



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Abraão Reis de Queiroz

Desenvolvimento de dispositivo para medição de formas de onda do campo magnético disperso de motores de indução trifásicos

Florianópolis
2024

Abraão Reis de Queiroz

Desenvolvimento de dispositivo para medição de formas de onda do campo magnético disperso de motores de indução trifásicos

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao curso de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Eng. Carlos Alexandre Corrêa Wengerkievicz, Dr.

Coorientador: Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Florianópolis

2024

Ficha catalográfica gerada por meio de sistema automatizado gerenciado pela BU/UFSC.
Dados inseridos pelo próprio autor.

Queiroz, Abraão Reis de

Desenvolvimento de dispositivo para medição de formas de onda do campo magnético disperso de motores de indução trifásicos / Abraão Reis de Queiroz ; orientador, Carlos Alexandre Corrêa Wengerkievicz, coorientador, Nelson Jhoe Batistela, 2024.

117 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico,
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2024.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. campo magnético disperso. 3. motor de indução trifásico. 4. sensor de campo magnético por indução. 5. estimação de velocidade não intrusiva. I. Wengerkievicz, Carlos Alexandre Corrêa. II. Batistela, Nelson Jhoe. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Abraão Reis de Queiroz

Desenvolvimento de dispositivo para medição de formas de onda do campo magnético disperso de motores de indução trifásicos

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Curso de Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 08 de fevereiro de 2024.



Prof. Miguel Moreto, Dr.
Coordenação do Curso

Banca examinadora



Eng. Carlos Alexandre Correa Wengerkievicz, Dr.
Orientador



Eng. Luciano Bortoloto Antunes, Me.
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Luis Otavio Steffenmunsberg Grillo, Me.
Universidade Federal de Santa Catarina

Florianópolis, 2024.

Dedico este trabalho ao meu filho, João Miguel,
que me deu força e motivação para seguir em frente e concluir o curso.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a minha família, que mesmo a distância me deram apoio e suporte emocional nestes anos de formação, em especial as mulheres da minha vida, minha mãe Marise, minha irmã Gloria, e minha companheira Jeane.

Agradeço também a todos os amigos, colegas e parceiros que estiveram comigo durante esta etapa. A todos do ONS que me ofereceram a oportunidade de crescimento pessoal e profissional, em especial as equipes de pós-operação e tempo real que tive mais contato durante o estágio. Aos colegas e professores do GRUCAD - LAESP, que muito me ensinaram e contribuíram para minha formação. A equipe Ampera. Não pretendo nomear a todos que foram significativos neste período, pois certamente esqueceria de alguém importante nesta jornada, me desculpem por isso.

Aos professores das disciplinas cursadas, orientadores, gerentes e supervisores que me guiaram ao longo desta jornada, saibam que não consigo colocar em palavras a gratidão que tenho. Em especial aos professores Carlos Alexandre Corrêa Wengerkievicz e Antônio Felipe da Cunha de Aquino, que foram professores orientadores de TCC e estágio respectivamente, que me estimularam a ver o desenvolvimento técnico e científico de forma leve e prazerosa. A engenheira Ruany Dolla, minha supervisora de estágio, que me deu ensinamentos e dicas valiosas, tanto profissionais como para a vida. Expresso minha enorme gratidão a Narciso Ferreira Barbosa, gerente da AOP (Gerência de Apuração da Operação) da qual fiz parte no meu período de estágio, que me deu liberdade, me apoiando e me incentivando ativamente a buscar o máximo de desenvolvimento pessoal, estimulando minha resiliência, trabalho em equipe e busca e superação de desafios, e me mostrando o papel de um líder.

A todos, meu muito obrigado! E saibam que buscarei retribuir, caso não seja possível de maneira direta, procurarei prestar o meu melhor serviço a sociedade, de forma honesta e participativa, buscando o desenvolvimento tecnológico do Brasil, contribuindo o máximo dentro das minhas limitações para a melhoria das condições socioeconômicas, ambientais e de formação das gerações futuras.

RESUMO

Este trabalho aborda o desenvolvimento de um dispositivo denominado AQmag, que realiza a medição de formas de onda do campo magnético disperso em motores de indução trifásicos (MITs) para estimação não intrusiva da velocidade de rotação através de análise espectral. Para este desenvolvimento, foram estudados aspectos construtivos e de funcionamento de MITs, bem como componentes presentes no espectro de frequência do fluxo magnético externo que possuem relação com a velocidade de rotação. O AQmag foi baseado em trabalhos anteriores do Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos (GRUCAD), visando à simplificação, portabilidade, modularidade e redução do custo em relação aos sistemas de medição anteriormente desenvolvidos. Para medição do sinal foi utilizado um sensor de campo magnético por indução fabricado pelo grupo de pesquisa. Os requisitos de projeto foram obtidos a partir dos estudos realizados dos trabalhos anteriores, pesquisa de componentes e testes ao longo do desenvolvimento. A seleção de componentes levou em conta a filosofia de construção modular, com utilização de subsistemas comerciais de fácil obtenção, com objetivo de facilitar a manutenção e reprodução do protótipo desenvolvido. Foi concebida uma placa de condicionamento de sinal específica e com característica modular, que realiza amplificação e filtragem antirrecobrimento com banda de passagem de sinais de até 1 kHz. Para conversão digital do sinal, foi escolhida uma placa microcontroladora baseada no ESP32-WROVER e um módulo de conversão analógico digital baseado no componente ADS1256. Foi desenvolvida uma placa mãe para integrar todos os módulos, circuitos de fonte de alimentação e interface com o usuário. Para adicionar robustez e tolerância a ruídos eletromagnéticos, os componentes do projeto foram enclausurados em um gabinete de alumínio. A programação do microcontrolador foi realizada no IDE Arduino. Para validação do protótipo, foram realizados testes em um MIT. A metodologia do teste foi utilizar o mesmo sensor no AQmag e em um dispositivo anteriormente desenvolvido no GRUCAD, realizando três aquisições em quatro estados operativos diferentes em cada dispositivo. Os resultados obtidos foram considerados satisfatórios, com o AQmag apresentando formas de ondas adquiridas semelhantes às obtidas com o dispositivo de referência. As velocidades estimadas a partir dos dados obtidos foram muito próximas das velocidades medidas com um tacômetro a *laser*. O maior desvio da velocidade estimada em relação à medida foi de 0,06 %, o que representa um desvio absoluto de 1 rpm, e estes desvios estão dentro da incerteza de medida declarada pelo fabricante do tacômetro.

Palavras-chave: campo magnético disperso; motor de indução trifásico; sensor de campo magnético por indução; estimação de velocidade não intrusiva.

ABSTRACT

This work addresses the development of a device named AQmag, which performs the measurement of external magnetic field waveforms of three-phase induction motors (IMs) for non-intrusive estimation of rotational speed through spectral analysis. In this development, constructive and operational aspects of IMs were studied, as well as components present in the frequency spectrum of the external magnetic flux that are related to rotational speed. The AQmag was based on previous work by the Electromagnetic Devices Design and Analysis Group (GRUCAD), aiming for simplification, portability, modularity, and cost reduction compared to previously developed measurement systems. For signal measurement, a magnetic field induction sensor manufactured by the research group was used. Design requirements were obtained from studies of previous works, component research, and tests conducted throughout the development. Component selection considered a modular construction philosophy, utilizing commercially available subsystems for easy acquisition, with the goal of facilitating maintenance and reproduction of the developed prototype. A specific signal conditioning board with modular characteristics was designed, which performs amplification and anti-aliasing filtering with a bandwidth of 1 kHz. For digital signal conversion, a microcontroller board based on the ESP32-WROVER and an analog-to-digital conversion module based on the ADS1256 component were chosen. A motherboard was developed to integrate all modules, power supply circuits, and user interface. To add robustness and tolerance to electromagnetic noise, project components were enclosed in an aluminum box. Microcontroller programming was carried out in the Arduino IDE. To validate the prototype, tests were conducted on an IM. The testing methodology involved using the same sensor in the AQmag and in a device previously developed at GRUCAD, performing three acquisitions in four different operating states for each device. The obtained results were deemed satisfactory, with the AQmag presenting acquired waveforms similar to those obtained with the reference device. The estimated speeds from the obtained data were very close to the speeds measured with a laser tachometer. The largest deviation of the estimated speed from the measured value was 0.06%, representing an absolute deviation of 1 rpm, and these deviations are within the measurement uncertainty declared by the tachometer manufacturer.

Keywords: stray magnetic field; three-phase induction motor; magnetic field induction sensor; non-intrusive speed estimation.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Curva do Torque versus escorregamento típica de uma máquina de indução.....	22
Figura 2 – Curvas típicas de conjugado (linha cheia) e potência (linha tracejada) para a região de funcionamento como motor de uma máquina de indução	23
Figura 3 – Espectro de frequências da corrente de alimentação e campo magnético externo de um MIT	25
Figura 4 - Ilustração de um Sensor de Campo Magnético por Indução (SCMI)	26
Figura 5 - Circuito elétrico equivalente de um SCMI	27
Figura 6 - SCMI com passa-baixa de 2ª ordem.....	27
Figura 7 - Sistema de aquisição desenvolvido na tese de Rigoni (2014)	29
Figura 8 - Ilustração de uma aplicação do sistema desenvolvido na dissertação de Santos (2016).....	30
Figura 9 - Dispositivo desenvolvido na dissertação de Elias (2016).....	31
Figura 10 - Maleta de aquisição desenvolvida por Antunes (2023).....	32
Figura 11 – <i>Software</i> desenvolvido por Antunes (2023) executado em um <i>notebook</i>	33
Figura 12 – Diagrama de um dispositivo de aquisição de campo magnético externo em máquinas elétricas típico.....	35
Figura 13 - Modulo ADS1256.....	37
Figura 14 - Esquemático simplificado dos componentes internos do ADS1256	38
Figura 15 - Módulo Lolin D32 PRO	42
Figura 16 - Módulo Tiny RTC DS1307	43
Figura 17 - Modelo 3D do carretel utilizado para confecção do SCMI	45
Figura 18 - Valores de R_s e L_s medidos.....	46
Figura 19 - Resposta em frequência do SCMI até 30 kHz	47
Figura 20 - Esquema elétrico do filtro ativo de quarta ordem com ganho de 40 dB..	48
Figura 21 - Circuito elétrico equivalente do SCMI e primeiro estágio de ganho do condicionamento	49
Figura 22 - Resposta em frequência do sinal após o condicionamento	50
Figura 23 - Ampliação na banda de passagem.....	50
Figura 24 - Ampliação na frequência de atenuação máxima	51
Figura 25 - Render 3D da placa de condicionamento. Face superior e face inferior.	52

Figura 26 - Placa de condicionamento com os componentes soldados.....	52
Figura 27 - Teste da placa de condicionamento utilizando gerador de funções com sinal senoidal de 1 Hz (1), 100 Hz (2), 300 Hz(3), 600 Hz (4), 1 kHz(5) e 3 kHz (6) .	53
Figura 28 - Placa do motor utilizado nos ensaios.....	54
Figura 29 - Motor afixado na bancada de ensaio com freio de Foucault.....	54
Figura 30 - Sinal na saída do INA118	55
Figura 31 – Afastamento do sensor do motor	55
Figura 32 – Sinal após placa de condicionamento não saturado	56
Figura 33 - Sinal na saída do INA118	57
Figura 34 - Sinal na saída da placa de condicionamento.....	57
Figura 35 - Circuito de simulação do SCMI e do condicionamento de sinal no LTspice.....	58
Figura 36 - Resposta em frequência da simulação do circuito da Figura 35.....	59
Figura 37 - Renderização da face superior da Placa Mãe com Fonte Simétrica.....	60
Figura 38 - Placa Mãe com os componentes soldados e módulos conectados	60
Figura 39 - Montagem final do protótipo em gabinete de alumínio.....	61
Figura 40 - Sinal na saída do conector BNC	62
Figura 41 - Trecho da aquisição feita	63
Figura 42 - Renderização da placa mãe com fontes isoladas	64
Figura 43 – Trecho da aquisição feita após isolamento das referências.....	64
Figura 44 - Operação do ADS1256 no modo RDATC.....	66
Figura 45 - Envio do comando SDATC ao ADS1256.....	66
Figura 46 - Fluxograma do código executado no ESP32-Wrover	67
Figura 47 - Bancada de ensaio	71
Figura 48 - Medida de velocidade no MIT com tacômetro óptico. Detalhe para SCMI afixado na carcaça do MIT	72
Figura 49 - Visão geral da montagem final para ensaio.....	73
Figura 50 - Maleta montada para ensaio.....	73
Figura 51 - Aquisição entre 5 e 5,1 segundos a 1797 rpm com a maleta e AQmag .	74
Figura 52 - Espectro de frequência entre 20Hz e 100 Hz a 1797 rpm	75
Figura 53 - Espectro de frequência até 1kHz a 1797 rpm	75
Figura 54 - Aquisição entre 5 e 5,1 segundos a 1713 rpm com a maleta e AQmag .	76
Figura 55 - Espectro de frequência entre 20Hz e 100 Hz a 1713 rpm	77
Figura 56 - Espectro de frequência até 1kHz a 1713 rpm	77

Figura 57 - Aquisição entre 5 e 5,1 segundos a 1757 rpm com a maleta e AQmag	.78
Figura 58 - Espectro de frequência entre 20Hz e 100 Hz a 1757 rpm	78
Figura 59 - Espectro de frequência até 1kHz a 1757 rpm	79
Figura 60 - Aquisição entre 5 e 5,1 segundos a 1780 rpm com a maleta e AQmag	.79
Figura 61 - Espectro de frequência entre 20Hz e 100 Hz a 1780 rpm	80
Figura 62 - Espectro de frequência até 1kHz a 1780 rpm	80
Figura 63 – Espectro de frequência entre 20 Hz e 100 Hz a 1713 rpm	82
Figura 64 – Ampliação das harmônicas em torno de 31,5 Hz a 1713rpm	84
Figura 65 – Espectro de frequência entre 20 Hz e 100 Hz a 1757 rpm	85
Figura 66 – Espectro de frequência entre 20 Hz e 100 Hz a 1780 rpm	86
Figura 67 – Espectro de frequência entre 20 Hz e 100 Hz a 1797 rpm	88
Figura 68 – Ampliação do espectro de frequência na região de 30,05 Hz a 1797 rpm	89
Figura 69 – Ampliação da distribuição espectral em torno de 60 Hz	89
Figura 70 – Esquema elétrico da Placa de Condicionamento	99
Figura 71 – Esquema elétrico da Placa Mãe com Fonte Simétrica	100
Figura 72 – Esquema elétrico da Placa Mãe com Fontes Isoladas	101
Figura 73 - Circuito do filtro Sallen-Key de quarta ordem calculado	109
Figura 74 - Resposta em frequência para o filtro proposto na Figura 73	110
Figura 75 - Ampliação da resposta em frequência do filtro em torno de 1 kHz	110
Figura 76 - Ampliação da resposta em frequência do filtro em torno de 28 kHz	111
Figura 77 - Circuito de condicionamento completo, incluindo sensor	111
Figura 78 - Resposta em frequência do circuito conforme Figura 77	112
Figura 79 - Ampliação na banda de passagem	112
Figura 80 - Ampliação no entorno de 29 kHz	113
Figura 81 - Resposta em frequência para circuito de condicionamento completo no SG2	113
Figura 82 - Ampliação da resposta em frequência obtida com o SG2 na banda de passagem do condicionamento do sinal	114
Figura 83 - Ampliação da resposta em frequência obtida com o SG2 na frequência de corte do condicionamento do sinal	115
Figura 84 – Esquema elétrico Placa de Condicionamento com Seleção de Ganho Programável	116
Figura 85 – Esquema elétrico Módulo ADS1256	117

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Sumário das frequências esperadas e encontradas, e dos valores estimados de escorregamento e velocidade para 1713 rpm.....	83
Tabela 2 – Sumário das frequências esperadas e encontradas, e dos valores estimados de escorregamento e velocidade para 1757 rpm.....	85
Tabela 3 – Sumário das frequências esperadas e encontradas, e dos valores estimados de escorregamento e velocidade para 1780 rpm.....	87
Tabela 4 – Sumário das frequências esperadas e encontradas, e dos valores estimados de escorregamento e velocidade para 1797 rpm.....	90
Tabela 5 – Sumário dos resultados.....	91
Tabela 6 - Dados de entrada.....	107
Tabela 7 - Valores teóricos de componentes para primeiro estágio de filtro	108
Tabela 8 - Valores teóricos de componentes para segundo estágio de filtro	108
Tabela 9 - Valores de componentes escalados para primeiro estágio de filtro	108
Tabela 10 - Valores de componentes escalados para segundo estágio do filtro	109

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> (conversor analógico digital)
CI	Circuito Integrado
CTC	Centro Tecnológico
DEEL	Departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (transformada rápida discreta de Fourier)
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
GRUCAD	Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos
GS	Gerador Síncrono
IDE	<i>Integrated Development Environment</i> (ambiente de desenvolvimento integrado)
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência – DEEL – CTC – UFSC.
kB	Quilobyte
kSPS	Kilosamples Per Second (milhares de amostras por segundo)
LAESP	Laboratório de Acionamentos Elétricos Especiais
LED	<i>Light Emitter Diode</i> (diodo emissor de luz)
MB	Megabyte
MIT	Motor de Indução Trifásico
PCI	Placa de Circuito Impresso
PGA	<i>Programmable Gain Amplifier</i> (amplificador de ganho programável)
rpm	Rotações Por Minuto.
SCMI	Sensor de Campo Magnético por Indução
SPS	<i>Samples Per Second</i> (amostras por segundo)
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
VI	<i>Virtual Instrument</i> (instrumento virtual)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	OBJETIVO PRINCIPAL	18
1.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	19
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	19
2	CONTEXTO DE APLICAÇÃO	21
2.1	MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO – MIT	21
2.2	ESTIMAÇÃO DO ESCORREGAMENTO POR ANÁLISE ESPECTRAL.....	23
2.3	SENSOR DE CAMPO MAGNÉTICO POR INDUÇÃO (SCMI).....	26
2.4	TRABALHOS PRECURSORES NO GRUCAD	28
3	DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA	35
3.1	DETERMINAÇÃO DE REQUISITOS MÍNIMOS.....	35
3.2	SELEÇÃO DE COMPONENTES PARA AQUISIÇÃO DO SINAL	37
3.2.1	Módulo Conversor Analógico Digital ADS1256	37
3.2.2	Plataforma microcontroladora Lolin D32 Pro (ESP32-WROVER)	41
3.2.3	Módulo Tiny RTC DS1307	43
3.3	CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO	43
3.3.1	Filtro passivo RLC	46
3.3.2	Filtro Ativo Passa-Baixas Butterworth de Quarta Ordem em Estrutura Sallen-Key com Ganho de 40 dB	47
3.3.3	Projeto completo da placa de condicionamento	49
3.3.4	Prototipagem e confecção de placa de circuito impresso	51
3.3.5	Teste e validação da Placa de Condicionamento	52
3.4	INTEGRAÇÃO DOS SUBSISTEMAS E CONFECÇÃO DO PROTÓTIPO..	59
3.4.1	Teste da integração proposta	62
3.4.2	Adequação da integração proposta	63
3.5	LÓGICA DE PROGRAMAÇÃO	65
4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	71
4.1	CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL	71
4.2	COMPARAÇÃO DAS MEDIDAS DE CAMPO MAGNÉTICO	74
4.3	ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE USANDO HARMÔNICAS	81
4.3.1	Operação próximo a velocidade nominal	82
4.3.2	Operação próximo a 50 % do escorregamento nominal	84

4.3.3	Operação próximo a 25 % do escorregamento nominal	86
4.3.4	Operação a vazio.....	87
4.4	SUMÁRIO DE MEDIÇÕES	90
5	CONCLUSÃO	93
	REFERÊNCIAS	96
	APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO PLACA DE CONDICIONAMENTO.	99
	APÊNDICE B – ESQUEMÁTICO PLACA MÃE COM FONTE SIMÉTRICA.	100
	APÊNDICE C – ESQUEMÁTICO PLACA MÃE COM FONTES ISOLADAS.	101
	APÊNDICE D – CÓDIGO COMENTADO EMBARCADO NO ESP32.	102
	APÊNDICE E – PROJETO DE PLACA DE CONDICIONAMENTO COM ESTRUTURA DE FILTRO SALLEN-KEY COM GANHO UNITÁRIO.	107
	APÊNDICE F – ESQUEMÁTICO PLACA DE CONDICIONAMENTO COM SELEÇÃO DE GANHO PROGRAMÁVEL.	116
	ANEXO A – ESQUEMA ELÉTRICO DO MÓDULO ADS1256	117

1 INTRODUÇÃO

Motores de indução trifásicos (MITs) são máquinas elétricas amplamente usadas na indústria como unidades motrizes de sistemas tais como compressores, bombas, ventiladores e esteiras rolantes. Isso se deve à robustez e ao baixo custo de aquisição e manutenção desse tipo de motor, quando comparados a outras tecnologias de motores. Devido ao grande número de MITs empregados atualmente em plantas industriais, o estudo de métodos não intrusivos para avaliação da condição dessas máquinas tem grande aplicação, dado que normalmente a retirada de operação desses motores para realização de testes pode impactar em toda a linha de produção.

Para análises que requeiram o valor da velocidade ou do escorregamento, como no caso de estimação do carregamento e do rendimento do motor, Hurst e Habetler (1996) propõem um sistema de medição de velocidade através das harmônicas relacionadas à excentricidade presentes na corrente de alimentação de MITs. Segundo os autores, existe um conjunto de componentes cujas frequências possuem relação com a frequência de alimentação e com o escorregamento, permitindo assim a determinação da velocidade de rotação.

Thomson e Fenger (2001) também apresentam harmônicas que aparecem lateralmente à frequência elétrica devido ao desbalanceamento natural dos enrolamentos do rotor, que possuem relação com o escorregamento e podem ser utilizadas para a estimação da velocidade em MITs.

Este trabalho de conclusão de curso foi desenvolvido no LAESP – Laboratório de Acionamentos Elétricos Especiais, vinculado ao GRUCAD – Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos, e tem como base trabalhos já desenvolvidos pelo grupo.

Dentre esses trabalhos, pode se destacar a tese de doutorado de Rigoni (2014), que apresenta o desenvolvimento de um sistema para análise e detecção de faltas em máquinas elétricas através da análise das formas de onda do campo magnético externo.

Na mesma linha, a dissertação de Santos (2016) aborda o desenvolvimento de um equipamento para medição do campo magnético externo em geradores síncronos (GS).

A dissertação de Elias (2016) descreve o desenvolvimento de um equipamento para detecção de faltas em MITs com base em formas de onda da corrente de alimentação e do campo magnético externo.

Na tese de Wengerkiewicz (2021), desenvolveu-se um método para estimação das perdas energéticas de motores de indução trifásicos em campo com base nos dados de catálogo e em medições não intrusivas de tensão, de corrente e de velocidade segundo o método de Hurst e Habetler (1996).

Mais recentemente, foi apresentado um novo dispositivo desenvolvido na dissertação de Antunes (2023), que consiste em uma maleta capaz de medir formas de onda do campo magnético de geradores síncronos, e através desses dados coletados foram propostas estratégias de análises no domínio do tempo e da frequência para detecção e diferenciação de faltas incipientes em GSs através do fluxo magnético no entreferro e da corrente de excitação.

