MAX2121::operate(){
    registers[9] = registers[9] & 0b01111111;
    update();
}

void MAX2121::update(){

#ifdef TWBR
    uint8_t twbrback = TWBR;
    TWBR = ((F_CPU / 400000L) - 16) / 2; // Set I2C frequency to 400kHz
#endif
    Wire.beginTransmission(_i2caddr);

    Wire.write(0); // write first register address = 0

    for(int i = 0; i < 12; i++){
        Wire.write(registers[i]);
    }
    Wire.endTransmission();
}

```

Continua na próxima página...

```
void MAX2121::readStatus(){
    int status1, status2;
    Wire.requestFrom(_i2caddr, 2);
    status1 = Wire.read();
    status2 = Wire.read();
    POR = (status1 & 0b10000000) >> 7;
    VASA = (status1 & 0b01000000) >> 6;
    VASE = (status1 & 0b00100000) >> 5;
    LD = (status1 & 0b00010000) >> 4;
    VCOSBR = (status2 & 0b11111000) >> 3;
    VASADC = status2 & 0b00000111;
}
```

Fonte: Próprio autor.

## APÊNDICE D

## Programa MAX2121.ino

```
#include <Wire.h>
#include "max2121.h"

// Analog pin where the AD8307 is connected
const int pinAD8307 = A0;

// Define control pins for the RF switches
const int pinA = 2;
const int pinB = 3;

// Initial and final frequency definitions
const unsigned long START_FREQ = 905000000; // Start frequency
const unsigned long END_FREQ = 1185000000; // End frequency
unsigned long freq = START_FREQ; // Initialize frequency with the start
value

// Time variables
unsigned long sweepStartTime; // Stores the time at the beginning of the
sweep
unsigned long lastIncrementTime = 0; // Stores the time of each
frequency increment

MAX2121 tuner;

void setup() {
  // Set control pins for the RF switches
  pinMode(pinA, OUTPUT);
  pinMode(pinB, OUTPUT);

  // Initialize serial communication
  Serial.begin(9600);
  tuner.begin(0x60); // MAX2121 I2C address
  delay(10);

  // Initialize and read the status of the MAX2121
  tuner.readStatus();
  Serial.print("Power on Reset: ");
  Serial.println(tuner.POR);
  Serial.print("PLL Locked: ");
  Serial.println(tuner.LD);
}
```

Continua na próxima página...

```

// Headers for the spectrometer data
Serial.println("X Axis Units,MHz");
Serial.println("Y Axis Units,dBm");
Serial.println("Frequency,Power,Time (ms)");

// Initialize the sweep start time
sweepStartTime = millis(); // Store the current time
}

void loop() {
// Control the RF switches (in this example, always turning both on)
digitalWrite(pinA, HIGH);
digitalWrite(pinB, HIGH);

// Set the local oscillator frequency
tuner.setLOfreq(freq);
delay(10);

// Read the analog value from the AD8307 and convert it to dBm
int adcValue = analogRead(pinAD8307);
float voltage = adcValue * (3.3 / 1023.0); // Convert the read value
to voltage
float dBm = (voltage - 2.5) * 50; // Fictitious conversion to dBm

// Calculate the time elapsed since the last frequency increment
unsigned long currentTime = millis();
unsigned long elapsedTime = currentTime - lastIncrementTime;
lastIncrementTime = currentTime;

// Send data via serial
Serial.print(freq);
Serial.print(",");
Serial.println(dBm);
//Serial.print(",");
//Serial.println(elapsedTime);

// Increment the frequency
freq += 5000000; // 5 MHz increment

// If the frequency exceeds the final value, reset to the start value
if (freq > END_FREQ) {
// Calculate the total sweep time
unsigned long sweepEndTime = millis(); // Store the current time
unsigned long totalSweepTime = sweepEndTime - sweepStartTime; //
Total sweep time
}
}

```

Continua na próxima página...