Nos trabalhos citados, o campo magnético foi medido com equipamentos protótipos em forma de painéis e maletas, de volume, peso e custo relativamente elevados. O presente trabalho de conclusão de curso foi motivado pelo interesse em simplificar os dispositivos já desenvolvidos no GRUCAD, usando preferencialmente componentes comerciais mais baratos e de fácil aquisição, para obter um dispositivo portátil, de pequena dimensão, para medição e armazenamento de formas de onda de campo magnético, especialmente o campo disperso de máquinas elétricas girantes.

1.1 OBJETIVO PRINCIPAL

O objetivo principal do trabalho de conclusão de curso foi desenvolver o AQmag, um dispositivo portátil para aquisição de formas de onda de campo magnético disperso em máquinas elétricas com foco em baixa frequência (frequências menores de 1 kHz) para estimação da velocidade de rotação de MITs através de análise espectral.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Para a elaboração deste trabalho foram definidos objetivos específicos que guiaram o desenvolvimento. São eles:

- Estudar aspectos teóricos de motores de indução trifásicos e do contexto de aplicação;
- Levantar os requisitos técnicos para a solução proposta;
- Selecionar componentes de acordo com os requisitos;
- Projetar, integrar e validar o protótipo proposto;
- Aplicar o sistema desenvolvido em testes com motores;
- Comparar resultados obtidos com a maleta desenvolvida na dissertação de Antunes (2023);
- Documentar resultados e recomendações para trabalhos futuros.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho foi organizado em seções. Na seção 2 são apresentadas as bases teóricas e os trabalhos desenvolvidos no GRUCAD que motivaram o desenvolvimento proposto neste trabalho. Nesta seção são abordados: as características construtivas e de funcionamento de MITs; as técnicas de estimação de velocidade do motor através da análise espectral do campo magnético disperso; o funcionamento e a construção do sensor de campo magnético por indução; e os trabalhos desenvolvidos no GRUCAD com enfoque no desenvolvimento de dispositivos de medição de formas de onda de campo magnético externo em máquinas elétricas.

Na seção 3 está descrito o desenvolvimento do AQmag, sendo abordados: as motivações dos requisitos do projeto; os componentes digitais selecionados para a construção do protótipo; o desenvolvimento da placa de condicionamento do sinal; e a integração e testes do AQmag.

Na seção 4 são apresentados os resultados obtidos em testes com um MIT, incluindo: o aparato experimental utilizado para os testes; a comparação entre resultados obtidos com o AQmag e com a maleta de Antunes (2023); a estimação de escorregamento e de velocidade por análise espectral.

Por fim, a seção 5 apresenta as conclusões e considerações finais deste trabalho, onde são sumarizados os objetivos e atividades realizadas, e são feitas sugestões de trabalhos futuros, objetivando melhorar e expandir as capacidades do dispositivo proposto.

2 CONTEXTO DE APLICAÇÃO

Nas subseções deste capítulo serão apresentados os aspectos construtivos e de funcionamento de MITs e do sensor de campo magnético utilizado, além das harmônicas de interesse que possuem relação com o escorregamento de MITs. Também serão brevemente apresentados trabalhos desenvolvidos no GRUCAD, com foco em dispositivos de aquisição que baseiam o AQmag.

2.1 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO – MIT

Nesta subseção serão apresentadas algumas características construtivas e de funcionamento de MITs com base em Umans (2014).

O motor de indução é uma máquina elétrica girante com uma parte estacionária denominada estator, e uma parte rotativa, o rotor. O MIT possui dois enrolamentos dos quais apenas um, normalmente o enrolamento do estator, é alimentado com corrente alternada. O outro, normalmente do rotor, tem corrente induzida em seus enrolamentos, semelhante ao funcionamento de um transformador.

Considerando as máquinas mais comuns, o estator é formado por um núcleo magnético cilíndrico com ranhuras onde são inseridos enrolamentos. No caso de MITs, esses enrolamentos estão posicionados geometricamente de forma que, ao alimentar o motor com correntes trifásicas balanceadas, é formado um campo magnético girante com velocidade N_s dada por (2.1), em que f_e é a frequência da tensão de alimentação e p é o número de polos do campo girante formado pelos enrolamentos do estator.

$$N_s = 120 \frac{f_e}{p} \quad (2.1)$$

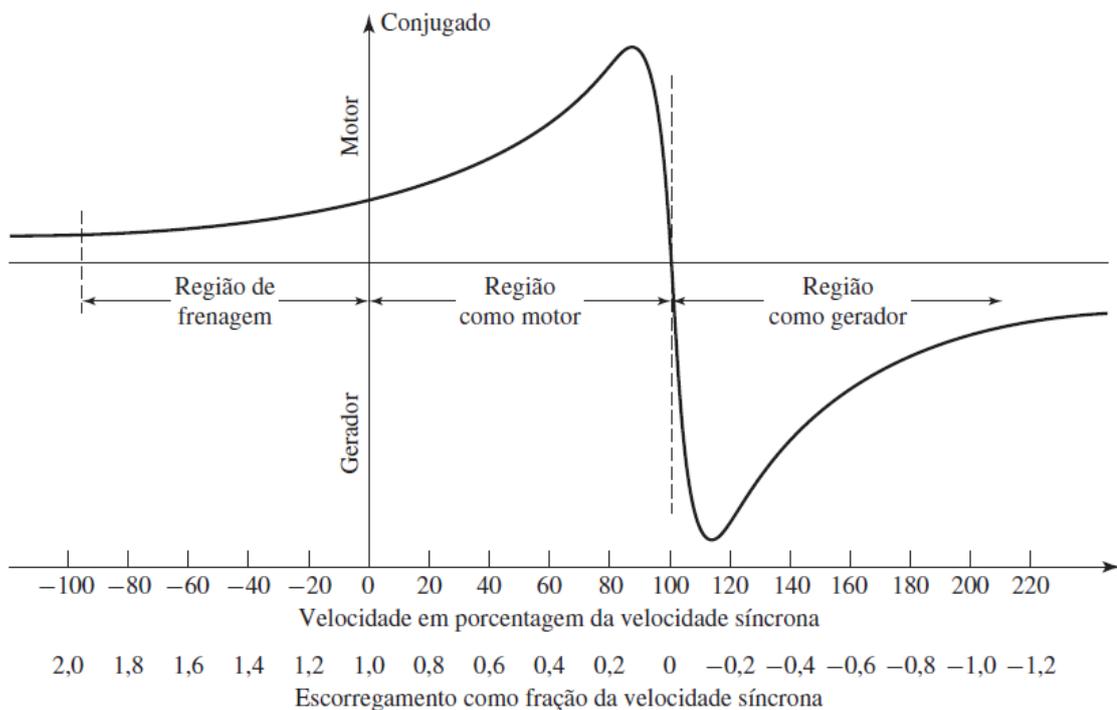
O rotor é constituído de um núcleo magnético cilíndrico com ranhuras em que são dispostos condutores. Estes condutores podem ser bobinas ligadas em estrela através de um anel coletor, ou uma estrutura denominada gaiola de esquilo, ou simplesmente gaiola, que é formada por barras condutoras ligadas em suas extremidades através de anéis de curto circuito

Quando o rotor gira a uma velocidade menor do que o campo girante formado pelo estator, há variação da indução magnética nos condutores do rotor que induz força eletromotriz e circulação de correntes. Estas correntes nos condutores do rotor produzem um fluxo magnético que interage com o campo girante e resultam em torque no eixo, mantendo o giro do motor. O torque existe apenas quando há movimento relativo entre o rotor e o campo girante, ou seja, durante o funcionamento um MIT o rotor terá velocidade N menor do que a velocidade N_s . Esta diferença relativa de velocidade é chamada de velocidade de escorregamento. O escorregamento por unidade s é calculado conforme (2.2).

$$s = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (2.2)$$

Na Figura 1 apresenta-se uma curva característica do torque no eixo de uma máquina de indução em função da velocidade. Com a variação de carga no eixo, o MIT muda seu ponto de funcionamento, ajustando o escorregamento para um novo valor a fim de compensar a mudança de torque aplicada.

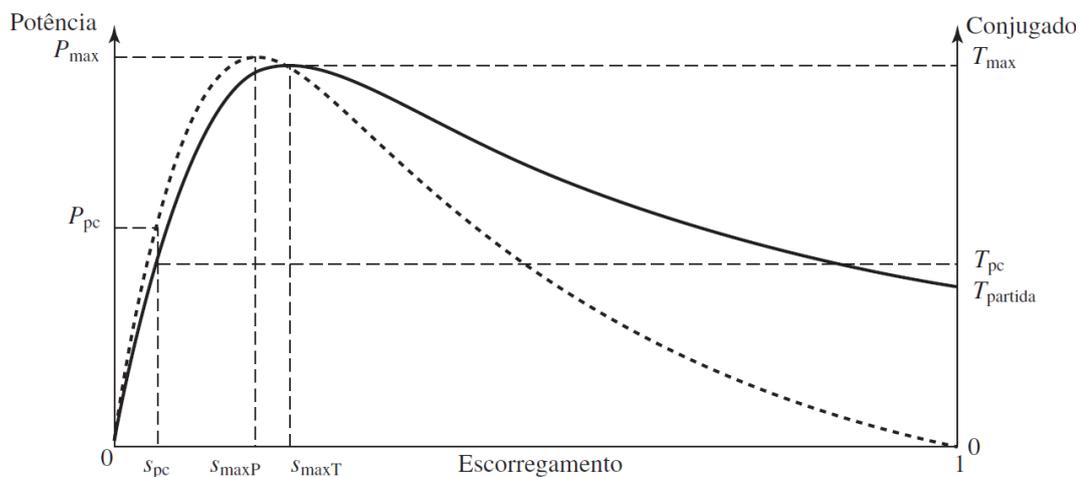
Figura 1 - Curva do Torque versus escorregamento típica de uma máquina de indução



Fonte: Umans (2014).

Considerando a região normal de funcionamento de um MIT, isto é, próximo da sua região de plena carga, com escorregamento s_{pc} , conjugado T_{pc} e potência P_{pc} , o torque útil e a potência são aproximadamente proporcionais ao escorregamento, como pode ser observado na Figura 2. Desta forma é possível estimar o nível de carregamento de um MIT indiretamente através da medida do escorregamento ou velocidade de rotação e compará-los com os valores nominais da máquina.

Figura 2 – Curvas típicas de conjugado (linha cheia) e potência (linha tracejada) para a região de funcionamento como motor de uma máquina de indução



Fonte: Umans (2014), adaptada.

2.2 ESTIMAÇÃO DO ESCORREGAMENTO POR ANÁLISE ESPECTRAL

Geralmente, a velocidade de um motor é medida com o emprego de tacômetros, cujo princípio de funcionamento pode ser ótico ou magnético. No entanto, a utilização destes equipamentos pode ser inviável em determinados contextos, principalmente por envolver contato físico ou visual com o eixo do motor.

Hurst e Habetler (1996) propõem uma metodologia de medição de velocidade através das harmônicas presentes no sinal de corrente de um MIT. Segundo os autores, existe um conjunto de frequências f_{sh} , definidas por (2.3), que possuem relação com a frequência de alimentação f_e e com o escorregamento s , que por sua vez é relacionado com a velocidade de rotação. Na expressão, k é um número inteiro não negativo, R é um número inteiro que representa o número de ranhuras do rotor, n_d é um número inteiro relacionado a ordem de excentricidade do

rotor e n_w é um número inteiro dado pela ordem da harmônica de força magnetomotriz no entreferro.

$$f_{sh} = f_e \left[(kR + n_d) \left(\frac{1-s}{\frac{p}{2}} \right) + n_w \right] \quad (2.3)$$

Segundo Hurst e Habetler (1996) mesmo que não se conheçam as características construtivas do motor para determinar o número de ranhuras do rotor, é possível determinar o escorregamento do MIT através das harmônicas de excentricidade expressa por (2.4), utilizando $k = 0$, $n_d = \pm 1$ e $n_w = 1$.

$$f_{ec} = f_e \left[1 \pm \left(\frac{1-s}{\frac{p}{2}} \right) \right] \quad (2.4)$$

As correntes na gaiola de um MIT produzem um campo magnético trifásico que possui o mesmo número de polos que o campo do estator e frequência proporcional ao escorregamento e à frequência de alimentação do MIT.

Segundo Thomson e Fenger (2001), quando os enrolamentos da gaiola não são perfeitamente balanceados e simétricos, o que é inevitável na fabricação de MITs, surge um campo girante com sentido de rotação inverso ao campo do rotor com escorregamento s . Desta forma, em relação ao enrolamento do estator este campo estará com uma velocidade relativa do dobro do escorregamento, e induzirá uma força eletromotriz com frequência f_{sb-} dada por (2.5).

$$f_{sb-} = f_e(1 - 2s) \quad (2.5)$$

Ainda segundo Thomson e Fenger (2001) devido a oscilações do rotor, também é induzida no enrolamento do estator uma harmônica f_{sb+} com frequência dada por (2.6). Essas componentes são chamadas de bandas laterais, e ocorrem distanciadas da frequência elétrica por múltiplos do dobro do escorregamento, conforme (2.7).

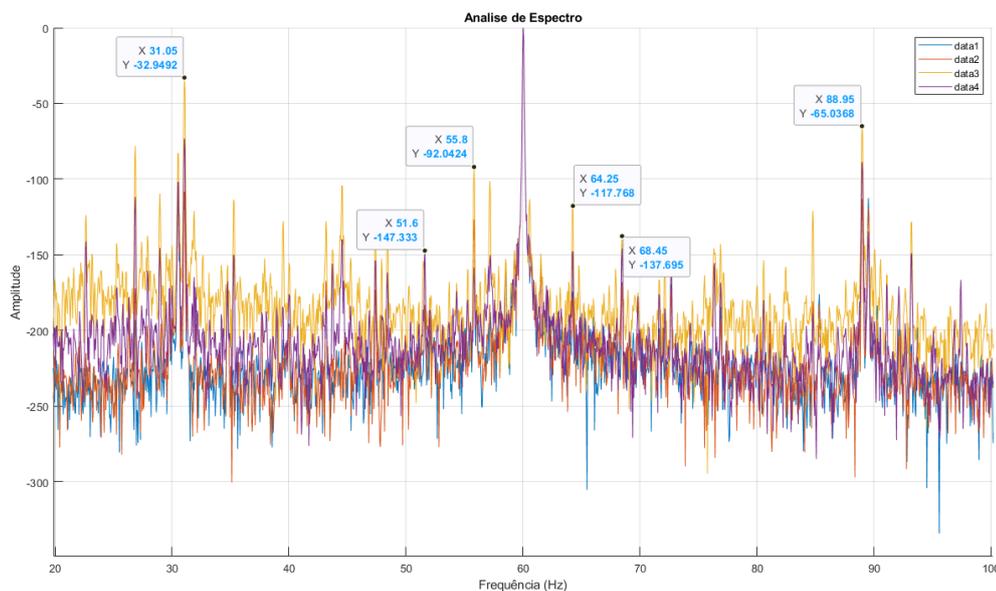
$$f_{sb+} = f_e(1 + 2s) \quad (2.6)$$

$$f_{sb} = f_e(1 \pm 2ks), \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (2.7)$$

Desta forma, além das harmônicas de excentricidade dadas por (2.4), podem-se usar as bandas laterais (2.7) para estimar o escorregamento de MITs através da análise espectral da corrente no estator.

Estas harmônicas relacionadas com o escorregamento presentes nas correntes, possuem campos magnéticos associados que podem ser detectados por sensores de campo magnéticos afixados externamente em MITs. No relatório do trabalho de iniciação científica desenvolvido por Queiroz (2021) foi desenvolvido um algoritmo de determinação da velocidade de MITs através da análise espectral das formas de onda da corrente de alimentação e do campo magnético externo destas máquinas através das harmônicas de excentricidade e bandas laterais. Na Figura 1 observa-se os espectros de frequência de duas sondas de correntes data1 e data2 e de dois sensores de campo magnético data3 e data4 afixados em um MIT de quatro polos alimentado por uma fonte senoidal de 60 Hz. Em todas as curvas, tanto nas de corrente como nas de campo magnético, ocorrem picos nas mesmas frequências, relacionadas as bandas laterais e a excentricidade do motor, conforme destacado pelas caixas de textos adicionadas.

Figura 3 – Espectro de frequências da corrente de alimentação e campo magnético externo de um MIT

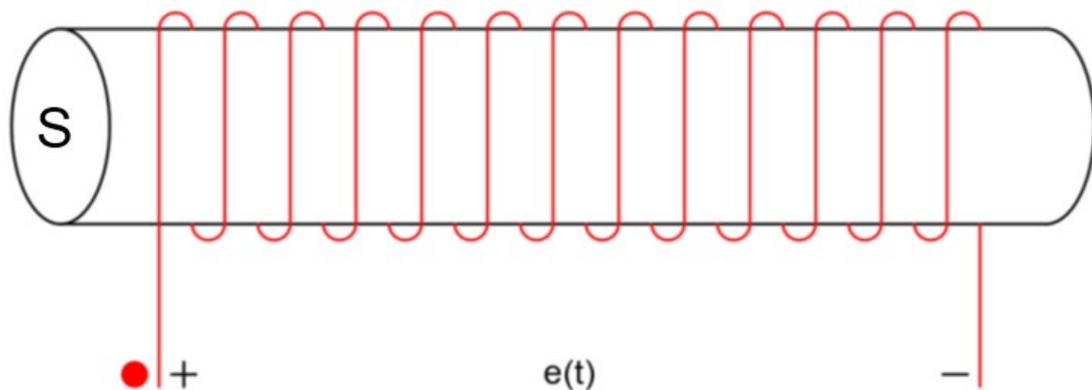


Fonte: Queiroz (2021), adaptada.

2.3 SENSOR DE CAMPO MAGNÉTICO POR INDUÇÃO (SCMI)

Neste projeto e em trabalhos anteriores desenvolvidos no GRUCAD, foi utilizado um sensor de campo magnético por indução (SCMI) cujo funcionamento é baseado na lei de Faraday-Lenz. O sensor consiste em uma bobina de fio esmaltado enrolada sobre um núcleo de plástico. Ao submeter a bobina à presença de um fluxo magnético variante no tempo $\varphi(t)$ transversal às suas N espiras, será induzida uma tensão $e(t)$ em seus terminais. Na Figura 4 é ilustrado a construção de um SCMI.

Figura 4 - Ilustração de um Sensor de Campo Magnético por Indução (SCMI)



Fonte: Elaborada pelo autor.

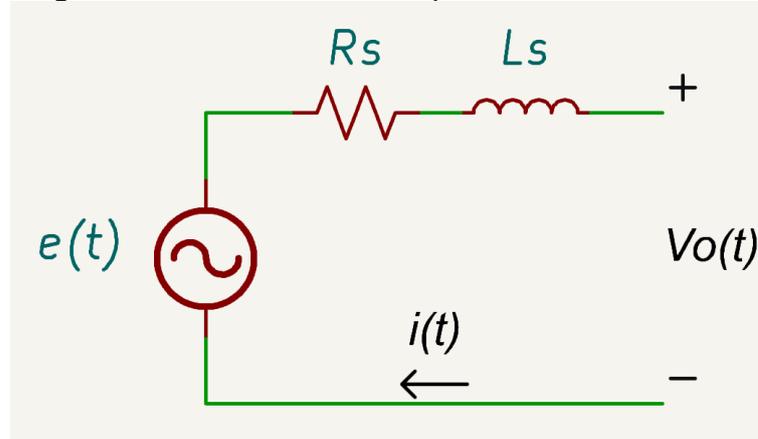
Considerando a indução magnética perpendicular à seção transversal S e permeabilidade magnética constante próxima da permeabilidade do vácuo μ_0 em todo o dispositivo, pode-se aproximar a tensão induzida por (2.8), em que $H(t)$ é o campo magnético.

$$e(t) = -NS\mu_0 \frac{dH(t)}{dt} \quad (2.8)$$

Esta equação evidencia que a tensão induzida é proporcional não ao campo magnético, mas à sua derivada temporal. Dessa forma, o sensor é incapaz de medir campos contínuos no tempo. A operação de derivação tem o efeito de amplificar componentes de frequência elevada, favorecendo a medição de sinais que sofrem atenuação da carcaça. Por outro lado, este efeito torna o sensor suscetível a ruídos de alta frequência.

O circuito elétrico equivalente do sensor ilustrado acima é mostrado na Figura 5, em que R_s é a resistência e L_s é a indutância do enrolamento do sensor.

Figura 5 - Circuito elétrico equivalente de um SCMI



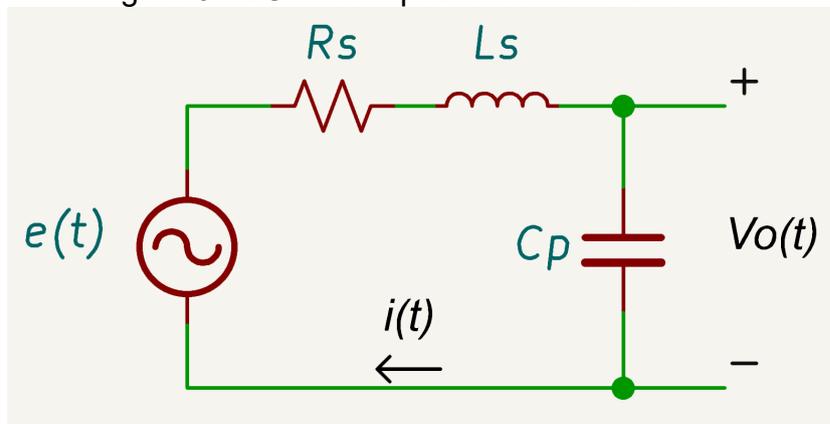
Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão terminal $V_o(t)$ é dada por (2.9), em que $e(t)$ é a tensão induzida dada por (2.8).

$$V_o(t) = e(t) - R_s i(t) - L_s \frac{di(t)}{dt} \quad (2.9)$$

Para evitar ruídos em altas frequências, é desejável adicionar um capacitor C_p em paralelo com a bobina, criando assim um filtro passa-baixas passivo RLC de segunda ordem com R_s e L_s , conforme Figura 6.

Figura 6 - SCMI com passa-baixa de 2ª ordem



Fonte: Elaborada pelo autor.

A frequência de corte f_c do filtro é definida por (2.10), e a função de transferência é dada por (2.11).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_p}} \quad (2.10)$$

$$T_{RLC}(s) = \frac{\frac{1}{L_s C_p}}{s^2 + \frac{R_s}{L_s} s + \frac{1}{L_s C_p}} \quad (2.11)$$

O nível de tensão gerada por esse tipo de sensor afixado externamente em carcaças de MIT é normalmente muito baixo. Para uma indução de 1 mT no ar a 60 Hz, em um enrolamento com N de 100 espiras e seção transversal S de 1 cm², a tensão induzida $e(t)$ é de aproximadamente 2,7 mV. Desta forma, para aquisição é necessário condicionamento do sinal, com filtragem para selecionar a banda de interesse e amplificação para nível de tensão do conversor analógico digital utilizado.

2.4 TRABALHOS PRECURSORES NO GRUCAD

Este trabalho baseou-se fortemente em trabalhos anteriores desenvolvidos no GRUCAD, em que foram desenvolvidos dispositivos de medição de formas de onda de campo magnético externo e de corrente de alimentação de máquinas elétricas. Nesta seção, serão descritos brevemente quatro trabalhos predecessores que fundamentaram o desenvolvimento do AQmag.

A tese de Mauricio Rigoni defendida em 2014, objetivou o desenvolvimento de um sistema de detecção de faltas incipientes em máquinas elétricas através da análise do espectro de frequência do campo magnético externo. Neste trabalho, Rigoni (2014) projetou um equipamento de medição de campo magnético portátil, embarcado em uma maleta (Figura 7) que continha circuitos de condicionamento de sinais, compostos por filtros passa baixa e antirrecobrimento, amplificadores de instrumentação, e um sistema de conversão do sinal analógico para digital.

Para aquisição do sinal, Rigoni (2014) utilizou um dispositivo de aquisição de dados da fabricante National Instruments com resolução de 16 bits, dos modelos

PCI-6261, USB-6259 e USB-6212. A plataforma utilizada para desenvolvimento da aplicação foi o LabVIEW também da National Instruments.

O LabVIEW facilita o desenvolvimento de aplicações de instrumentação, dado que sua programação é feita através de ícones gráficos ligados com linhas que determinam o fluxo dos dados, similar a um fluxograma. Os programas criados em LabVIEW são chamados de VI (*virtual instruments*), e a aparência da interface com o usuário e operação se assemelha a um instrumento real.

Como os sistemas de aquisição e a plataforma escolhida para desenvolvimento do *software* de aquisição são do mesmo fabricante, a compatibilidade e integração desses sistemas são facilitados. O sistema proposto por Rigoni (2014) possui um espaço para acomodação de um *notebook*, que executa o VI desenvolvido em LabVIEW para aquisição e armazenamento dos dados.

Figura 7 - Sistema de aquisição desenvolvido na tese de Rigoni (2014)



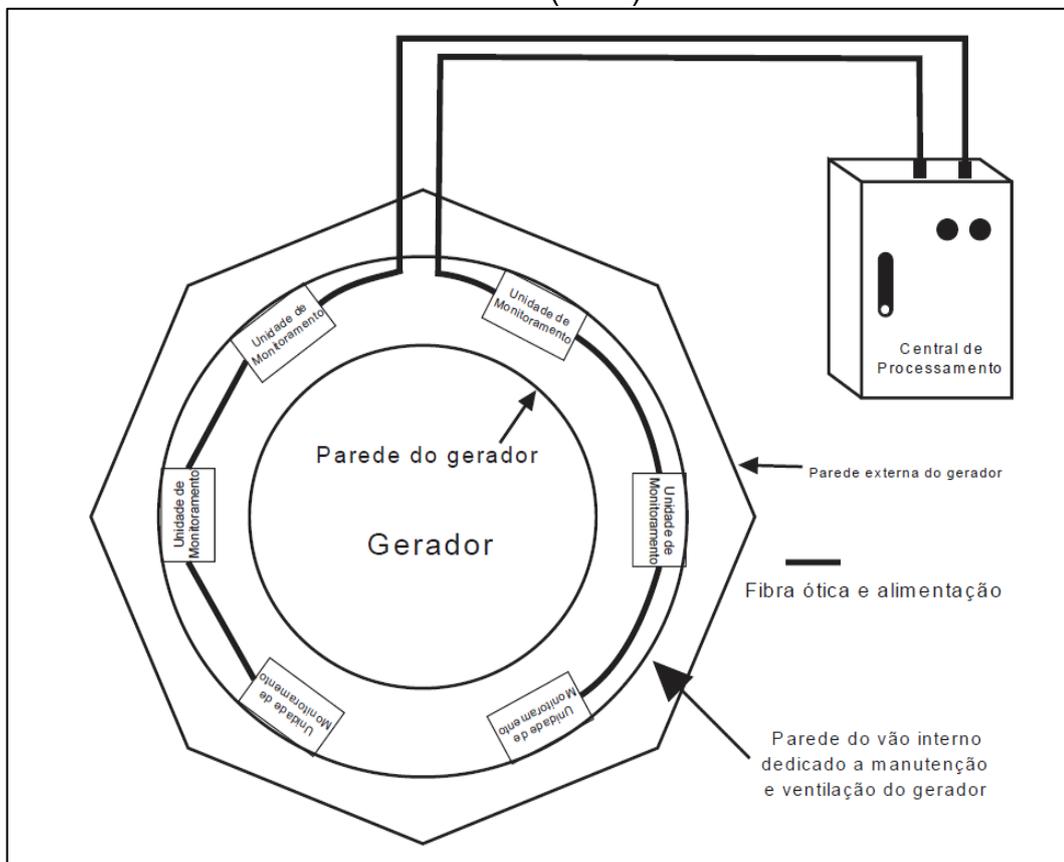
Fonte: Rigoni (2014).

Na dissertação de Helton Fernando dos Santos, defendida em 2016, é abordado o desenvolvimento de um equipamento para monitoramento de geradores síncronos através do campo magnético externo. O dispositivo proposto foi instalado dentro de unidades geradoras de usinas, com módulos denominados unidades de monitoramento distribuídas ao redor da máquina, e uma central de processamento.

A central de processamento conta com um CompactRIO NI-9082RT da National Instruments, que possui em um mesmo dispositivo um processador físico e um processador FPGA. Adicionalmente à central de processamento, foram utilizados dois módulos digitais de entrada e saída NI-9401 e um módulo analógico NI-9220. A programação do sistema foi desenvolvida no *software* LabVIEW. Neste trabalho, além do SCMI, Santos (2016) também utilizou sensores magnetoresistivos anisotrópicos. Para condicionamento do sinal dos sensores, foi desenvolvida uma eletrônica analógica de filtragem e amplificação.

Para a comunicação entre as unidades de monitoramento e a central de processamento, foi utilizada comunicação com fibra ótica, a fim de evitar a deterioração do sinal. Nas unidades de monitoramento foram utilizados microcontroladores PIC18F4525 e conversores analógico digital. Na Figura 8 está ilustrada a aplicação do sistema de medição desenvolvido por Santos (2016) em uma unidade geradora.

Figura 8 - Ilustração de uma aplicação do sistema desenvolvido na dissertação de Santos (2016)

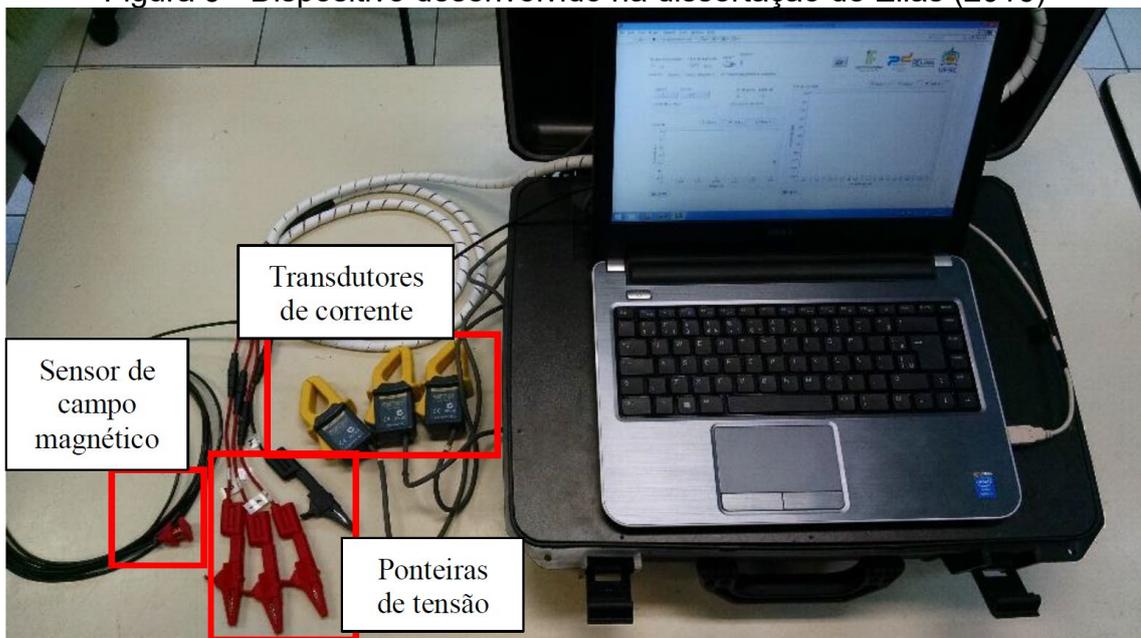


Fonte: Santos, 2016.

Na dissertação de Ricardo de Araujo Elias, publicada em 2016, é mostrado o desenvolvimento de um equipamento para medição de corrente de alimentação e campo magnético externo em MITs, com o objetivo de detectar faltas incipientes.

Foram utilizados dois tipos de sensores: SCMI para aquisição de campo magnético externo; e sondas de correntes da fabricante Yokogawa. Para tratamento dos sinais medidos, foi desenvolvida eletrônica de condicionamento de dados com filtros passa-baixas e amplificação. Para aquisição, foi utilizado um dispositivo de aquisição da National Instruments, modelo USB-6212 de 16 bits. O *software* para o protótipo foi desenvolvido utilizando LabVIEW. Semelhante ao trabalho de Rigoni (2014), foi desenvolvida uma maleta para conter o dispositivo proposto. Na Figura 9 é possível observar o protótipo desenvolvido por Elias (2016).

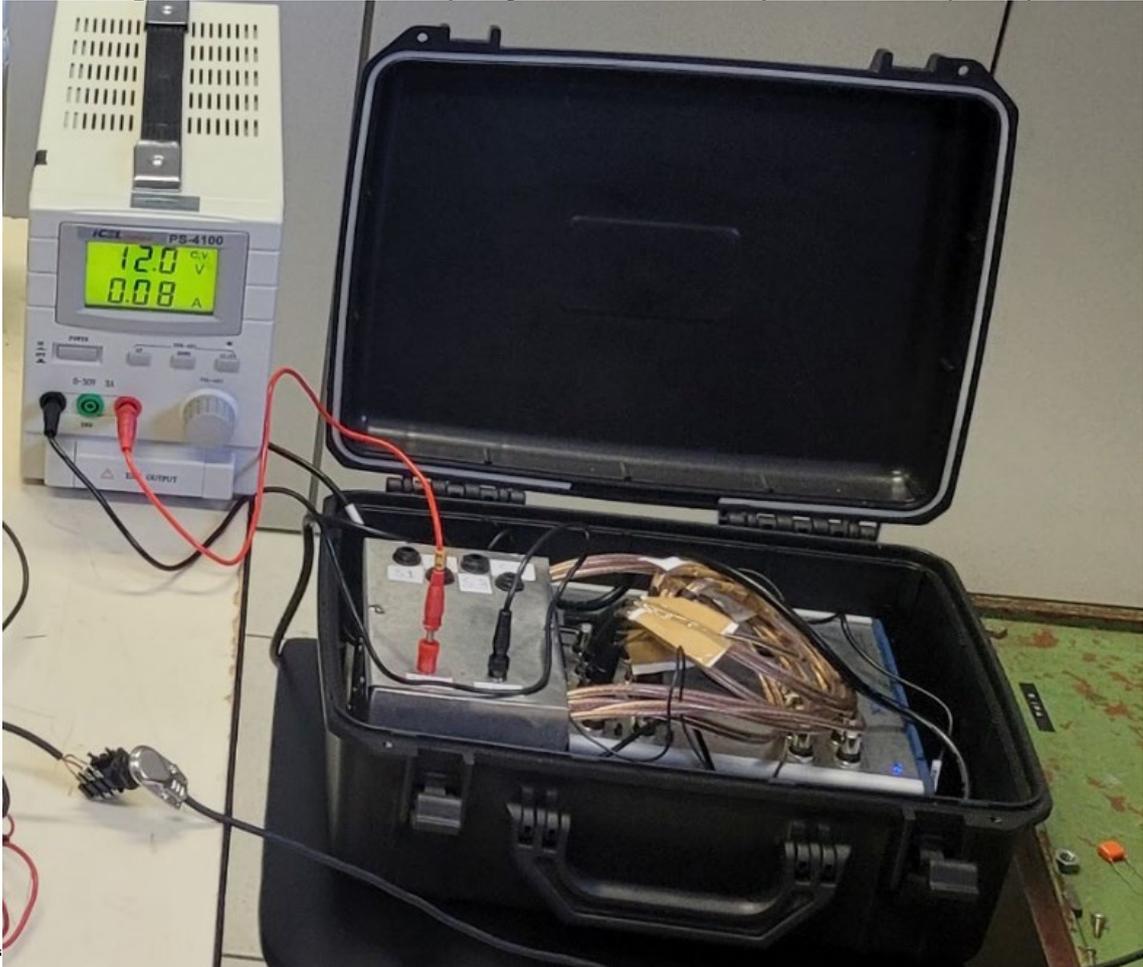
Figura 9 - Dispositivo desenvolvido na dissertação de Elias (2016)



Fonte: Elias, 2016.

O dispositivo desenvolvido mais recentemente no grupo de pesquisa foi a maleta mostrada na Figura 10, que compõe a dissertação de Luciano Bortoloto Antunes, defendida em 2023. Como neste trabalho o AQmag será muitas vezes comparado ao protótipo desenvolvido por Antunes (2023), doravante sempre que no texto for citado o termo maleta, isto será uma referência ao protótipo aqui descrito.

Figura 10 - Maleta de aquisição desenvolvida por Antunes (2023)



Fonte: Elaborada pelo autor.

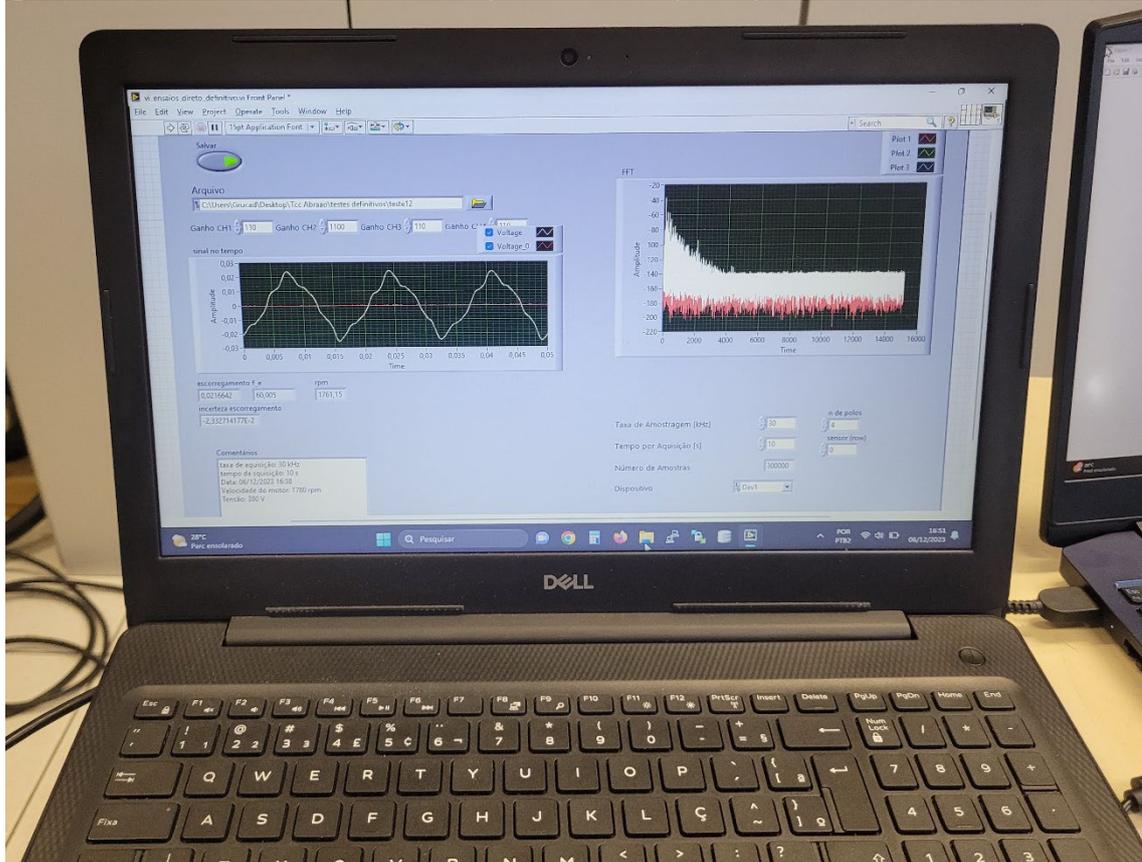
Neste trabalho, Antunes (2023) aborda estratégias para detecção de faltas incipientes em geradores síncronos através do fluxo magnético no entreferro. Para adquirir os dados desse fluxo, foi desenvolvida uma maleta baseada no trabalho de Santos (2016), que utiliza circuitos de condicionamento de sinais e um dispositivo de aquisição da National Instruments para aquisição dos dados.

O sistema desenvolvido por Antunes (2023) emprega transdutores de fluxo, que consistem em bobinas sondas compostas por espiras enroladas em um dente do estator do GS. É utilizada eletrônica analógica de condicionamento de sinais, com filtragem e amplificação ou atenuação do sinal. Este dispositivo também é compatível com SCMI. A aquisição do sinal foi feita utilizando um dispositivo de aquisição da National Instruments modelo USB-6361 BNC. Para blindar o sistema de interferências, as placas de condicionamento foram enclausuradas em uma caixa de alumínio, e foram utilizados cabos coaxiais nas conexões internas do sistema.

Um avanço da maleta em relação aos protótipos anteriormente citados foi a redução do volume, com o volume da maleta utilizada sendo aproximadamente um terço menor do que os sistemas anteriores.

O *software* de aquisição foi desenvolvido por Antunes (2023) no LabVIEW. Foram implementadas melhorias nas funcionalidades da aplicação em relação aos VIs já desenvolvidos no grupo, no que tange à visualização dos dados e ao aumento no número de variáveis controladas pelo usuário. Na Figura 11 é apresentada uma fotografia de um notebook executando a aquisição da forma de onda do campo magnético disperso em um MIT.

Figura 11 – *Software* desenvolvido por Antunes (2023) executado em um *notebook*



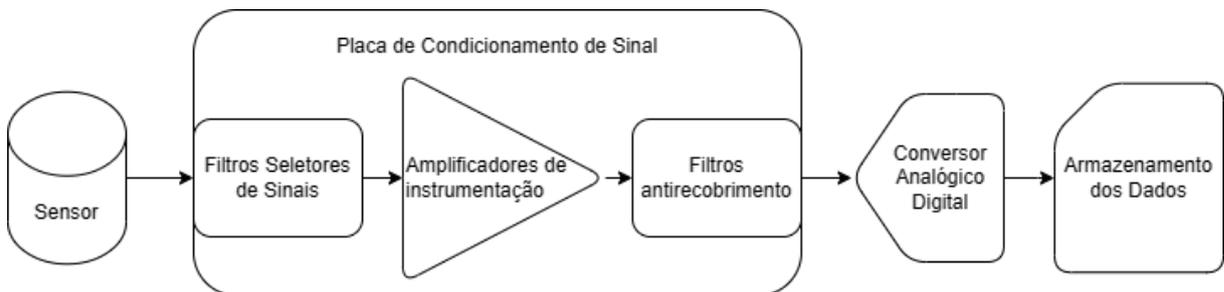
Este protótipo foi pensado não somente para a dissertação de Antunes (2023), mas semelhante ao dispositivo proposto neste trabalho, foi pensado em ser uma plataforma para pesquisas futuras no GRUCAD. Este trabalho foi escolhido para comparar com os resultados obtidos com o AQmag dado que é o trabalho mais recente do grupo, e foi validado na dissertação do autor.

Apesar de ter tido desempenho satisfatório, a baixa mobilidade e dificuldade de emprego em alguns ambientes hostis, como o ambiente industrial, por exemplo, por conta da necessidade de um computador para rodar a aplicação de aquisição, e o custo total elevado dos componentes da maleta de Antunes (2023), principalmente do dispositivo de aquisição, da licença do LabVIEW e do *notebook*, compõem a motivação do desenvolvimento do dispositivo produto deste trabalho.

3 DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA

Na seção anterior foram apresentados alguns dispositivos de aquisição desenvolvidos em trabalhos anteriores do GRUCAD. Todos eles apresentam uma arquitetura padrão ilustrada na Figura 12, onde tem-se um transdutor do sinal de interesse, que pode ser um sensor de campo magnético ou uma sonda de corrente.

Figura 12 – Diagrama de um dispositivo de aquisição de campo magnético externo em máquinas elétricas típico



Fonte: Elaborada pelo autor.

O sinal do sensor é tratado por uma placa de condicionamento, que possui filtros seletores de sinais, amplificadores e filtro antirrecobrimento. Após o tratamento analógico do sinal, ele é convertido em um sinal digital por um ADC (conversor analógico digital). O sinal digital é então salvo para análises futuras e opcionalmente pode receber algum tipo de análise já no momento da aquisição.

A seguir são apresentados os requisitos levantados para cada um dos componentes do dispositivo proposto neste trabalho.

3.1 DETERMINAÇÃO DE REQUISITOS MÍNIMOS

Usando as experiências anteriores do grupo de pesquisa, foram definidos os requisitos mínimos que atenderiam a medida indireta do escorregamento de MITs e outras possíveis aplicações do projeto.

O circuito de condicionamento para o sinal do SCMI deve mitigar o efeito do recobrimento do sinal devido a amostragem tornando esse recobrimento imperceptível aos níveis de discretização do ADC. Neste circuito de condicionamento do sinal também deve ser aplicado ganho suficiente que torne a amplitude do sinal compatível com o nível de tensão de entrada do ADC.

Como exposto na seção 2.3, o nível dos sinais gerados pelos SCMI é muito pequeno, o que os tornam muito suscetíveis a ruídos de modo comum da rede de 60 Hz. Desta forma é fundamental que o condicionamento e conversão do sinal tenha alta rejeição de modo comum.

Para a aplicação de medição da velocidade de rotação de MITs, com base nos aspectos teóricos apresentados anteriormente, foi definido que as frequências de interesse são limitadas a 1000 Hz, visando também possíveis aplicações futuras. Segundo o Teorema de Nyquist, a taxa mínima de amostragem seria de 2 kSPS (*kilo samples per second*, mil amostras por segundo). Porém, nessa taxa, a reconstrução do sinal em frequências próximas a 1 kHz ficaria prejudicada, dado o baixo número de amostras por período. Assim, para que se tenha uma reconstrução mais próxima do sinal original, optou-se por uma frequência mínima de 10 kSPS, que garante dez amostras do sinal em cada período de uma harmônica de 1 kHz.

O período de aquisição foi definido em 10 segundos para obter uma transformada discreta de Fourier com resolução de 0,1 Hz. Períodos menores que 10 segundos geram FFTs de baixa resolução, mascarando possíveis harmônicas de interesse, além de baixa precisão da posição de cada uma dessas harmônicas no eixo da frequência. Períodos maiores ficam suscetíveis a variações no ponto de operação do motor e dividem a energia das harmônicas em suas laterais, dificultando a análise dos dados sem adicionar necessariamente qualidade.