```
// Display the total sweep time
  //Serial.print("Total sweep time: ");
  //Serial.print(totalSweepTime);
  //Serial.println(" ms");

  // Reset the frequency and the sweep start time
  freq = START_FREQ;
  sweepStartTime = millis(); // Reset the sweep start time
}
}
```

Fonte: Próprio autor.

## APÊNDICE E

## Programa Interface. ipynb

```
import serial
import time
import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt
from scipy.interpolate import interp1d

# Serial port configuration
porta_serial = 'COM3' # Replace with the correct port
taxa_baud = 9600      # Arduino communication baud rate
num_amostras = 57    # Number of samples to be collected in each batch
num_pilhas = 10      # Total number of batches of samples
intervalo_pilhas_ms = 374 # Estimated time between each batch (in ms)

# Initialize the serial connection
ser = serial.Serial(porta_serial, taxa_baud)
time.sleep(2) # Wait a few seconds for the port to stabilize

# List to store batches of data (each batch contains 57 samples)
z = []

# Function to read data from the serial port and store it in z
def coletar_dados():
    while len(z) < num_pilhas: # Continue until all batches of samples
        are collected
            amostras_atual = []
            contador = 0

            while contador < num_amostras:
                if ser.in_waiting > 0: # Check if there is data on the
                    serial port
                        linha = ser.readline().decode('utf-8').strip() # Read a
                            line from the serial port
                                print(f"{linha}") # Display in the console

                                    # Split the received line into frequency and dBm
                                        dados = linha.split(',')
                                            if len(dados) == 2:
                                                try:
                                                    frequencia = float(dados[0]) / 1e6 # Convert
                                                        frequency to MHz
```

Continua na próxima página...

```

potencia = float(dados[1]) # Power in dBm

        # Store the sample in the current list
        amostras_atual.append((frequencia, potencia))
        contador += 1 # Increment the sample counter
    except ValueError:
        print("Error converting data.")

    # Add the batch of samples to z
    z.append(amostras_atual)
    print(f"Batch {len(z)} collected.")

print("Data collection completed.")

# Function to plot the 2D waterfall chart
def plotar_grafico_waterfall_2d(z):
    # Create a matrix to store the data
    matriz = np.zeros((num_pilhas, num_amostras))

    for i, pilha in enumerate(z):
        frequencias, potencias = zip(*pilha) # Unpack the tuples into
separate lists
        matriz[i, :] = potencias # Store the powers in each row of the
matrix

    # Plot the chart
    plt.figure(figsize=(14, 8))
# Adjust the waterfall plot with frequencies from 980 MHz to 1260 MHz
    plt.imshow(matriz, aspect='auto', cmap='viridis', origin='lower',
        extent=[980, 1260, 0, (num_pilhas * intervalo_pilhas_ms)
/ 1000], interpolation='nearest')

    # Color bar
    cbar = plt.colorbar()
    cbar.set_label('Power (dBm)', rotation=270, labelpad=20)
# Title and labels
    plt.title('2D Waterfall Chart of Power (dBm) vs Frequency (MHz)',
fontsize=16)
    plt.xlabel('Frequency (MHz)', fontsize=14)
    plt.ylabel('Time (s)', fontsize=14) # Time in seconds

# Set ticks and grid with 2 decimal places format
    plt.xticks(np.linspace(980, 1260, num=15, endpoint=True, dtype=int),
fontsize=12)
    yticks = np.arange(0, (((num_pilhas + 0.374) * intervalo_pilhas_ms) /
1000), intervalo_pilhas_ms / 1000)

```

Continua na próxima página...

```

plt.yticks(yticks, [f'{tick:.2f}' for tick in yticks], fontsize=12) # 2
decimal places format
plt.grid(False)

# Display the chart
plt.tight_layout()
plt.show()

# Function to plot Power vs Frequency for the first batch
def plotar_grafico_pilha1(z):
    if len(z) > 0:
        primeira_pilha = z[0] # Select the first batch of samples
        frequencias, potencias = zip(*primeira_pilha) # Unpack the
tuples into separate lists

        # Map real frequencies to representative frequencies
        frequencias_representativas = np.interp(frequencias, [905,
1185], [980, 1260])

        # Plot the chart without interpolation
        plt.figure(figsize=(10, 6))
        plt.plot(frequencias_representativas, potencias, marker='o',
linestyle='-', color='b')
        plt.title('Batch 1: Power (dBm) vs Frequency (MHz) - Without
Interpolation', fontsize=16)
        plt.xlabel('Representative Frequency (MHz)', fontsize=14)
        plt.ylabel('Power (dBm)', fontsize=14)
        plt.grid(True)
    plt.xlim(980, 1260) # Set representative limits
    plt.ylim(min(potencias) - 5, max(potencias) + 5)

    # Adjust x-axis ticks
    plt.xticks(np.linspace(980, 1260, num=15, endpoint=True,
dtype=int), fontsize=12)

    plt.tight_layout()
    plt.show()

# Interpolation
    interp_func = interp1d(frequencias_representativas, potencias,
kind='cubic') # Cubic interpolation
    frequencias_interpoladas = np.linspace(min(frequencias_representativas),
max(frequencias_representativas), 300) # 300 interpolated points
    potencias_interpoladas = interp_func(frequencias_interpoladas)
# Plot the chart with interpolation
    plt.figure(figsize=(10, 6))

```

Continua na próxima página...