Em dados coletados em ensaios realizados em projetos anteriores no GRUCAD, foi percebido que as amplitudes das frequências de interesse deste trabalho podem ser em torno de 90 dB menores do que a fundamental do sinal. Desta forma, a resolução mínima para perceber esses sinais é de 14,94 bits efetivos. Considerando os valores comerciais de conversores analógicos digitais do mercado, a resolução do ADC definida para o projeto foi de 16 bits, que torna possível a detecção de harmônicas de até 96,33 dB menores do que a fundamental do sinal, considerando a utilização máxima da escala do ADC.

A ideia deste trabalho foi desenvolver um dispositivo que possa ser usado pelo grupo de pesquisa em trabalhos futuros, assim era desejável que fosse feita uma interface amigável aos usuários que não conheçam completamente o funcionamento de cada componente do sistema proposto, em que o sistema atuasse como uma “caixa preta” que condicione, meça e armazene os dados de campo disperso coletados de MITs e outras máquinas elétricas, expandindo o escopo da

aplicação do dispositivo proposto e servindo como instrumento para diferentes linhas de pesquisa no GRUCAD.

Sumarizando os requisitos mínimos definidos, tem-se:

- Ganho suficiente e alta rejeição de modo comum;
- Filtro antirrecobrimento, que preserve sinais de até 1 kHz;
- Período de aquisição de dez segundos;
- Taxa mínima de aquisição de 10 kSPS;
- Resolução mínima do conversor analógico digital (ADC) de 16 bits;
- Interface de uso simples e intuitiva.

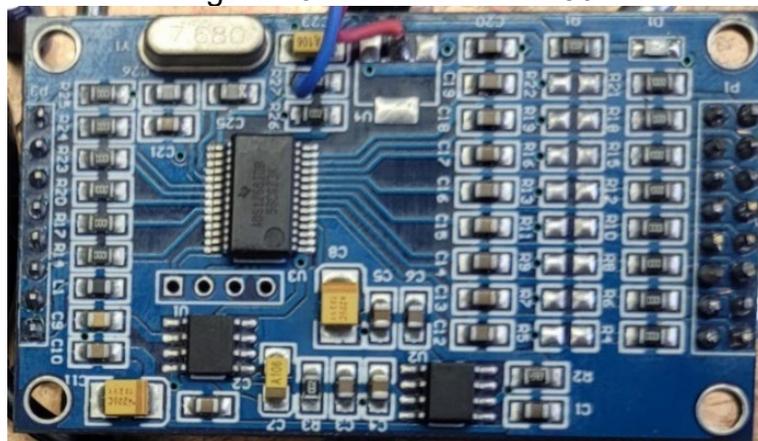
3.2 SELEÇÃO DE COMPONENTES PARA AQUISIÇÃO DO SINAL

Nesta subsecção estão descritos os componentes selecionados para o projeto e a motivação da escolha de cada um deles.

3.2.1 Módulo Conversor Analógico Digital ADS1256

Dados os requisitos do conversor analógico digital levantados para o sistema, foi feita uma pesquisa dos circuitos integrados (CI) disponíveis no mercado. Durante a pesquisa, foi encontrado uma placa que pode ser usada de forma modular (Figura 13) que contém além do CI ADS1256, componentes periféricos necessários e recomendados pelo fabricante na folha de dados para o funcionamento do ADC.

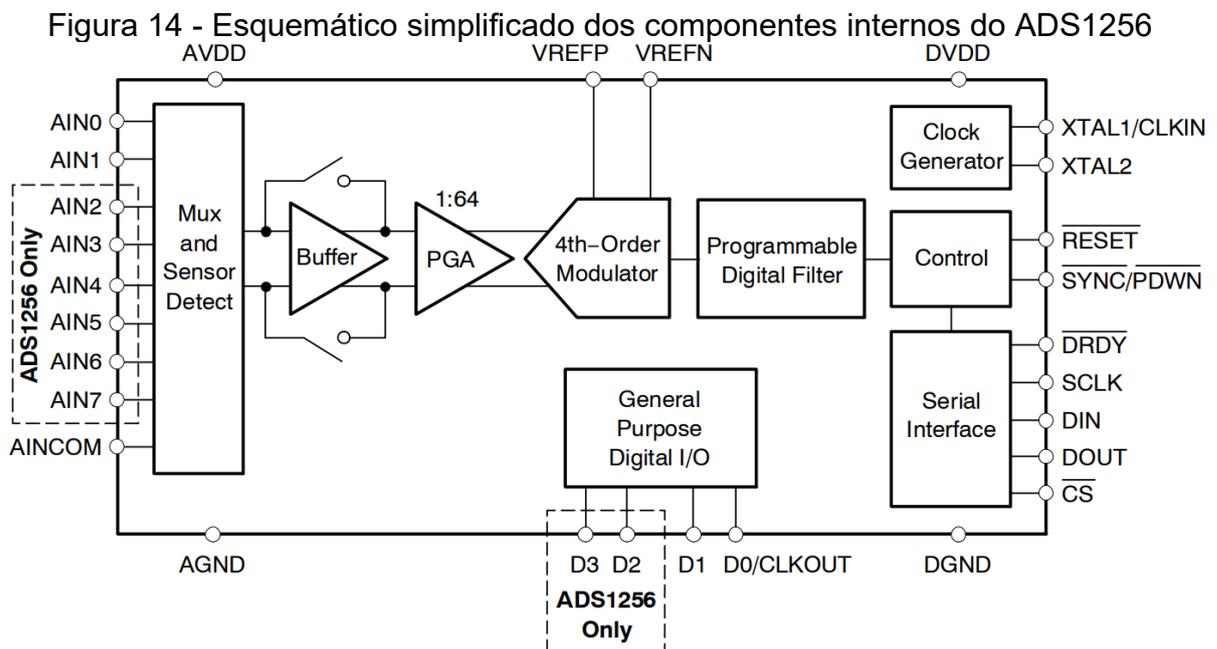
Figura 13 - Modulo ADS1256



Fonte: Elaborada pelo autor.

O ADS1256 é um conversor analógico digital desenvolvido e fabricado pela Texas Instruments que possui resolução de 24 bits, taxa de amostragem de até 30 kSPS referenciada por um oscilador de cristal que garante alta precisão e repetibilidade entre os ensaios. Essas duas características, tanto a resolução quanto a taxa de amostragem são suficientes e até mesmo superiores aos requisitos iniciais do projeto.

A Figura 14 apresenta a arquitetura interna do ADS1256, com blocos representando cada um dos seus principais componentes. Estão presentes no CI nove entradas, sendo elas AIN0 a AIN7 e AINCOM. O ADS1256 é capaz de fazer a leitura diferencial de qualquer combinação de duas dessas entradas, assim sendo capaz de fazer a leitura de 4 pares diferenciais usando duas a duas as entradas entre AIN0 a AIN7, o que o torna muito útil pois não precisa de eletrônica adicional para leitura de sinais alternados. Opcionalmente é possível utilizar até oito entradas singulares referenciadas a entrada AINCOM.



Fonte: Texas Instruments (2024).

Após o multiplexador está presente um *buffer* que possibilita aumentar a impedância de entrada do ADC. O ADS1256 possui também um Amplificador de Ganho Programável (PGA), que pode ser programado para aplicar ganhos em potências de 2 de 1 a 64 vezes, permitindo adequar o ADC para o nível de tensão do sinal de entrada sem perdas na resolução.

A conversão do sinal é feita por um modulador de quarta ordem, seguido por um filtro digital. Além da amostragem a taxa fixa, é possível operar o ADS1256 fazendo aquisições sobre demanda, fornecendo uma amostra sempre que houver uma mudança de estado de nível lógico alto para baixo na sua entrada SYNC/PDWN, que está ligada ao seu bloco de controle, onde também está ligado o pino de RESET do CI.

A comunicação com o ADS1256 é feita por protocolo SPI. Ele também aceita uma comunicação simplificada, porém como não foi utilizada no projeto não será descrita neste trabalho.

O modo de aquisição usado no projeto foi a leitura de um par diferencial de forma contínua a taxa fixa. Neste modo, sempre que uma nova amostra está disponível para ser transferida, o ADS1256 muda o estado da saída DRDY de nível alto para baixo. A estratégia de aquisição envolve monitorar essa saída, e após a mudança de estado fazer a leitura da amostra via interface serial SPI. Na seção 3.4 (Lógica de Programação), a estratégia utilizada para comunicação com o microcontrolador é melhor apresentada.

Segundo a folha de dados fornecida pela Texas Instruments, para que o ADS1256 tenha referência para as taxas de aquisição nominais, as entradas XTAL1 e XTAL2 devem ser conectadas a um cristal oscilador de 7,68 MHz. É possível opcionalmente fornecer uma fonte de *clock* externa através da entrada XTAL1/CLKIN.

Também é necessária para o funcionamento do ADS1256 uma referência de tensão externa V_{ref} entre 0,5 V e 2,6 V, que deverá ser conectada às entradas VREFN e VREFP. A tensão usada como referência deve ser precisa, pois além de ser utilizada para calibração interna, também é utilizada para delimitar a escala máxima de tensão de entrada, que é dada por $\pm 2V_{ref}/PGA$.

O ADS1256 possui 4 entradas/saídas digitais de propósito geral, que podem ser configuradas da forma que o usuário desejar. Podem ser usadas como expansão para as portas de propósito geral do microcontrolador, por exemplo. A porta D0 também pode ser configurada como uma saída de *clock*, permitindo assim gerar uma referência de *clock* para outros dispositivos, possibilitando a sincronização de mais conversores, por exemplo.

Na folha de dados também estão descritas mais características e funcionalidades do ADS1256 como o sistema de detecção de curto circuito ou

circuito aberto nas entradas do ADC, os tempos para cada processo da amostragem, as características típicas de *offset*, histogramas de erro do ganho e ruído, número efetivo de bits em diferentes condições, não linearidades, funcionamento do multiplexador, do *buffer* de entrada, do PGA, do circuito modulador, da calibração interna, do filtro digital, da resposta em frequência, além de diferentes modos de uso e estratégias de programação.

As características como impedância e o número efetivo de bits do ADS1256 variam de acordo com a taxa de amostragem, o uso ou não do *buffer* e o ganho do PGA. Neste trabalho foi utilizado o ADS1256, com uma referência de tensão externa V_{ref} de 2,5 V, o que permite aquisição de sinais diferenciais entre -5 volts e +5 volts, um cristal oscilador de 7,68 MHz, o PGA configurado para ganho unitário (tensão máxima de entrada de $\pm 2V_{ref}$), *buffer* de entrada desligado e taxa de amostragem de 30 kSPS. Nestas condições o ADS1256 apresenta as seguintes características:

- Impedância diferencial de entrada de 150 k Ω ;
- Rejeição de modo comum típica de 110 dB para 60 Hz;
- Não linearidade integral típica de $\pm 0,0003$ %FSR (amplitude total da escala), no qual $FSR = 4V_{ref}/PGA$;
- Ruído referido à entrada de 10,341 μV_{rms} ;
- 19,9 bits efetivos;
- 17,1 bits de resolução livre de ruído;
- *Offset drift* ± 100 nV/ $^{\circ}C$;
- *Gain drift* $\pm 0,8$ ppm/ $^{\circ}C$.

Assim, o ADS1256 não só cumpre os requisitos mínimos especificados para o projeto, como oferece muitos recursos adicionais, que apesar de nem todos serem utilizados neste projeto, podem ser aplicados em futuras melhorias e expansões deste trabalho. Dada a facilidade e baixo custo de aquisição do módulo completo com o ADS1256 (em torno de R\$ 120,00 em lojas no Brasil e US\$ 12,00 em lojas chinesas na época de elaboração deste trabalho), este foi considerado adequado para a aplicação, facilitando a manutenção e reprodução do dispositivo proposto. O Anexo A apresenta o esquemático do circuito fornecido pelo vendedor do módulo. Como não foi fornecido pelo fabricante, o circuito foi conferido na placa, para verificar se havia sido implementado conforme descrito no esquemático.

3.2.2 Plataforma microcontroladora Lolin D32 Pro (ESP32-WROVER)

Após a escolha do ADC, buscou-se um microcontrolador capaz de fazer comunicação SPI a uma frequência de 1,96 MHz, que é a frequência máxima indicada pela folha de dados do ADS1256 quando utilizando um cristal oscilador de 7,68 MHz. Também é necessária a compatibilidade com memória capaz de armazenar as aquisições sem impactar na taxa de aquisição.

Como a taxa de aquisição foi definida em 30 kSPS e o ADC possui resolução de 24 bits, são produzidos por segundo noventa mil bytes. Como o tempo de aquisição são 10 segundos, são produzidos ao todo 900.000 bytes a cada aquisição. Assim, a plataforma microcontrolada deveria ter, ou ser compatível, com uma memória que tivesse espaço para o armazenamento durante a aquisição de 879 kB (quilobytes) e taxa de armazenamento que não impactasse a aquisição.

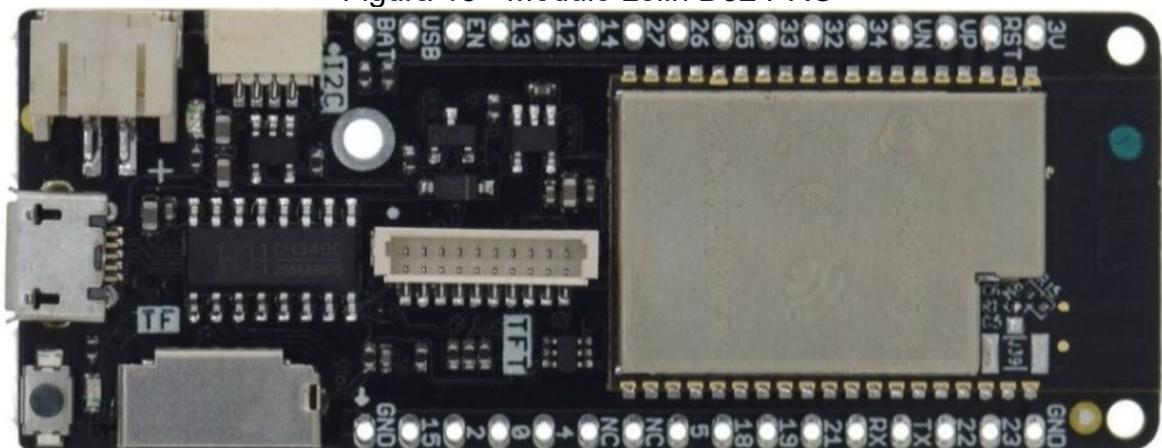
Inicialmente, como se desejava armazenar as amostras em cartões de memória do tipo TF (micro SD) de forma a permitir a transferência dos dados da aquisição para um computador, em que posteriormente seria feita a análise, pensou-se em armazenar a aquisição diretamente no cartão de memória. Porém esse tipo de memória não é capaz de atingir a taxa de armazenamento necessária para o projeto.

O GRUCAD tinha disponível um microcontrolador STM32F103C8T6, e como esse microcontrolador atendia o requisito de velocidade de comunicação no protocolo SPI, pensou-se inicialmente em utilizá-lo no projeto. Levando em conta a intenção do desenvolvimento do projeto utilizando módulos comerciais, buscou-se no mercado um módulo de memória que cumprisse os requisitos mínimos descritos acima.

Durante a busca pela memória, foi encontrado o microcontrolador ESP32-WROVER, que é uma plataforma desenvolvida pela Espressif que integra dois microprocessadores de baixo consumo Xtensa® 32-bit, com frequência de até 240 MHz, que suporta nativamente cartões de memória SD/TF, protocolos de comunicação SPI, UART, I2c, CAN e outros, e possui ainda integrado no mesmo módulo um *chip* de memória PSRAM de até 4 MB (megabytes) e uma memória *flash* de até 16 MB adicionais. Este microcontrolador possui muitas outras funcionalidades e capacidades como WiFi e Bluetooth, que não serão aqui descritas pois não foram utilizadas no projeto.

Dentre as placas que possuem um módulo ESP32-Wrover, foi selecionada a placa desenvolvida pela Wemos, modelo Lolin D32 PRO (Figura 15), que possui embarcado um módulo ESP32-WROVER com 16 MB de memória Flash e 4 MB de memória PSRAM adicionais. Como eram necessários para o projeto ao menos 879 kB de memória RAM para armazenamento de dados, os 4 MB disponíveis são mais do que suficientes. Este módulo possui também um conector para cartão TF e pode ser alimentado por uma fonte externa de 5 volts ou 3,3 volts, ou uma bateria de lítio de 3,7 volts, com um CI dedicado ao gerenciamento da bateria que permite inclusive a carga da bateria quando o módulo é alimentado com fonte de 5 V.

Figura 15 - Módulo Lolin D32 PRO



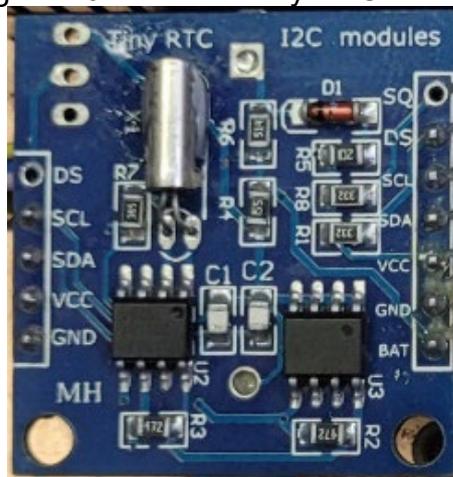
Fonte: Wemos (2024).

O Lolin D32 PRO também possui a característica de pequena dimensão e fácil integração ao projeto, conferindo a característica modular buscada. O custo de aquisição desse módulo também é relativamente baixo, quando comparado com outras famílias de microcontroladores do mercado, como as famílias Arduino, STM32, Teensy, MSP430 e Raspberry Pico. Além disso, nenhum dos microcontroladores citados possuem integrada a quantidade de memória RAM necessária a aplicação. O único concorrente de funcionalidades de baixo custo encontrado para o ESP32-WROVER é o ESP32-S3, também da família de microcontroladores ESP32 da Espressif.

3.2.3 Módulo Tiny RTC DS1307

A fim de complementar o sistema e facilitar a identificação dos dados adquiridos em cada ensaio, foi adicionado ao projeto o módulo RTC (*real time clock*, relógio de tempo real) mostrado na Figura 16, que contém um relógio que permite ao sistema manter a data e hora atualizadas, mesmo que este seja desenergizado, pois o módulo conta com bateria própria. O modelo escolhido foi um módulo que pode ser facilmente encontrado, baseado no CI DS1307.

Figura 16 - Módulo Tiny RTC DS1307



Fonte: Elaborada pelo autor.

3.3 CIRCUITO DE CONDICIONAMENTO

De acordo com os requisitos do projeto, foi definido que o sistema deveria possuir um filtro antirrecobrimento que preserve sinais de até 1 kHz, tornando o recobrimento imperceptível aos níveis de discretização do ADC. Além do filtro antirrecobrimento, a etapa de condicionamento de sinal deve aplicar um ganho capaz de elevar o nível de tensão do sinal gerado pelo SCMI para aproveitar a escala do ADC.

Com os parâmetros escolhidos para o projeto, o ADC pode ler sinais diferenciais entre -5 V a +5 V. Assim, foi definido que o sinal após o condicionamento deveria estar entre ± 3 V a $\pm 4,5$ V, evitando trabalhar próximo ao nível de saturação do ADC ou em nível de tensão muito menor do que o ADC é capaz de medir, subutilizando sua resolução.

Considerando que o ADC possui 24 bits de resolução, para que o recobrimento não seja percebido pelo conversor, deve ser aplicada uma atenuação que corresponda no mínimo à metade do menor nível de discretização do ADC a partir da frequência de medição (30 kHz) diminuída da máxima frequência de interesse, no caso 1 kHz.

O cálculo da atenuação mínima está mostrado em (3.1), onde b é o número de bits do ADC. Desta forma, deseja-se que seja aplicada uma atenuação mínima de 150,515 dB a partir de 29 kHz.

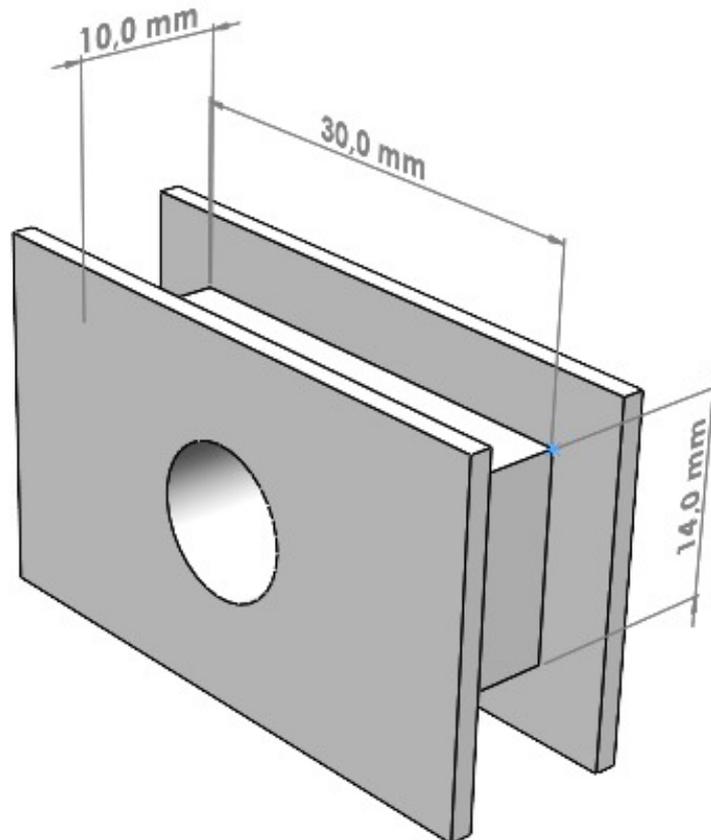
$$A_{min}(b) = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{2^{b+1}} \right) \quad (3.1)$$

Levando em conta estes requisitos, não foram encontrados módulo comerciais de filtragem e amplificação de baixo custo e fácil aquisição. Desta forma foi projetada e construída uma placa de condicionamento de sinal analógico específica. Esta placa foi projetada pensando em ser usada de forma modular, para manter a filosofia do projeto.

Para atingir esse valor de atenuação, foram combinadas duas estratégias. Implementou-se um filtro passivo passa-baixas RLC de segunda ordem pela associação da indutância e da resistência do transdutor com um capacitor em paralelo, conforme indicado anteriormente na Figura 6. Para atingir a atenuação necessária faltante, adicionou-se em cascata um filtro passa-baixas ativo, implementado através da arquitetura Sallen-Key utilizando amplificadores operacionais, resistores e capacitores. Os desenvolvimentos desses filtros estão descritos posteriormente neste trabalho.

Para este trabalho foi utilizado um SCMI com 900 espiras enroladas em um carretel retangular feito em material plástico com medidas indicadas na Figura 17, que já havia sido utilizado em ensaios anteriores no GRUCAD. Este sensor tinha configuração conforme a Figura 5, sem capacitor em paralelo com a bobina. Desta forma, foi necessário fazer uma modificação, adicionado um capacitor em paralelo visando atingir uma frequência de corte de 1 kHz.

Figura 17 - Modelo 3D do carretel utilizado para confecção do SCMI



Fonte: Elaborada pelo autor.

Os dados disponíveis da última aquisição feita utilizando este transdutor e a maleta desenvolvida na dissertação de Antunes (2023) em um MIT de 1,5 cv, que também foi utilizado para os ensaios do presente trabalho, indicavam que o nível de tensão obtido era algo em torno de ± 3 mV de pico. Por um erro na documentação, considerou-se que a forma de onda salva contabilizava um ganho de 11.000 vezes, de forma que o nível de sinal esperado seria na ordem de centenas de nanovolts. Desta forma foi definido que o ganho do condicionamento do sinal deveria ser de 100.000 vezes, ou 100 dB.

Para obter alta rejeição ao modo comum, baixo *offset* e alta impedância de entrada, um primeiro estágio de amplificação foi realizado utilizando um amplificador de instrumentação com ganho de 60 dB, em série com o filtro ativo Sallen-Key com ganho de mais 40 dB, atingindo o ganho desejado.

As etapas do projeto da placa de condicionamento do sinal são descritas a seguir.

3.3.1 Filtro passivo RLC

Para a implementação do filtro RLC passivo no transdutor, inicialmente foram medidos os valores de R_s e L_s do SCMI utilizando uma ponte LCR. Os valores obtidos foram L_s de 24,49 mH, e R_s de 98,35 Ω , conforme pode ser visualizado na Figura 18.

Figura 18 - Valores de R_s e L_s medidos



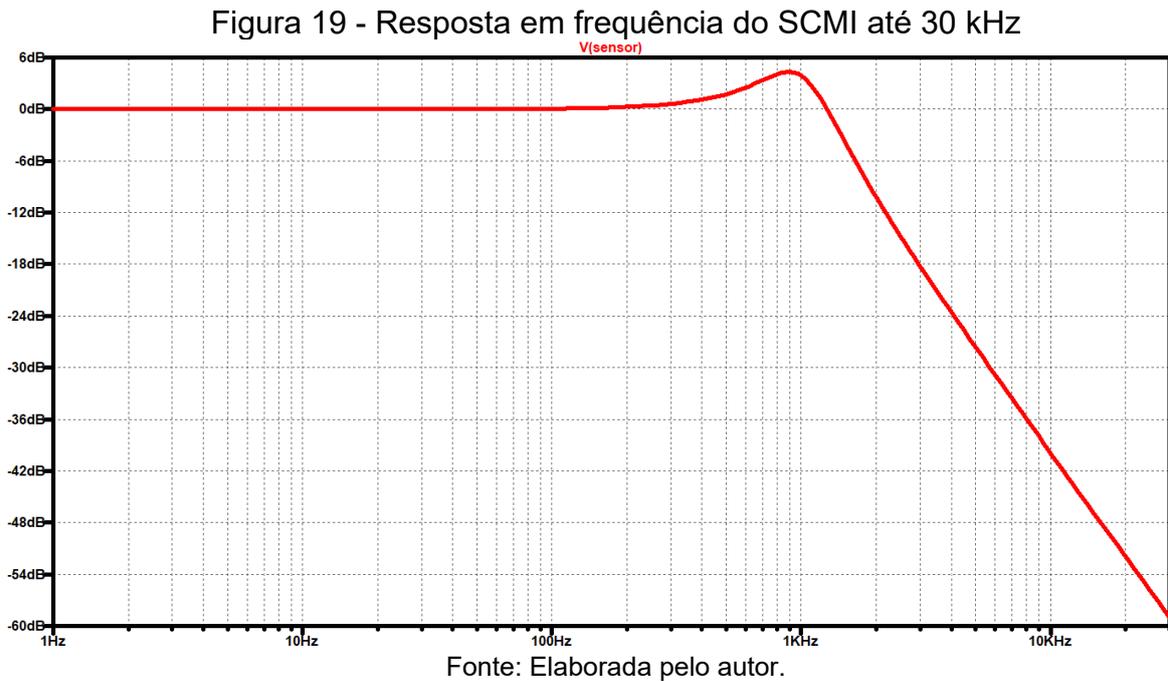
Fonte: Elaborada pelo autor.

A capacitância C_p necessária para obter uma frequência de corte f_c de 1 kHz foi calculada a partir de (3.2). Com base no valor calculado de 1,034 μF , foi adicionado um capacitor de filme poliéster com valor comercial de 1 μF em paralelo com a bobina. O valor medido de capacitância adicionada C_p foi 1,028 μF . Estes parâmetros resultam em uma frequência de corte f_c em 1003,1 Hz e um fator de qualidade do filtro $Q = 1,56936$, gerando um ganho máximo de aproximadamente 4 dB nas frequências próximas menores do que a frequência de corte.

$$C_p = \frac{1}{L_s(2\pi f_c)^2} \quad (3.2)$$

A função transferência teórica do sensor é descrita em (3.3), e a resposta em frequência simulada no software LTspice pode ser observada na Figura 19.

$$T_{RLC}(s) = \frac{3,972081 * 10^7}{s^2 + 4,015924 * 10^3 s + 3,972081 * 10^7} \quad (3.3)$$



3.3.2 Filtro Ativo Passa-Baixas Butterworth de Quarta Ordem em Estrutura Sallen-Key com Ganho de 40 dB

Com a função transferência do filtro RLC calculada, foi criado um gabarito da resposta em frequência desejada para o condicionamento do sinal. O sinal deveria ter característica plana na banda de passagem com ganho de 100 dB, aceitando uma atenuação máxima de 1 dB em 1 kHz e atenuação mínima em relação a faixa plana da banda de passagem de 150,515 dB a partir de 29 kHz.

Para mitigar possíveis erros relacionados a tolerância e não idealidades dos componentes o gabarito utilizado para calcular o filtro foi um pouco mais restritivo, indicando um ganho de 100 dB na banda de passagem, atenuação máxima em 1,1 kHz de 1 dB, e atenuação mínima de 152 dB em 28 kHz.

Para que se atingisse uma característica monotônica e faixa de ganho plana, foi escolhido um filtro do tipo Butterworth. Conforme se pode observar na Figura 19 o transdutor já oferece 57,82 dB de atenuação em 28 kHz, desta forma seria

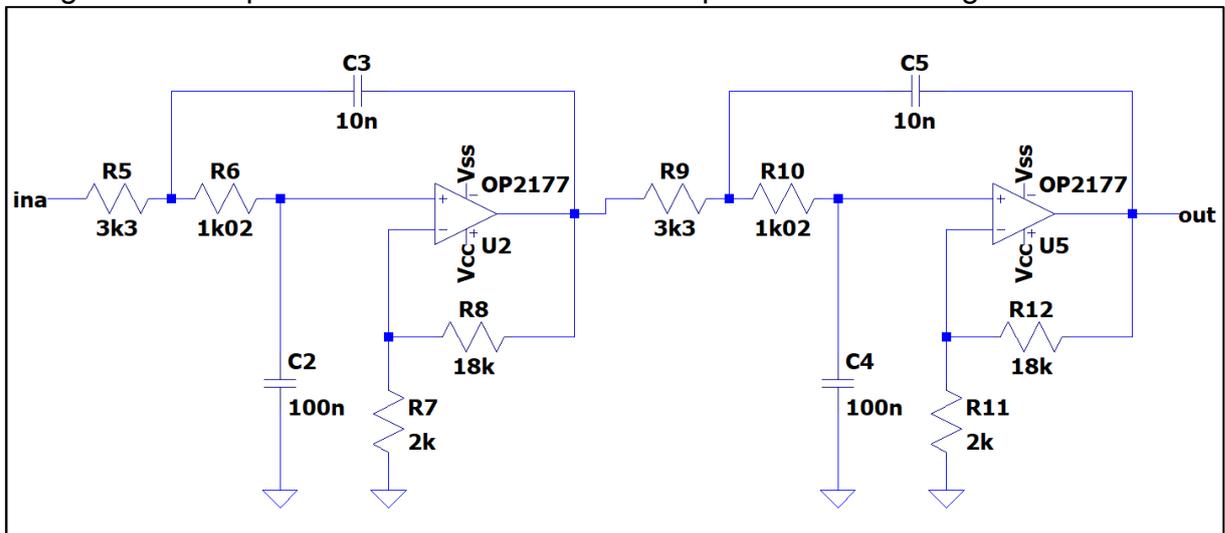
necessário que o filtro ativo atenuasse o sinal em 94,18 dB adicionais. Também foi definido que seria necessário aplicar ganho de 40 dB nesse estágio do condicionamento.

Utilizando o método de cálculo de aproximação de função transferência descrita no livro *Filtros seletores de sinais* de Noceti Filho (2020) utilizando como parâmetros o ganho de 40 dB na faixa plana, atenuação máxima de 1 dB em 1100 Hz e atenuação mínima de 94,18 dB em 28 kHz, foi calculada a necessidade de um filtro de quarta ordem.

Para a implementação da função calculada foi escolhida a configuração de duas estruturas de filtro ativo com amplificador operacional Sallen-Key de segunda ordem em cascata.

Desejava-se a utilização de resistores e capacitores disponíveis no LAESP, desta forma foi feito escalamento de impedância, e através de ajuste realizado por simulações no *software* LTspice, foram definidos os componentes indicados na Figura 20.

Figura 20 - Esquema elétrico do filtro ativo de quarta ordem com ganho de 40 dB



Fonte: Elaborada pelo autor.

A função transferência de cada estágio do filtro é expressa em (3.3).

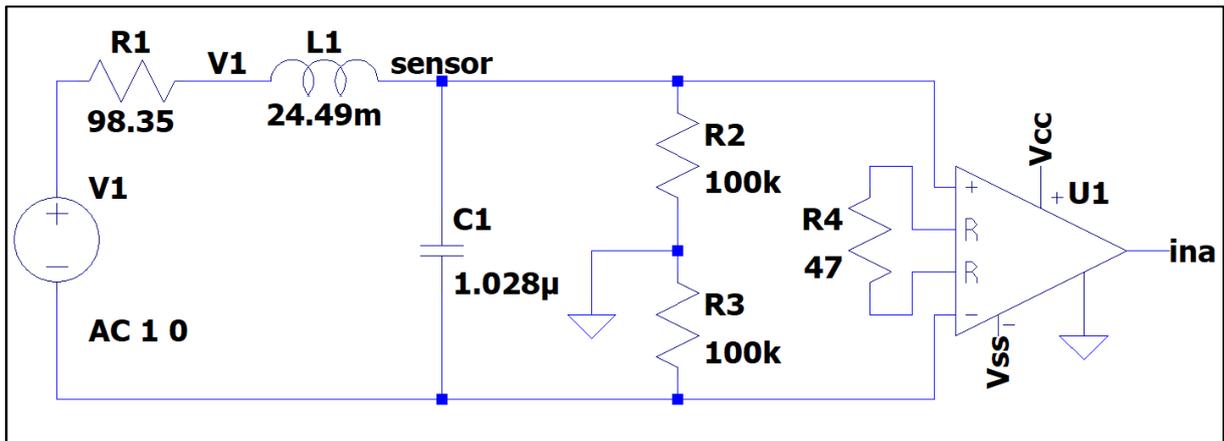
$$T_{SK}(s) = \frac{2,970885 * 10^9}{s^2 + 4,010695 * 10^4 s + 2,970885 * 10^8} \quad (3.3)$$

3.3.3 Projeto completo da placa de condicionamento.

Com os estágios de filtragem definidos, foi iniciada a integração de todos os estágios de condicionamento do sinal. Foram adicionados dois resistores de polarização de 100 k Ω para terra na entrada da placa de condicionamento, e aplicado o primeiro estágio de ganho, que é feito por um amplificador de instrumentação da Texas Instruments INA118.

O ganho do INA118 desejado era de 60 dB, e para isso seria necessário um resistor de ganho R_G de 50,05 Ω , porém o valor mais próximo disponível era de 47 Ω . Desta forma o ganho deste estágio ficou em 60,54 dB. Na Figura 21 está uma captura de tela deste circuito feito no software LTspice, com o circuito equivalente do SCMI, os resistores de polarização e o amplificador de instrumentação.

Figura 21 - Circuito elétrico equivalente do SCMI e primeiro estágio de ganho do condicionamento

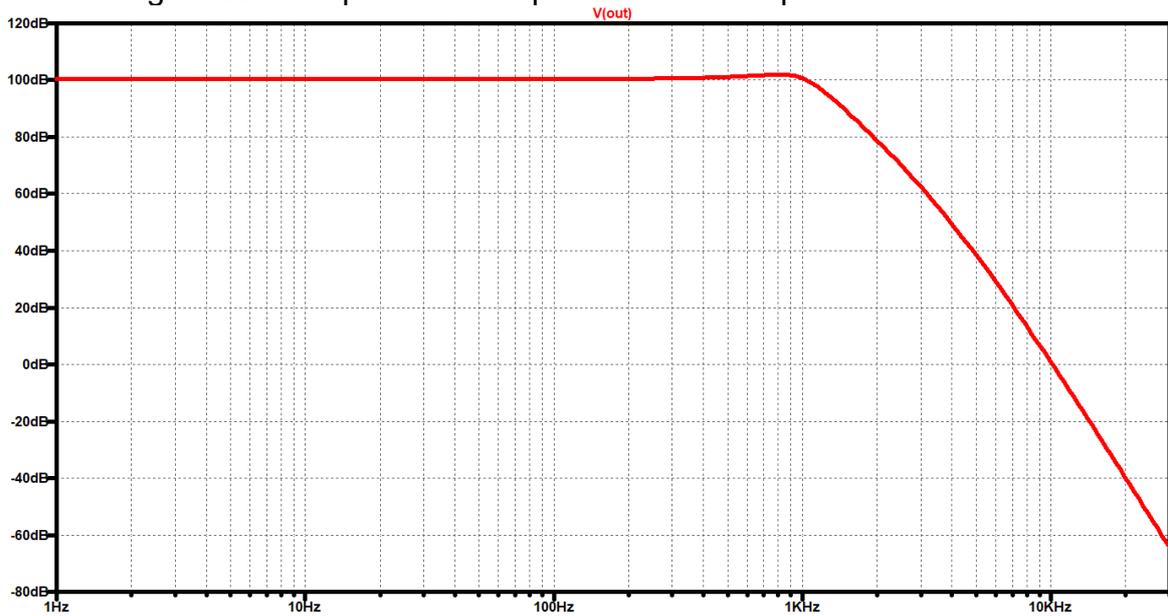


Fonte: Elaborada pelo autor.

O filtro Sallen-Key descrito na seção anterior (Figura 20) foi associado em série com o INA118. O amplificador escolhido para a implementação foi o OP2177 da Analog Devices, que possui dois amplificadores operacionais no mesmo encapsulamento. Este CI foi escolhido dentre as opções disponíveis no LAESP por apresentar baixo *offset*, baixo ruído e alta rejeição de modo comum, sendo inclusive sugerido pelo fabricante para a aplicação de filtros de precisão.

Na Figura 22, é mostrada a resposta em frequência esperada para o circuito de condicionamento completo levando em conta o efeito do filtro RLC implementado no transdutor SCMI simulada no software LTspice.

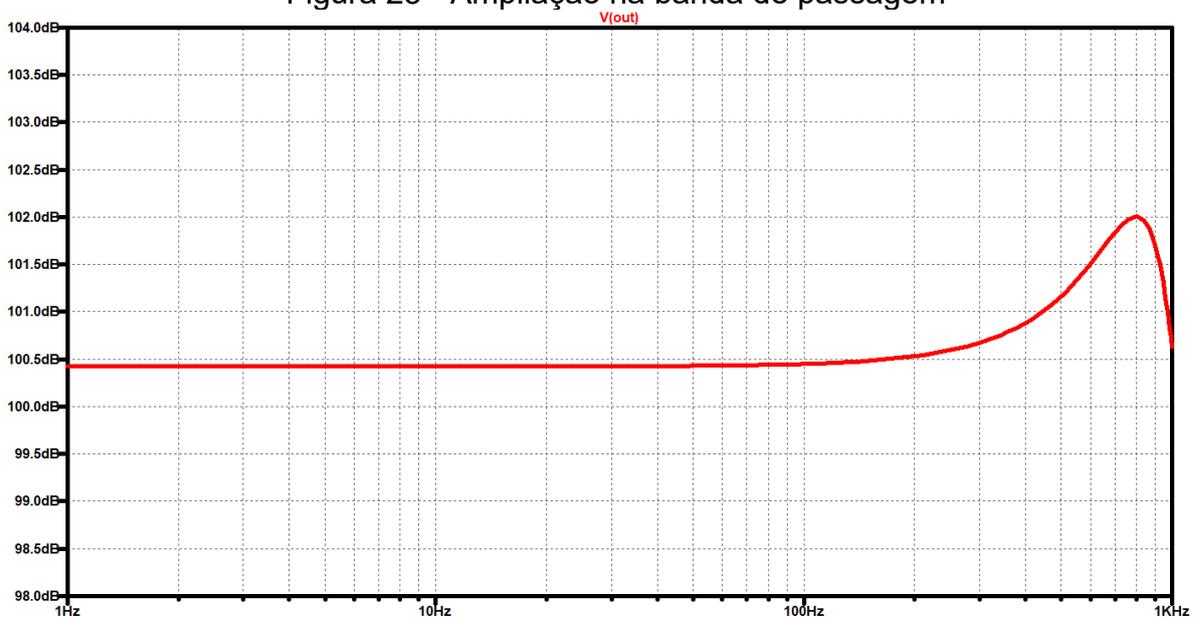
Figura 22 - Resposta em frequência do sinal após o condicionamento



Fonte: Elaborada pelo autor.

Aplicando ampliação no gráfico na banda de passagem (Figura 23), pode-se observar que o filtro apresenta ganho de aproximadamente 100dB na faixa plana, sobrepassagem máxima menor que 2 dB (sobrepassagem devida a característica do SCMI) e atenuação quase nula em 1 kHz com relação à faixa plana.

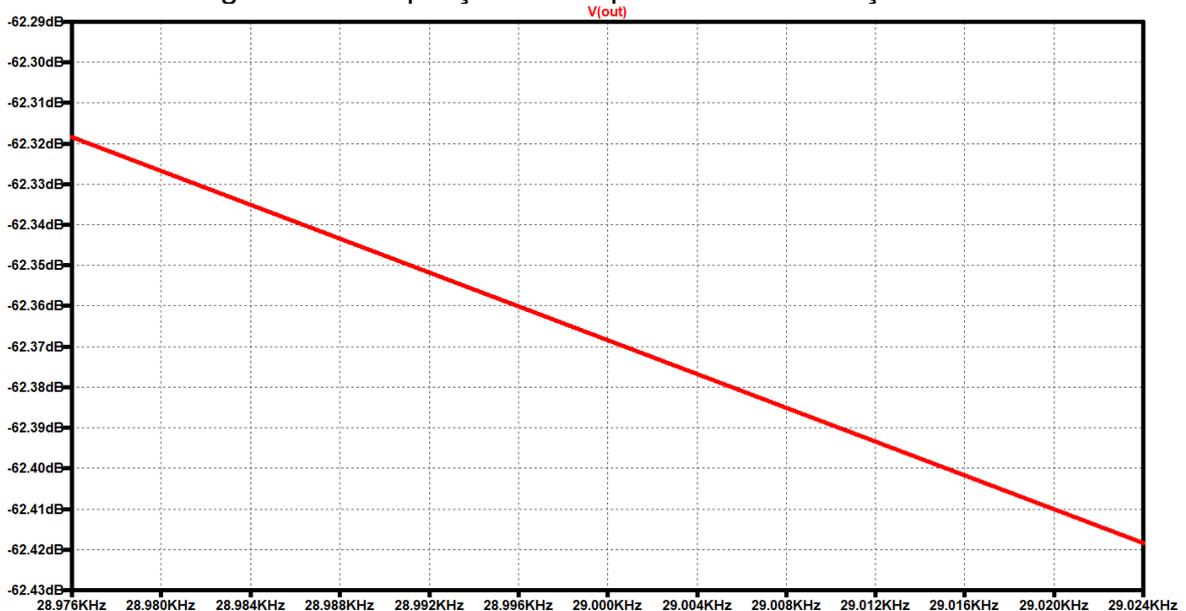
Figura 23 - Ampliação na banda de passagem



Fonte: Elaborada pelo autor.

Ampliando em torno de 29 kHz (Figura 24), na região em que se deseja obter atenuação maior do que 152 dB, pode-se observar que a atenuação nesta frequência é maior que 162 dB em relação à faixa plana.

Figura 24 - Ampliação na frequência de atenuação máxima



Fonte: Elaborada pelo autor.

Com isso, de acordo com a simulação, o projeto de condicionamento do sinal está adequado e atende os requisitos definidos para o sistema proposto.

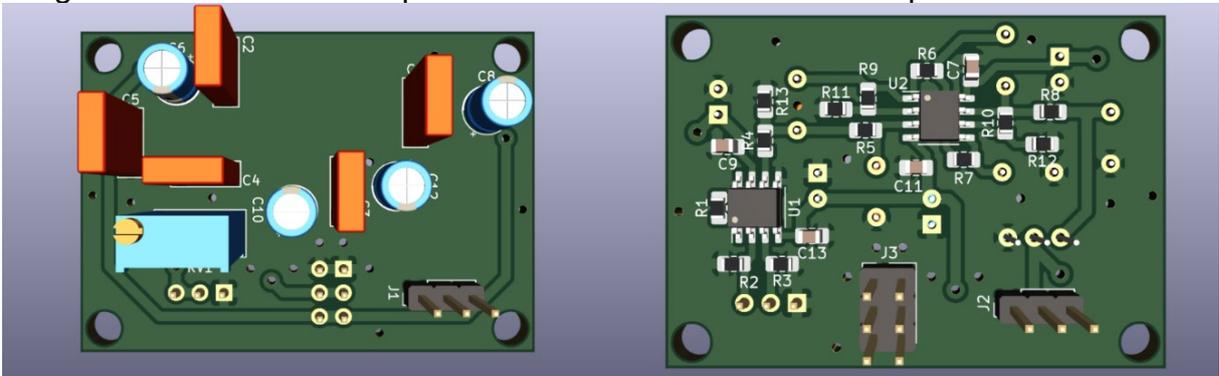
3.3.4 Prototipagem e confecção de placa de circuito impresso

Dado que o resultado em simulação foi satisfatório, foi feito o projeto de uma placa de circuito impresso (PCI) contendo os circuitos de ganho e filtragem descritos nas seções anteriores.

Visando à possibilidade de ajustes futuros na placa, foi adicionado um resistor para terra na entrada do primeiro estágio de filtragem, permitindo assim a implementação de um divisor resistivo que atenua o sinal após o amplificador de instrumentação. Na saída do segundo estágio do filtro, foi adicionado uma espera para um resistor e um capacitor, permitindo a implementação de um passa-baixas passivo de primeira ordem, que permite o aumento da ordem do filtro para um filtro de quinta ordem, e um potenciômetro multivoltas “*trimpot*” caso seja necessário

adicionar atenuação na saída da placa de condicionamento. Na Figura 25 está a renderização do projeto feito no *software* KiCad.