```

plt.plot(frequencias_interpoladas, potencias_interpoladas, marker='',
linestyle='-', color='b')
    plt.title('Batch 1: Power (dBm) vs Frequency (MHz) - With
Interpolation', fontsize=16)
    plt.xlabel('Representative Frequency (MHz)', fontsize=14)
    plt.ylabel('Power (dBm)', fontsize=14)
    plt.grid(True)
    plt.xlim(980, 1260) # Set representative limits
    plt.ylim(min(potencias) - 5, max(potencias) + 5)

    # Adjust x-axis ticks
    plt.xticks(np.linspace(980, 1260, num=15, endpoint=True,
dtype=int), fontsize=12)

    plt.tight_layout()
    plt.show()

# Function to plot Power vs Frequency with the average of the batches
def plotar_grafico_media_pilhas(z):
    # Create a matrix to store the powers of all batches
    matriz_potencias = np.zeros((num_pilhas, num_amostras))

for i, pilha in enumerate(z):
    _, potencias = zip(*pilha) # Unpack the powers of each batch
    matriz_potencias[i, :] = potencias

    # Calculate the average power across batches
    media_potencias = np.mean(matriz_potencias, axis=0)

    # Use the frequencies of the first batch for the x-axis
    frequencias = [f[0] for f in z[0]]
    frequencias_representativas = np.interp(frequencias, [905, 1185],
[980, 1260]) # Map real frequencies

# Plot the chart without interpolation
plt.figure(figsize=(10, 6))
plt.plot(frequencias_representativas, media_potencias, marker='o',
linestyle='-', color='r')
    plt.title('Average of Batches: Power (dBm) vs Frequency (MHz) -
Without Interpolation', fontsize=16)
    plt.xlabel('Representative Frequency (MHz)', fontsize=14)
    plt.ylabel('Average Power (dBm)', fontsize=14)
plt.grid(True)
    plt.xlim(980, 1260) # Set representative limits
    plt.ylim(min(media_potencias) - 5, max(media_potencias) + 5)

```

Continua na próxima página...

```

# Adjust x-axis ticks
plt.xticks(np.linspace(980, 1260, num=15, endpoint=True, dtype=int),
fontSize=12)

plt.tight_layout()
plt.show()

# Interpolation
interp_func_media = interp1d(frequencias_representativas,
media_potencias, kind='cubic') # Cubic interpolation
frequencias_interpoladas_media =
np.linspace(min(frequencias_representativas),
max(frequencias_representativas), 300) # 300 interpolated points
potencias_interpoladas_media =
interp_func_media(frequencias_interpoladas_media)

# Plot the chart with interpolation
plt.figure(figsize=(10, 6))
plt.plot(frequencias_interpoladas_media,
potencias_interpoladas_media, marker='', linestyle='-', color='r')
plt.title('Average of Batches: Power (dBm) vs Frequency (MHz) - With
Interpolation', fontsize=16)
plt.xlabel('Representative Frequency (MHz)', fontsize=14)
plt.ylabel('Average Power (dBm)', fontsize=14)
plt.grid(True)
plt.xlim(980, 1260) # Set representative limits
plt.ylim(min(potencias_interpoladas_media) - 5,
max(potencias_interpoladas_media) + 5)
# Adjust x-axis ticks
plt.xticks(np.linspace(980, 1260, num=15, endpoint=True, dtype=int),
fontSize=12)

plt.tight_layout()
plt.show()

# Collect data from the serial port
coletar_dados()

# Close the serial connection
ser.close()

# Plot the 2D waterfall chart
plotar_grafico_waterfall_2d(z)

# Plot the Power vs Frequency chart for the first batch
plotar_grafico_pilha1(z)

```

Continua na próxima página...

```
# Plot the Average Power vs Frequency chart  
plotar_grafico_media_pilhas(z)
```

Fonte: Próprio autor.