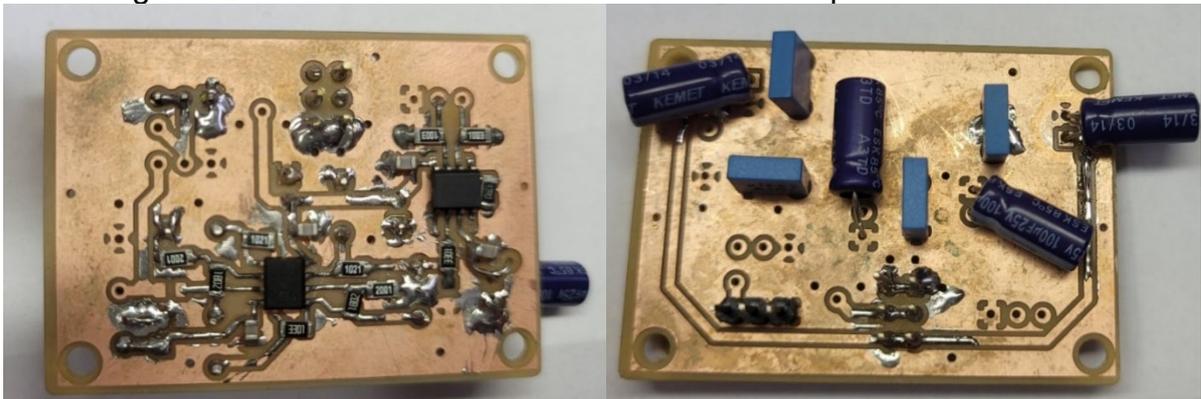
Figura 25 - Render 3D da placa de condicionamento. Face superior e face inferior



Fonte: Elaborada pelo autor.

No apêndice A está o diagrama esquemático da placa desenvolvido no KiCad. Foi solicitado apoio do Instituto de Eletrônica de Potência (INEP) da UFSC para a confecção da placa, que fez a gentileza de fresar uma PCI conforme o projeto. Na Figura 26, pode-se visualizar a placa de condicionamento com os componentes soldados.

Figura 26 - Placa de condicionamento com os componentes soldados



Fonte: Elaborada pelo autor.

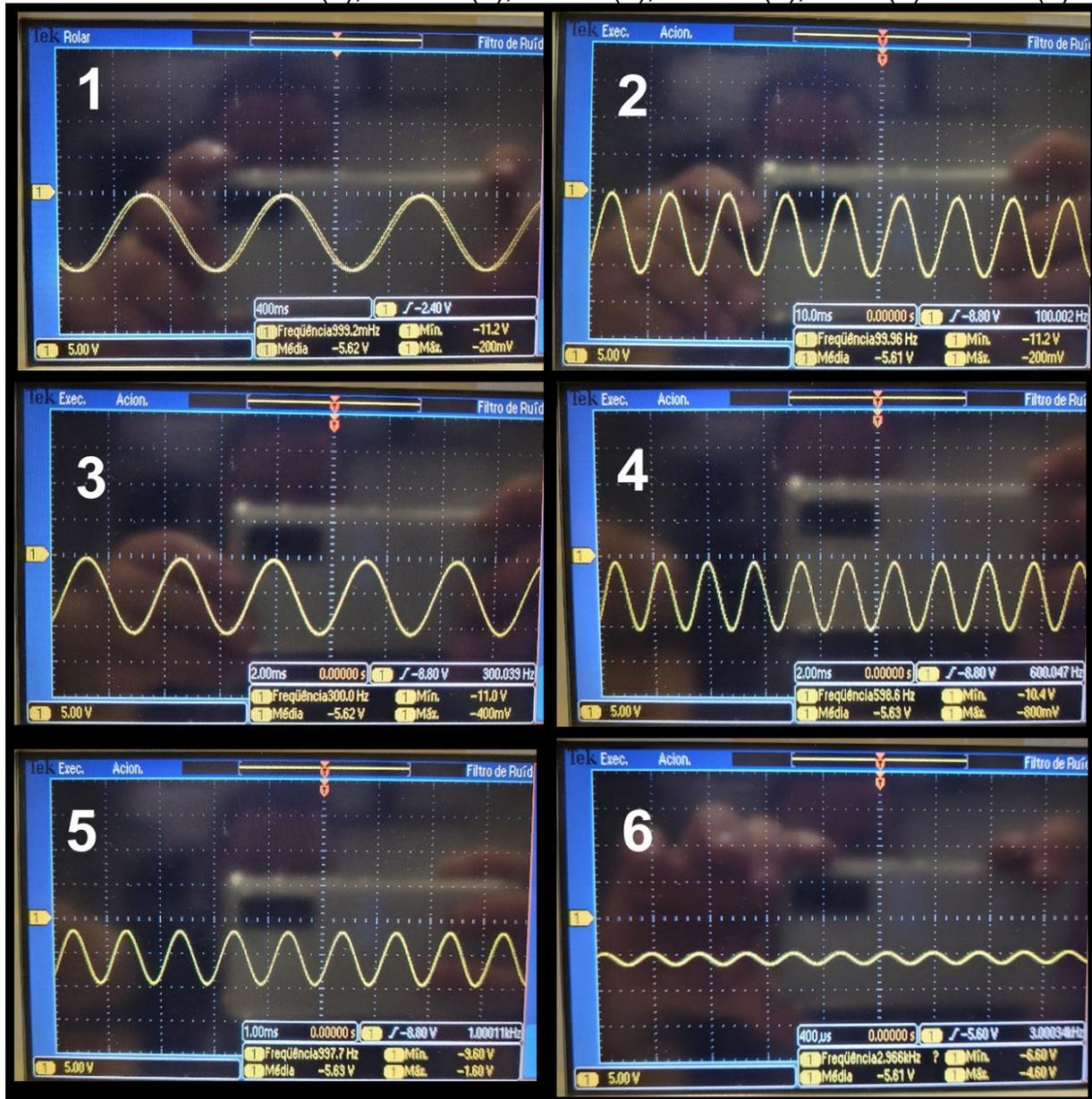
3.3.5 Teste e validação da Placa de Condicionamento

Para validação da placa, foi utilizado um gerador de funções configurado para gerar um sinal senoidal com amplitude de 5 V de pico, aplicado em um divisor resistivo que atenua o sinal em aproximadamente 100 dB. Desta forma, como o ganho na faixa plana é de 100 dB, era esperado que o sinal após a placa de

condicionamento tivesse aproximadamente a mesma amplitude do sinal original na banda de passagem.

Na Figura 27, pode-se observar que o sinal de fato ficou com amplitude dentro do esperado, mas com *offset* de aproximadamente -5,6 V.

Figura 27 - Teste da placa de condicionamento utilizando gerador de funções com sinal senoidal de 1 Hz (1), 100 Hz (2), 300 Hz (3), 600 Hz (4), 1 kHz (5) e 3 kHz (6)



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para verificar se o *offset* era oriundo do gerador de função, do divisor resistivo, ou se era gerado na placa de condicionamento, foi feito um ensaio utilizando um SCMI em um motor da fabricante Nova de 1,5 CV sem carga.

Foi escolhido um motor disponível no GRUCAD cuja placa pode ser observada na Figura 28. Todos os ensaios para este trabalho foram realizados neste motor afixado em um freio de Foucault disponível no LAESP – GRUCAD.

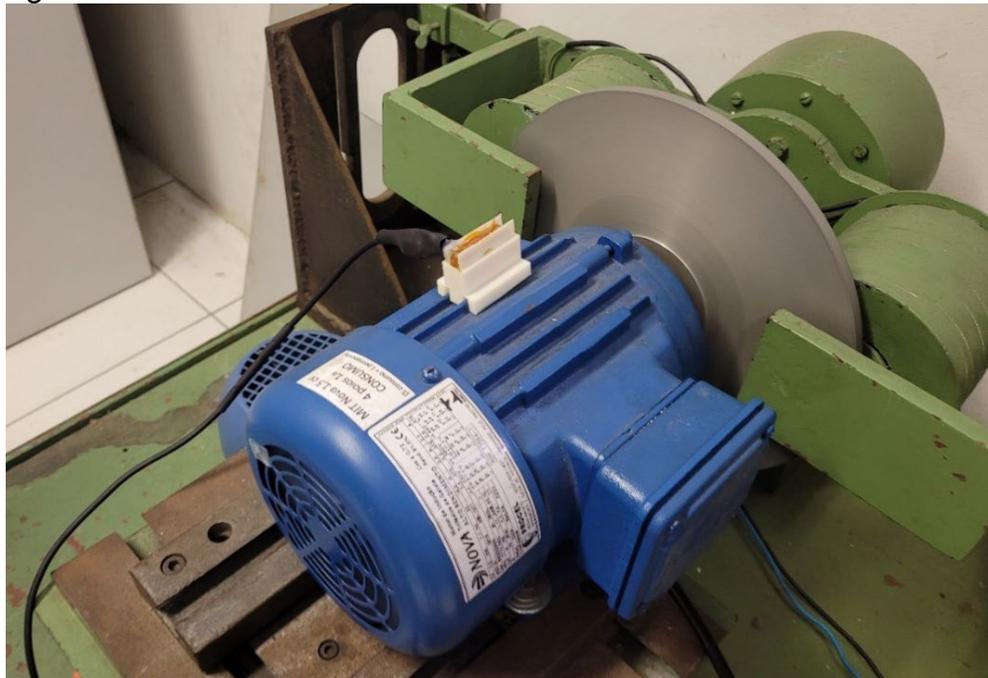
Figura 28 - Placa do motor utilizado nos ensaios



Fonte: Elaborada pelo autor.

O sensor SCMI foi posicionado no motor como indicado na Figura 29.

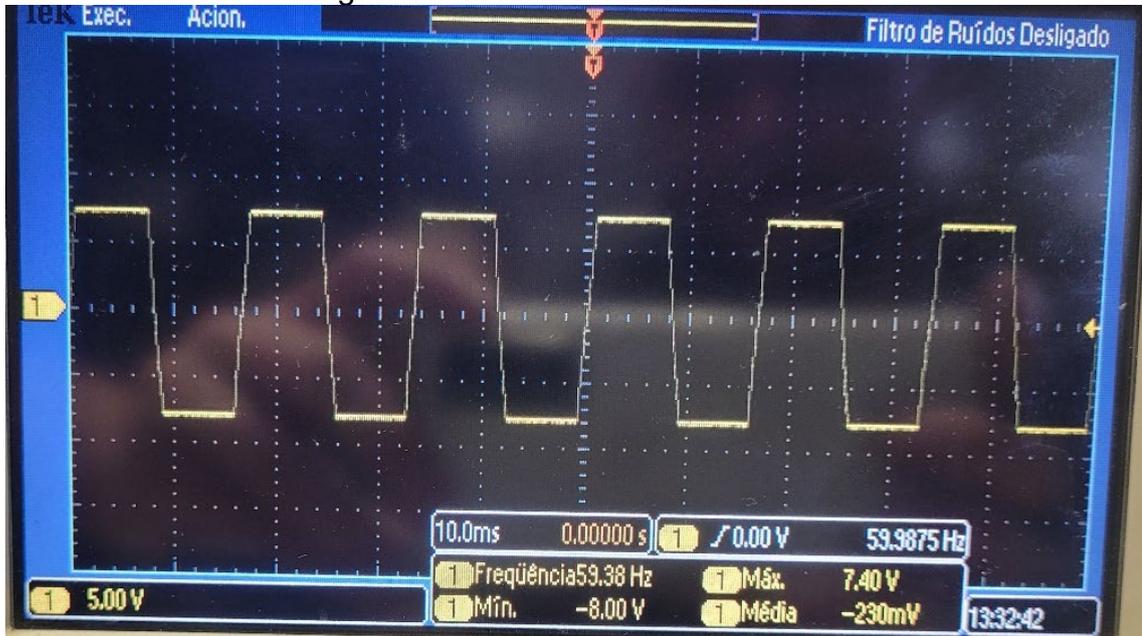
Figura 29 - Motor afixado na bancada de ensaio com freio de Foucault



Fonte: Elaborada pelo autor.

Ao realizar este teste foi detectado que a placa de condicionamento saturava já no primeiro estágio de ganho, ou seja, após o amplificador de instrumentação INA118, conforme pode se observar na Figura 30.

Figura 30 - Sinal na saída do INA118



Fonte: Elaborada pelo autor.

Com o auxílio de um bastão de madeira o sensor foi afastado do motor para verificar se o circuito estava saturando devido ao ganho excessivo aplicado no INA118, ou se a causa seria outra, conforme mostrado na Figura 31.

Figura 31 – Afastamento do sensor do motor



Fonte: Elaborada pelo autor.

Como se pode verificar na Figura 32 ao afastar o sensor do motor, cessou a saturação na placa de condicionamento. Pode-se observar nesse teste que o nível CC diminuiu consideravelmente para um patamar aceitável para o projeto.

Figura 32 – Sinal após placa de condicionamento não saturado



Fonte: Elaborada pelo autor.

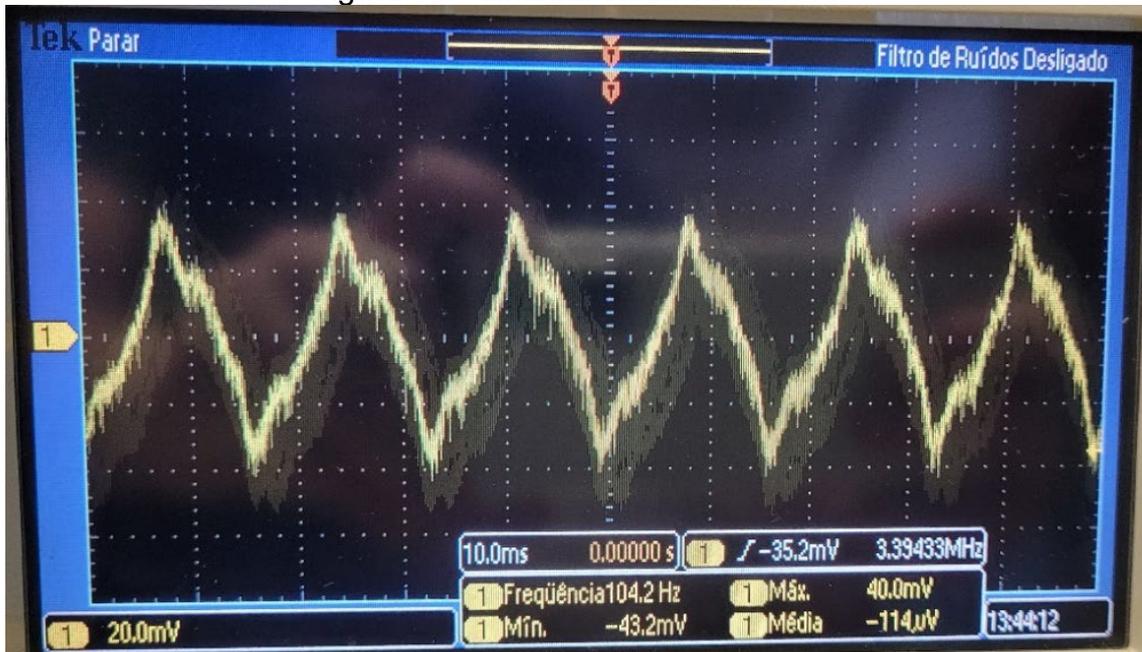
Desta forma, percebeu-se que o nível de tensão do sinal era muito maior do que o esperado inicialmente, que era previsto ser na ordem de microvolts. A estratégia usada para corrigir esse problema foi remover o resistor de ganho do INA118 para obter ganho unitário, verificar o nível de tensão do sinal e, a partir disso, determinar qual deveria ser o novo ganho aplicado no INA118, já que os 60 dB especificados estavam causando saturação.

Ao remover o resistor de ganho, foi constatado que a tensão do transdutor em contato com a carcaça do motor em ensaio possuía amplitude em torno de 40 mV de pico, como indicado na Figura 33. Com o ganho de 40 dB do estágio de filtragem, os picos de tensão na saída da placa de condicionamento já ultrapassavam ± 3 V, conforme pode ser observado na Figura 34. O nível CC foi de aproximadamente 21 mV, que é aceitável para o projeto.

Além do ganho adequado, também se pode notar a redução do ruído de alta frequência. Na saída do INA118 expressa na Figura 33 pode-se notar a presença de bastante ruído, apresentando na forma de onda um aspecto de linha grossa e com muitos picos oriundos de ruído de alta frequência. Na Figura 34, que foi a medida

feita na saída da placa de condicionamento, já não se notam picos e a linha da forma de onda está bastante definida e esguia.

Figura 33 - Sinal na saída do INA118



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 34 - Sinal na saída da placa de condicionamento

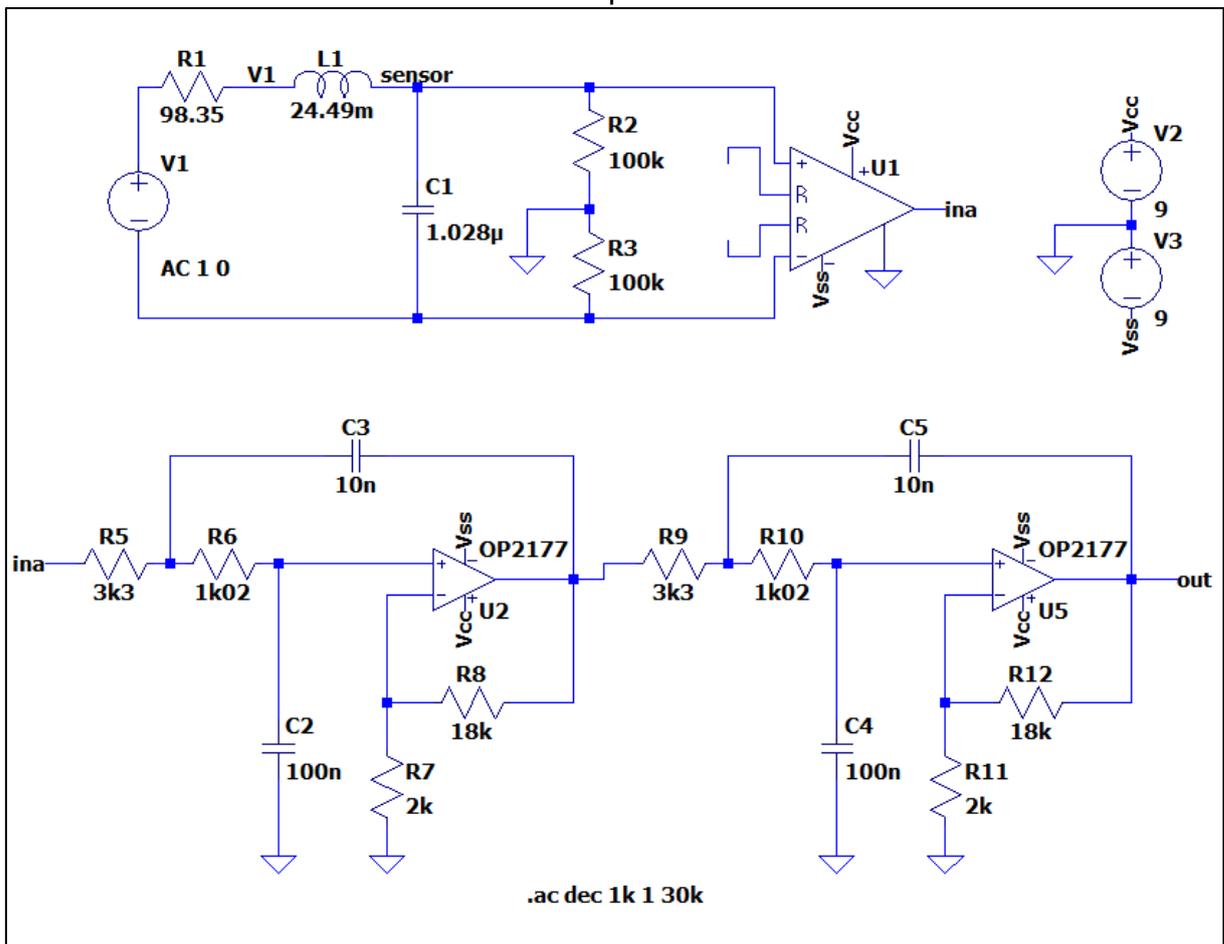


Fonte: Elaborada pelo autor.

A partir do resultado deste ensaio, foi percebido que, para esse motor, o ganho unitário no INA118 era adequado, não havendo a necessidade de soldar um novo resistor para ajustar o ganho da placa de condicionamento.

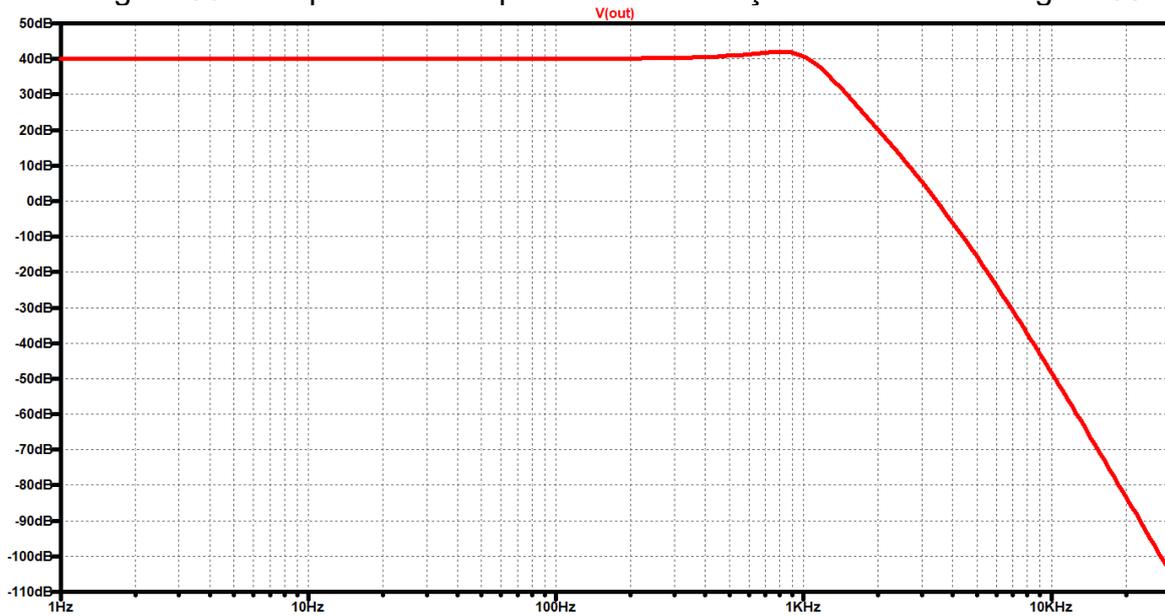
A Figura 35 apresenta o circuito final utilizado no projeto, incluindo o sensor e o resultado da simulação deste circuito no LTspice pode ser observado na Figura 36.

Figura 35 - Circuito de simulação do SCMI e do condicionamento de sinal no LTspice



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 36 - Resposta em frequência da simulação do circuito da Figura 35



Fonte: Elaborada pelo autor.

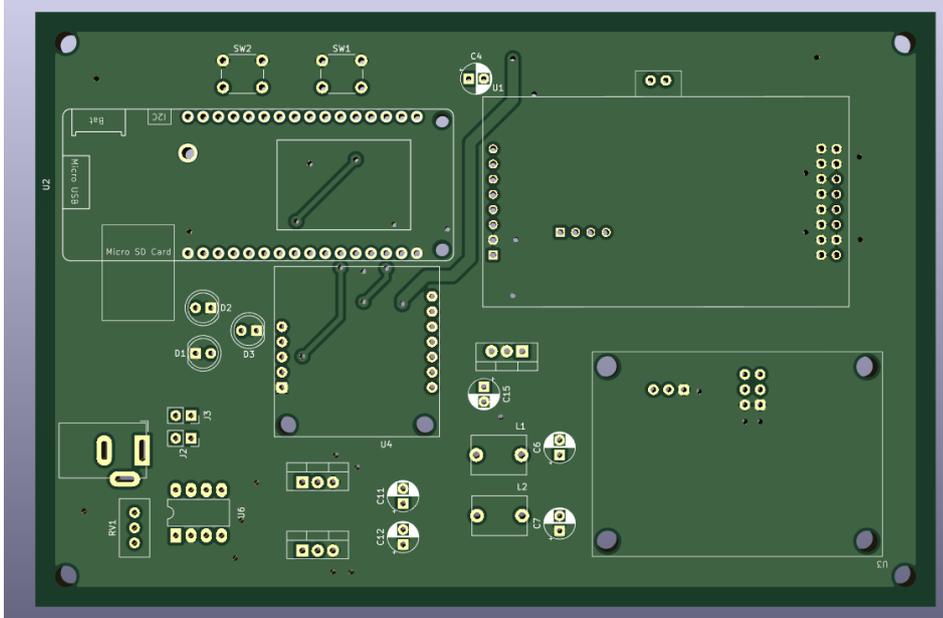
Como sugestão para trabalhos futuros, no Apêndice E está descrito o projeto de uma nova placa de condicionamento de sinal, com um filtro passa baixas Butterworth de quarta ordem com ganho unitário, que pode ser implementado em substituição ao filtro apresentado neste trabalho e com ganho de 40 dB realizado no INA118. Este apêndice foi feito com o objetivo de diminuir a sensibilidade a ruído do circuito de condicionamento e aproveitar melhor o potencial do INA118, como aumento da rejeição de modo comum. No Apêndice F está o esquema elétrico do projeto uma nova placa de condicionamento, que inclui uma chave eletrônica para mudar os valores de ganho no INA118, e a filtragem do sinal conforme projeto exposto no Apêndice E.

3.4 INTEGRAÇÃO DOS SUBSISTEMAS E CONFECÇÃO DO PROTÓTIPO

Como descrito nas seções anteriores, o projeto proposto possui a característica modular, sendo composto dos módulos do microcontrolador Lolin D32 PRO, o módulo ADC ADS1256, o módulo RTC DS1307 e da placa de condicionamento de sinais, que foi projetada de forma a ser utilizada também de forma modular. Para integrar todos estes módulos e implementar os demais circuitos auxiliares, tais como a fonte simétrica para a placa de condicionamento de sinais, reguladores de tensão para alimentação dos componentes e a interface com o

usuário, foi desenvolvida uma placa mãe com todos esses circuitos. O esquema elétrico da placa mãe com fonte simétrica é disponibilizado no Apêndice B. Na Figura 37, pode-se observar a renderização em 3D da placa desenvolvida.

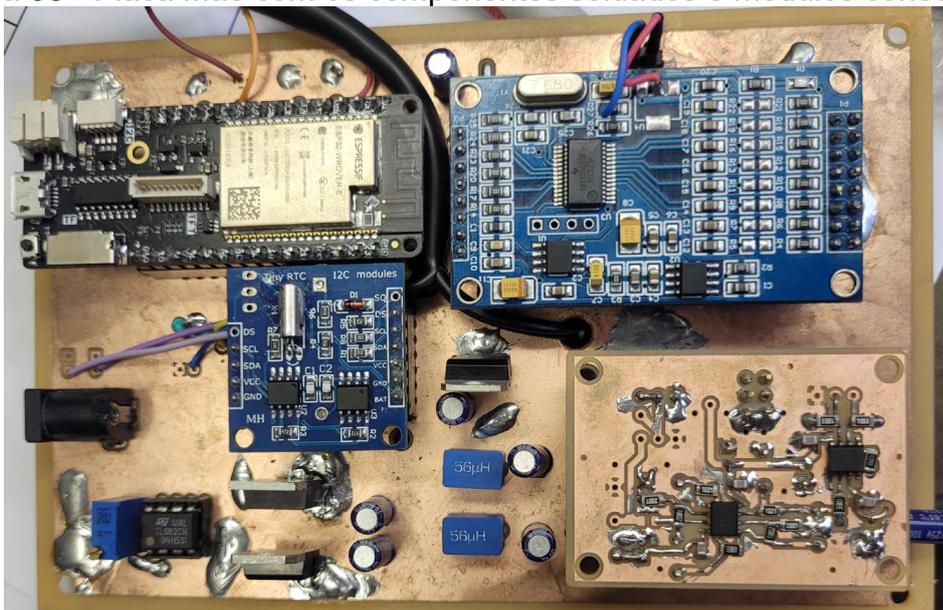
Figura 37 - Renderização da face superior da Placa Mãe com Fonte Simétrica



Fonte: Elaborada pelo autor.

A placa, que foi fresada com o apoio do INEP, é mostrada na Figura 38 com os componentes soldados e com os módulos conectados.

Figura 38 - Placa Mãe com os componentes soldados e módulos conectados



Fonte: Elaborada pelo autor.

Este conjunto formado pela placa mãe e módulos foram montados no gabinete de alumínio mostrado na Figura 39, escolhido para dar robustez ao protótipo e atenuar interferências de origem eletromagnética do ambiente.

Figura 39 - Montagem final do protótipo em gabinete de alumínio



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para a interface com o usuário, há dois botões, um preto para iniciar a aquisição (5) e um vermelho para reiniciar o microcontrolador (6), quatro LEDs (diodos emissores de luz): um vermelho (1) para indicar que o sistema está energizado; um verde (2) para indicar o estado de prontidão do sistema; um azul (3) para indicar que uma aquisição está em curso; e um amarelo (4) para indicar que os dados da aquisição estão sendo salvos no cartão TF. A funcionalidade de cada um desses LEDs e botões é detalhada na seção 3.4.

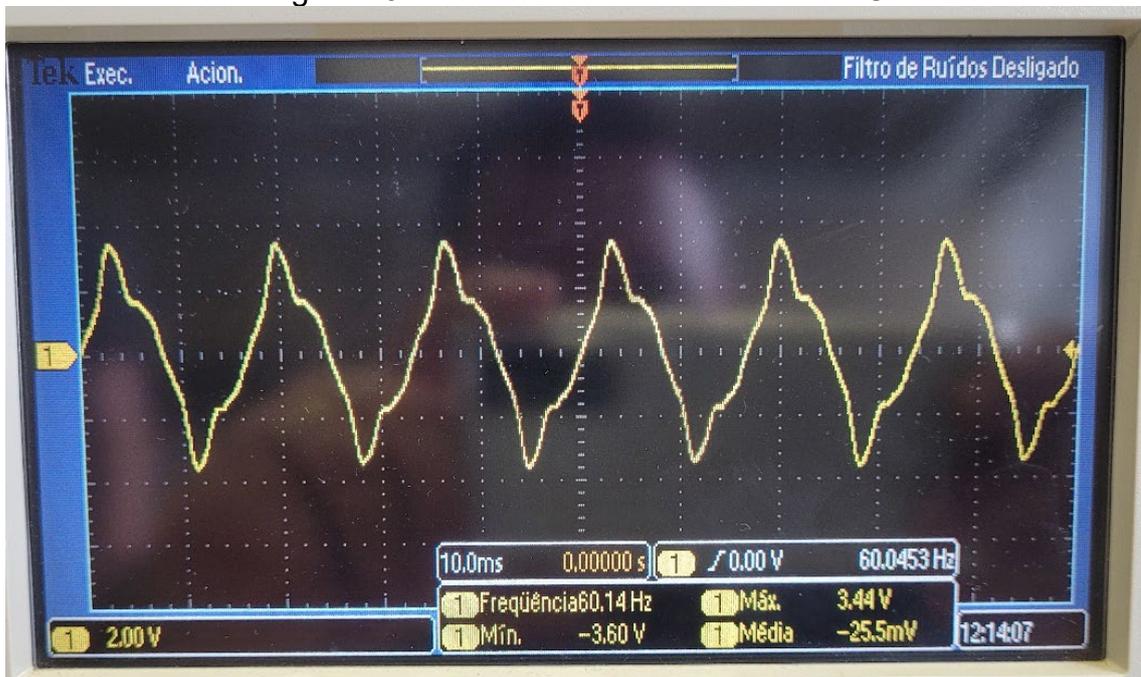
No topo do gabinete também estão presentes dois conectores, sendo um P10 fêmea estéreo para conexão do SCMI (7), e um conector BNC fêmea ligado à saída do sinal na Placa de Condicionamento (8), o que permite a observação do sinal na entrada do ADC. Este conector é útil pois permite medir o sinal condicionado antes da aquisição, com um osciloscópio, para verificar se o sensor está corretamente posicionado, por exemplo. Na lateral do gabinete há um acesso ao conector P4 de alimentação da placa mãe (9).

3.4.1 Teste da integração proposta

Com a montagem do protótipo, foi feito um novo teste com o motor Nova de 1,5 CV para validação do protótipo. Durante o ensaio, foi conectado um osciloscópio na saída BNC, para verificar o sinal na saída da placa de condicionamento.

Pode-se ver na Figura 40 que a forma de onda está compatível com a esperada, indicando que os circuitos de alimentação e condicionamento funcionavam corretamente.

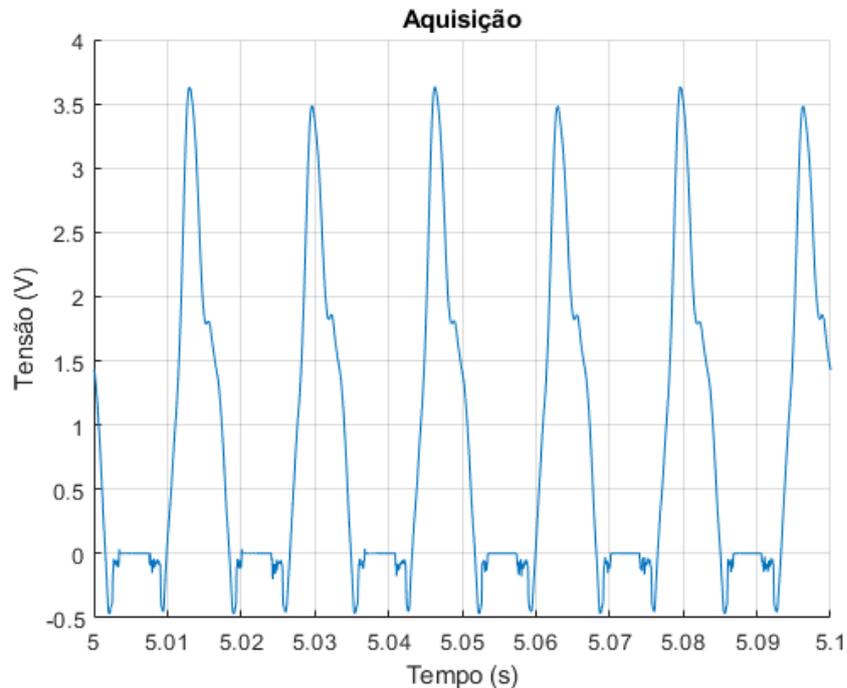
Figura 40 - Sinal na saída do conector BNC



Fonte: Elaborada pelo autor.

Foi realizada a aquisição do sinal por um período de 10 segundos e o armazenamento das amostras em um cartão TF. Utilizando um código desenvolvido no *software* MATLAB 2013, traçaram-se as amostras no tempo, como pode ser observado Figura 41.

Figura 41 - Trecho da aquisição feita



Comparando-se o sinal traçado na Figura 41 com o sinal mostrado no osciloscópio na Figura 40, nota-se que o ADC apresentou falha na aquisição da parte negativa, embora a parte positiva do sinal seja semelhante.

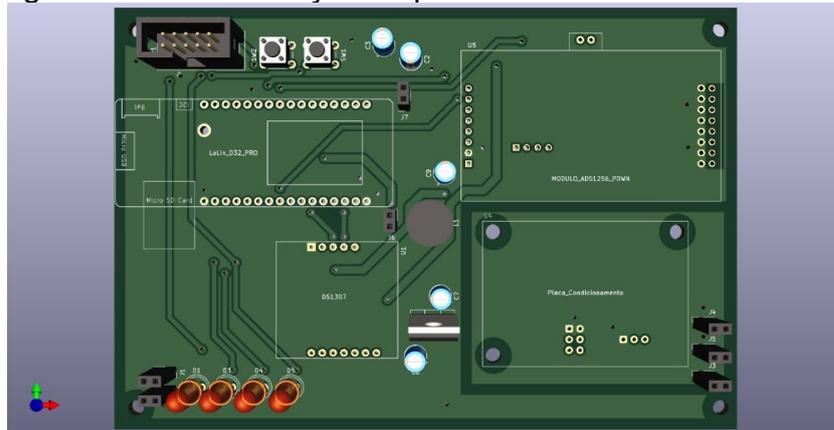
Investigando essa falha, percebeu-se que o ADC apresentava erro quando a referência do sinal era conectada ao aterramento do módulo ADS1256. Separando as alimentações em duas fontes distintas, adotando uma fonte simétrica exclusiva para a placa de condicionamento e uma segunda fonte para alimentar o restante do sistema, mantendo as referências flutuando uma em relação a outra, este problema parava de ocorrer. Estudando novamente o *datasheet* do ADS1256, foi percebido que apesar de o módulo de amostragem possibilitar a medição de tensões diferenciais entre +5 V e -5 V, as tensões em cada entrada não podem ser negativas em relação à referência do módulo.

3.4.2 Adequação da integração proposta

A solução adotada para corrigir o problema foi reprojeter a placa mãe, com duas fontes distintas e isoladas. Para alimentação da placa de condicionamento, foram utilizadas duas baterias modelo 6F22 de 9 volts conectadas em série, utilizando o ponto médio como referência para a placa de condicionamento. Para o

restante dos componentes, foi utilizada uma entrada de alimentação e dois reguladores lineares, um 7805 para fornecer 5 volts e um AMS1117 para fornecer 3,3 volts. O esquema elétrico da placa mãe com alimentações isoladas é disponibilizado no Apêndice C e sua renderização 3D é mostrada na Figura 42.

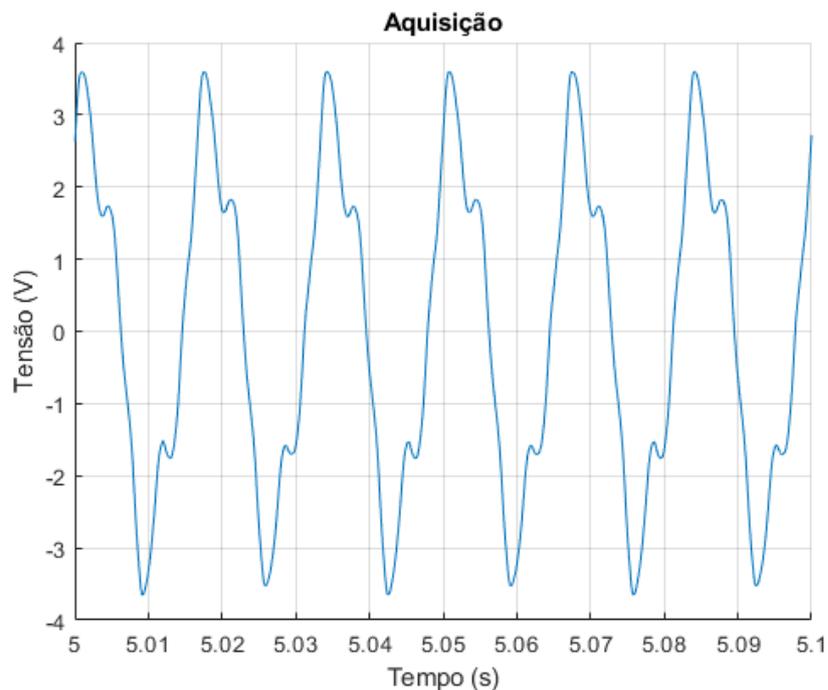
Figura 42 - Renderização da placa mãe com fontes isoladas



Fonte: Elaborada pelo autor.

Com estas mudanças, o protótipo passou a funcionar corretamente, conforme pode ser observado na Figura 43. Os resultados obtidos são mostrados e discutidos na seção 4.

Figura 43 – Trecho da aquisição feita após isolamento das referências



Fonte: Elaborada pelo autor.

3.5 LÓGICA DE PROGRAMAÇÃO

Para o desenvolvimento do código do AQmag foi escolhido o ambiente de desenvolvimento integrado (IDE) Arduino para programação do Lolin D32 PRO. Optou-se por esta plataforma de desenvolvimento pois a Expressif disponibiliza um complemento de compatibilidade com a linguagem de programação do Arduino, que pode ser baixado diretamente no gerenciador de placas do IDE Arduino, além de diversos complementos que facilitam e aceleram o desenvolvimento do projeto.

A linguagem de programação do Arduino é baseada na linguagem de programação C, sendo sua estrutura e principais funções, como estruturas de repetição e decisão, entre outras iguais às da linguagem C clássica. Outra vantagem de utilizar a plataforma IDE Arduino é a vasta comunidade de entusiastas que publicam suas contribuições na internet. Desta forma, é possível encontrar bibliotecas e exemplos de aplicação para diversos componentes.

Como padrão de uma aplicação desenvolvida no IDE Arduino, existem duas funções principais: a função *setup* e a função *loop*. A função *setup* é executada uma única vez quando o microcontrolador é energizado e nesta função devem ser realizadas as configurações iniciais do microcontrolador e dos periféricos a ele conectados. Nesta função também devem ser definidas a função de cada porta do microcontrolador (entrada ou saída) e se serão utilizadas como portas analógicas ou digitais. A função *loop* é executada após a função *setup* e permanece em execução repetidamente enquanto o microcontrolador estiver ligado. O código principal do microcontrolador normalmente é implementado nesta função.

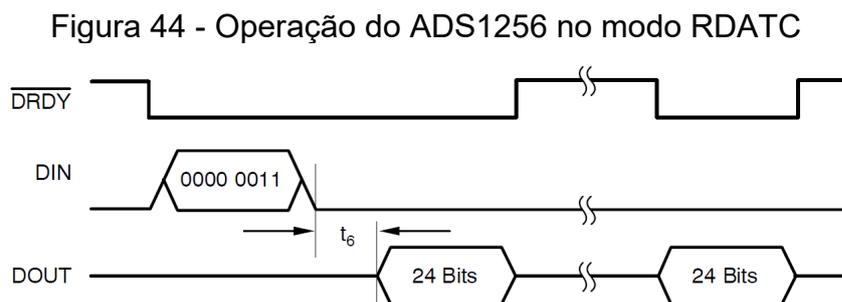
No projeto proposto, o ESP32-Wrover deverá controlar os módulos digitais ADC ADS1256 e o RTC TinyRTC, além do cartão TF conectado diretamente no módulo do microcontrolador.

Para o módulo RTC baseado no CI DS1307, foi utilizada a biblioteca RTCLib.h disponibilizada pela Adafruit. Esta biblioteca foi instalada diretamente no IDE Arduino através do gerenciador de bibliotecas e simplifica o uso do RTC ao fornecer uma lista de comandos de programação, como definição de data e hora e aquisição dos valores atuais desses dados.

No gerenciamento do cartão de memória TF foram utilizadas as bibliotecas FS.h e SD.h disponibilizadas pela Expressif e são nativas do complemento *esp32 by Expressif Systems*.

Dentre as possíveis formas de operar a aquisição de dados com o ADS1256, a mais adequada ao projeto é utilizando o modo RDATAAC (*Read Data Continuous*, leitura de dados contínua). Neste modo de operação, após o envio do comando de início de amostragem contínua, o ADS1256 disponibiliza no barramento de comunicação uma nova amostra de acordo com a taxa de aquisição definida.

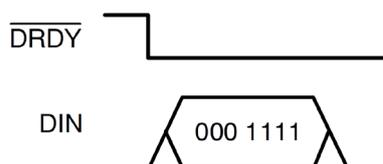
Na Figura 44 está descrita cada etapa da operação no modo RDATAAC. Após esperar o pino DRDY estar em nível lógico baixo, é possível enviar o comando RDATAAC (0x06 hexadecimal). Ao receber esse comando, o ADS1256 realiza a aquisição de uma amostra entre as entradas previamente configuradas no multiplexador de entrada do ADS1256, muda o estado do pino DRDY para nível lógico baixo e disponibiliza esta amostra no barramento de comunicação. Após a transferência desta amostra pelo barramento, o nível do pino DRDY volta para nível lógico alto até que uma nova amostra esteja disponível para ser transferida.



Fonte: Texas Instruments (2024).

Para finalizar a aquisição, deve ser enviado o comando SDATAC (*Stop Read Data Continuous*, 0x0F hexadecimal). Este comando deve ser enviado enquanto o DRDY estiver no nível lógico baixo, conforme Figura 45.

Figura 45 - Envio do comando SDATC ao ADS1256



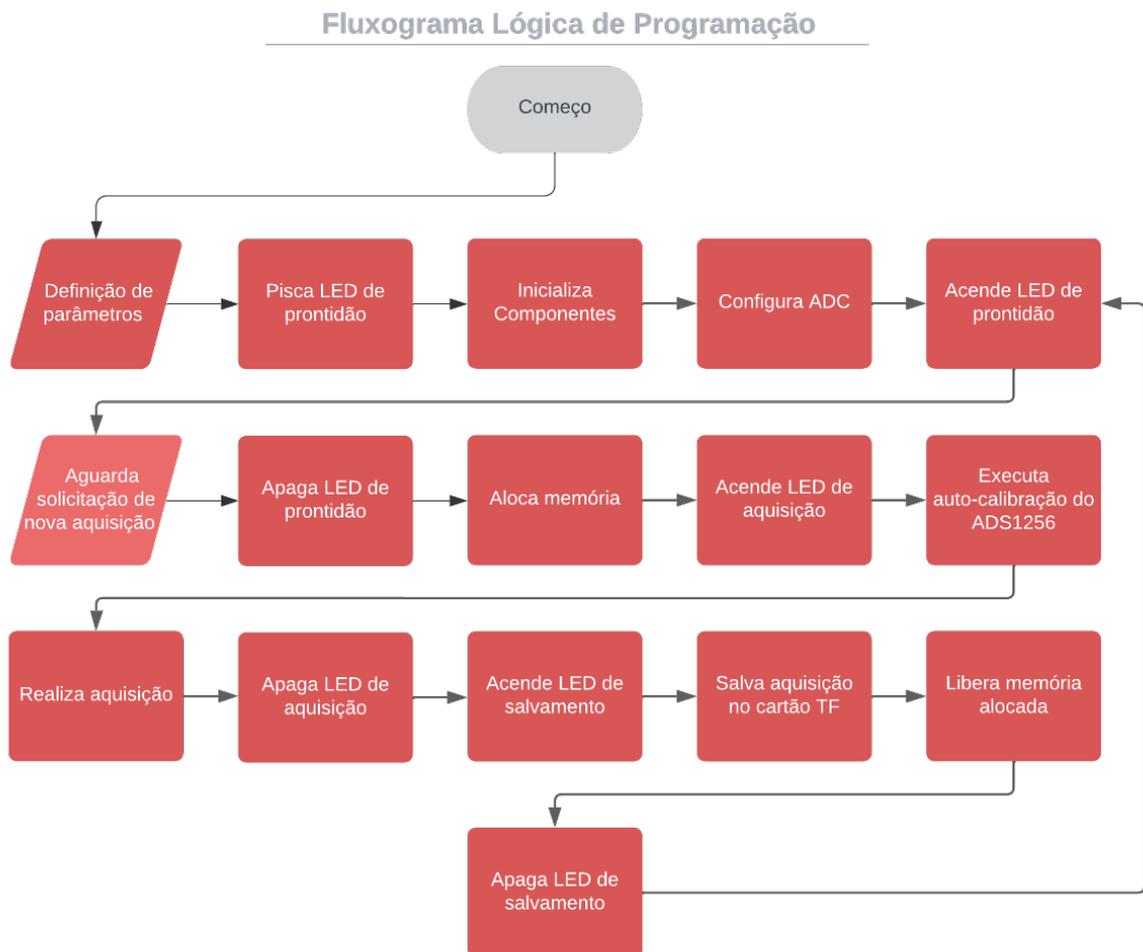
Fonte: Texas Instruments (2024).

O ADS1256 não possui biblioteca oficial do fabricante. Desta forma, para este módulo foi desenvolvida uma biblioteca baseada na documentação

disponibilizada por Curious Scientist (2022). Esta documentação descreve a construção de uma biblioteca compatível com placas Arduino que dão suporte a diversas funções do ADS1256. Apesar de o código disponibilizado não ter funcionado corretamente nos microcontroladores da família ESP32, a documentação disponibilizada foi utilizada como base para o código desenvolvido para este projeto.

O código comentado desenvolvido na IDE Arduino para controlar este projeto é disponibilizado no Apêndice D. O fluxograma apresentado na Figura 46 resume o funcionamento do código.

Figura 46 - Fluxograma do código executado no ESP32-Wrover



Fonte: Elaborada pelo autor.

No início do código são definidos os parâmetros de aquisição. Os parâmetros que devem ser definidos são: o número total de amostras a serem adquiridas; o número de amostras descartadas antes de iniciar o salvamento; o ganho do PGA; as entradas selecionadas no multiplexador para a leitura diferencial;

a ativação ou não do *buffer* de entrada do ADS1256; e a taxa de aquisição. Todos esses parâmetros são configurados como constantes no código, de forma que o usuário deve mudar o valor do campo no código e carregá-lo novamente no microcontrolador para alterar qualquer um desses parâmetros.

O tempo que o sistema irá permanecer fazendo aquisição é dado indiretamente, dividindo a total de amostras da aquisição pela taxa de aquisição definida. Para esse projeto, foram realizadas o total de 300.000 amostras por aquisição e taxa de aquisição de 30 kSPS, totalizando um período de aquisição de 10 segundos. O ganho do PGA foi definido como unitário. No multiplexador foi definida a entrada diferencial entre os pinos AIN0 e AIN1. O *buffer* de entrada não foi utilizado.

Também são definidos como constantes as referências das portas de propósito geral utilizadas como saídas para acender os LEDs, e a porta utilizada como entrada para receber o pulso do Botão de Aquisição. Na versão final, há três LEDs controlados pelo microcontrolador: O LED de Prontidão, o LED de Aquisição e o LED de Salvamento.

O LED de Prontidão foi escolhido na cor verde e possui duas funções. Ao iniciar a execução da função *setup*, o LED de Prontidão pisca 3 vezes, indicando que o sistema está funcionando e está executando a inicialização dos componentes. O LED de Aquisição foi escolhido na cor azul e é acesso durante o período de aquisição. O LED de Salvamento foi escolhido na cor amarela e é acesso enquanto são transferidos os dados armazenados da memória PSRAM do ESP32 para o cartão TF.

Estes LEDs também servem para indicar que algum erro ocorreu durante o código. Caso aconteça algum dos erros previstos, todos os LEDs piscam conjuntamente, indicando ao usuário tomar alguma ação corretiva. Os erros previstos que são indicados por esses LEDs são: falha na inicialização da memória PSRAM, erro na comunicação com o cartão de memória e erro na inicialização do RTC.

Após a execução da função *setup*, onde são iniciados e configurados os parâmetros do ESP32 e dos periféricos, é iniciada a função *loop*. No início da função *loop*, o LED verde de Prontidão é acesso, indicando ao usuário que o sistema está pronto para realizar uma aquisição, aguardando que o usuário aperte o Botão de Aquisição.

Após o usuário pressionar o Botão de Aquisição, o LED de Prontidão é apagado, e é alocada na memória PSRAM a quantidade necessária para a aquisição, levando em conta o total de amostras definidas inicialmente.

Em seguida, é feita uma auto calibração do ADS1256 e acende-se o LED azul de Aquisição. Com o LED de Aquisição acesso, é realizada a medição do total de amostras definida pelo usuário, que são salvas na memória PSRAM previamente alocada.

Ao final das medições, o LED de Aquisição é apagado e o LED amarelo de Salvamento é acesso. Os dados armazenados na memória PSRAM do ESP32 são transferidos para um arquivo no formato CSV salvo no cartão de memória TF.

Para que amostragens não sejam sobrescritas, o nome de cada arquivo contém a data e hora da aquisição. Desta forma, além de documentar o momento da aquisição para consulta futura, esta prática também impede que dados sejam perdidos, pois cada aquisição terá necessariamente um nome diferente, já que não é possível fazer duas aquisições ao mesmo tempo. Também são salvos no cabeçalho do arquivo os valores configurados de PGA, as portas selecionadas no multiplexador, o estado do *buffer* do ADC e o período e taxa de aquisição estimados.

Ao finalizar o salvamento dos dados no cartão TF, o LED de Salvamento é apagado, a memória alocada é liberada e é finalizada a função *loop*. Como a função *loop* fica em repetição indefinidamente, volta-se ao início da função, o LED de Prontidão é novamente acesso e o sistema fica aguardando o usuário apertar o Botão de Aquisição para que seja feita uma nova aquisição.

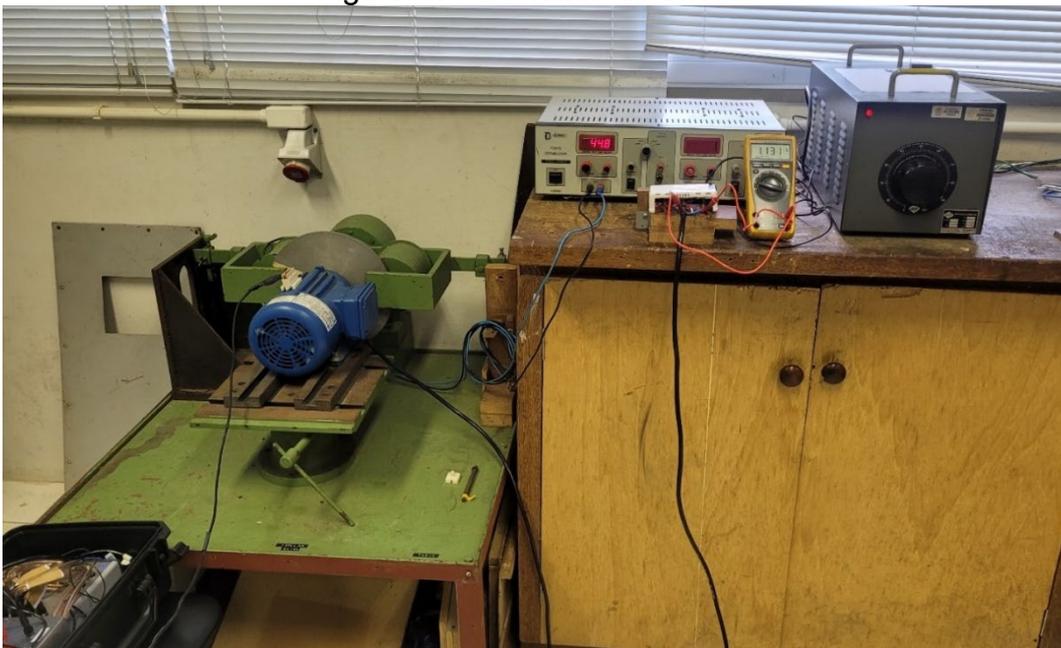
4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A validação final do protótipo foi realizada com medições em um MIT em operação e consistiu em duas etapas: comparação das medidas de campo magnético com a maleta disponível no GRUCAD; e comparação da velocidade estimada com um tacômetro digital. A configuração experimental e as duas etapas são descritas a seguir.

4.1 CONFIGURAÇÃO EXPERIMENTAL

Para validação final do protótipo, foram realizados testes com um MIT de 1,5 CV, 60 Hz, 4 polos, 1710 rpm, do fabricante NOVA, ligado em estrela com tensão de linha nominal de 380 V. Este motor foi utilizado durante todo o desenvolvimento do dispositivo e seus dados de placa foram apresentados na Figura 28. O motor foi afixado na bancada de ensaio de motores mostrada na Figura 47, composta por um suporte para motores, um freio de Foucault (com suas bobinas alimentadas por uma fonte de corrente contínua de bancada), um variador de tensão trifásico (varivolt), um multímetro digital usado como voltímetro e um tacômetro digital óptico a *laser* (Figura 48).

Figura 47 - Bancada de ensaio



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 48 - Medida de velocidade no MIT com tacômetro óptico. Detalhe para SCMI afixado na carcaça do MIT



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para avaliação do dispositivo, o motor foi mantido em operação em quatro condições distintas: a vazio, com escorregamento próximo de zero; em velocidade próxima da nominal; e a aproximadamente 50 % e 25 % do escorregamento nominal.

Estas condições foram atingidas variando-se o torque imposto pelo freio eletromagnético e a tensão de alimentação do MIT. Aplicando os dados de placa em (2.2) apresentada na seção 2.1, o escorregamento nominal foi calculado como 5 %, e as velocidades correspondentes a 50 % e 25 % deste escorregamento são 1755 rpm e 1777 rpm.

O SCMI foi afixado na carcaça utilizando um suporte plástico de forma que a bobina concatenasse o fluxo tangencial do campo magnético disperso, isto é, a componente de fluxo que circunda a carcaça, conforme Figura 48. Para que os resultados obtidos com o AQmag pudessem ser comparados com a maleta usada como referência, a metodologia utilizada foi manter o sensor fixo e realizar três aquisições com cada equipamento em cada ponto de operação do motor com o mesmo SCMI.

Para auxiliar os ensaios, foi montada uma mesa (Figura 49) com finalidade de suportar os computadores, fonte de alimentação da maleta e o osciloscópio. Também ficou repousado sobre a mesa o protótipo do AQmag e a bateria utilizada para alimentá-lo.

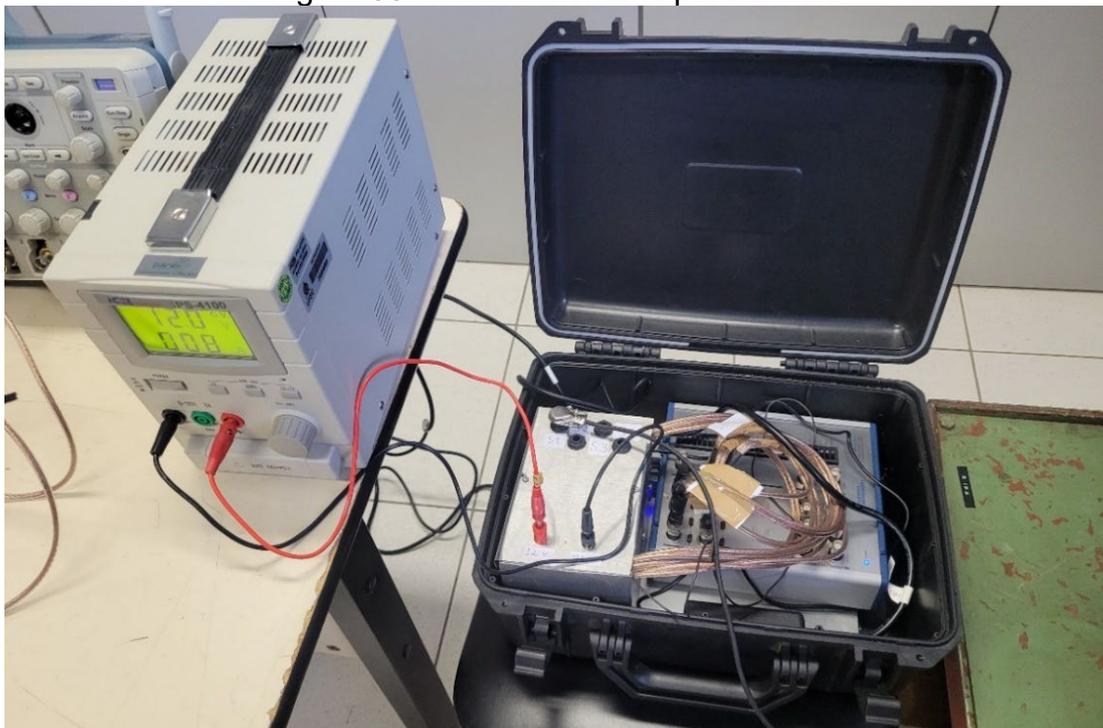
Figura 49 - Visão geral da montagem final para ensaio



Fonte: Elaborada pelo autor.

O computador à esquerda é responsável por fazer a aquisição com a maleta, executando o código desenvolvido em LabVIEW na dissertação de Antunes (2023). O *notebook* ao centro foi utilizado para carregar o código no microcontrolador do protótipo e para extrair e visualizar os dados coletados no cartão TF. Como mostrado na Figura 50, a maleta foi posta sobre uma cadeira ao lado do motor.

Figura 50 - Maleta montada para ensaio



Fonte: Elaborada pelo autor.

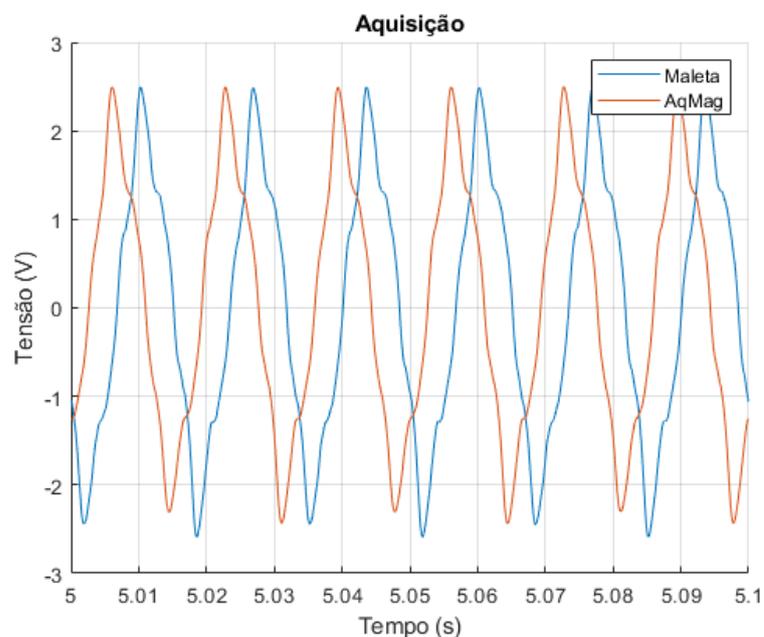
4.2 COMPARAÇÃO DAS MEDIDAS DE CAMPO MAGNÉTICO

Para melhor visualização das formas de onda, para cada ponto de operação será exibido o período de 0,1 segundos de aquisição a partir do instante 5 segundos das aquisições feitas pelo AQmag e pela maleta. Para a análise visual do sinal no domínio da frequência, serão mostrados os espectros de frequência em cada ponto de operação destas aquisições, com janela de exibição entre 20 e 100 Hz, e uma segunda figura com o espectro de frequência da faixa de interesse até 1 kHz.

Os gráficos apresentados foram gerados no Matlab. Os dados obtidos pelo AQmag e pela maleta foram processados da mesma forma. A decomposição em frequência do sinal foi gerada através da função de cálculo de FFT nativa do Matlab, utilizando janelamento de Hanning no vetor de amostras. Após o cálculo da FFT os valores calculados foram normalizados dividindo o vetor das transformadas pelo seu valor máximo (amplitude da harmônica da frequência elétrica). Para facilitar a análise, os valores foram convertidos na escala Decibel.

A Figura 51 mostra as curvas das primeiras aquisições no tempo feitas com o AQmag e a maleta, com o motor a vazio, operando a 1797 rpm, que corresponde ao escorregamento de 0,17 %. Observa-se uma diferença de fase entre as curvas, que ocorre pois as aquisições não foram feitas simultaneamente.

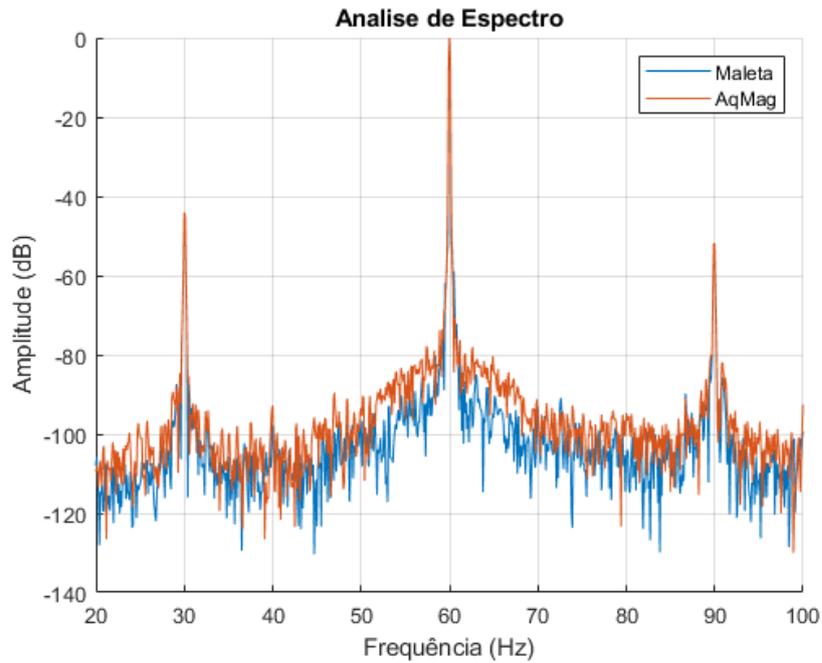
Figura 51 - Aquisição entre 5 e 5,1 segundos a 1797 rpm com a maleta e AQmag



Fonte: Elaborada pelo autor.

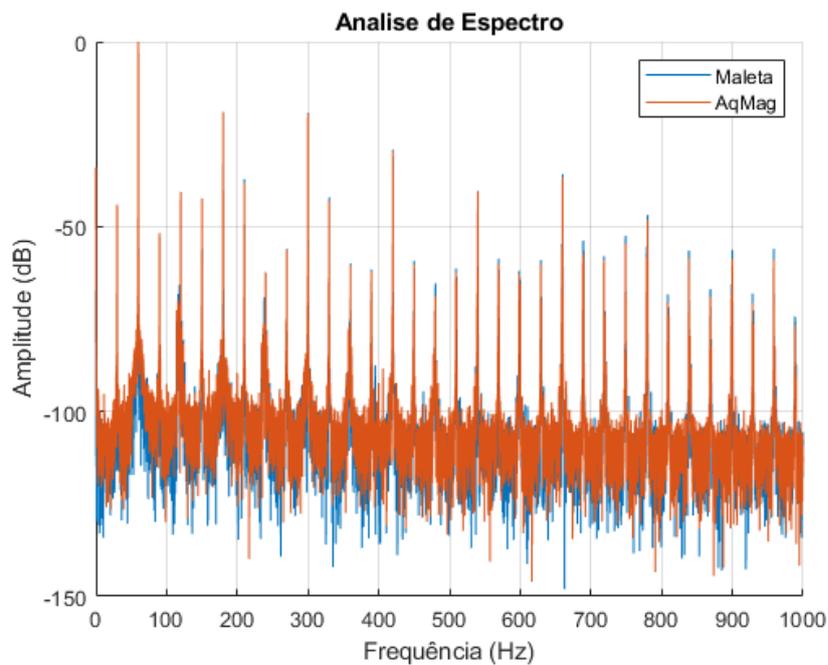
A Figura 52 mostra o espectro de frequências entre 20 Hz e 100 Hz destas aquisições, e na Figura 53 está o espectro de frequência em toda a faixa de interesse, até 1 kHz.

Figura 52 - Espectro de frequência entre 20Hz e 100 Hz a 1797 rpm



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 53 - Espectro de frequência até 1kHz a 1797 rpm

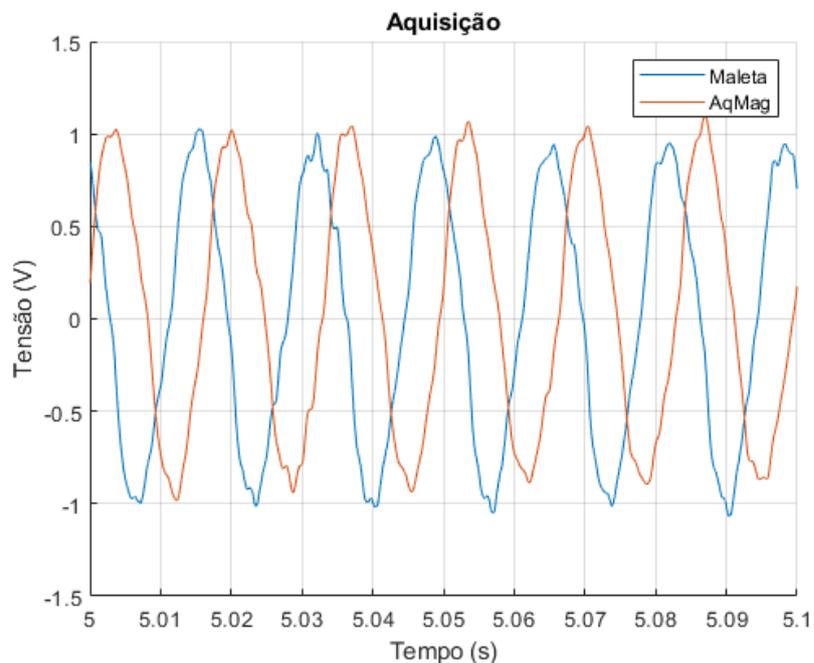


Fonte: Elaborada pelo autor.

Analisando as figuras, pode-se observar que as curvas no tempo e os espectros de frequência são semelhantes, inclusive nos valores das amplitudes e níveis de ruído. O mesmo comportamento foi observado nas condições subsequentes.

Em seguida, o motor foi operado com escorregamento próximo do nominal. Utilizando o freio de Foucault em seu limite de corrente, o motor ainda apresentou velocidade acima da nominal. A estratégia utilizada para conseguir atingir a velocidade desejada foi diminuir a tensão de alimentação do motor. A tensão utilizada para este ensaio foi de 280 V de linha, e a medida de velocidade com o tacômetro foi de 1713 rpm, com um escorregamento de 4,83 %. Pode-se observar na Figura 54 que a amplitude do sinal adquirido foi reduzida significativamente em relação à condição anterior devido à tensão de alimentação menor.

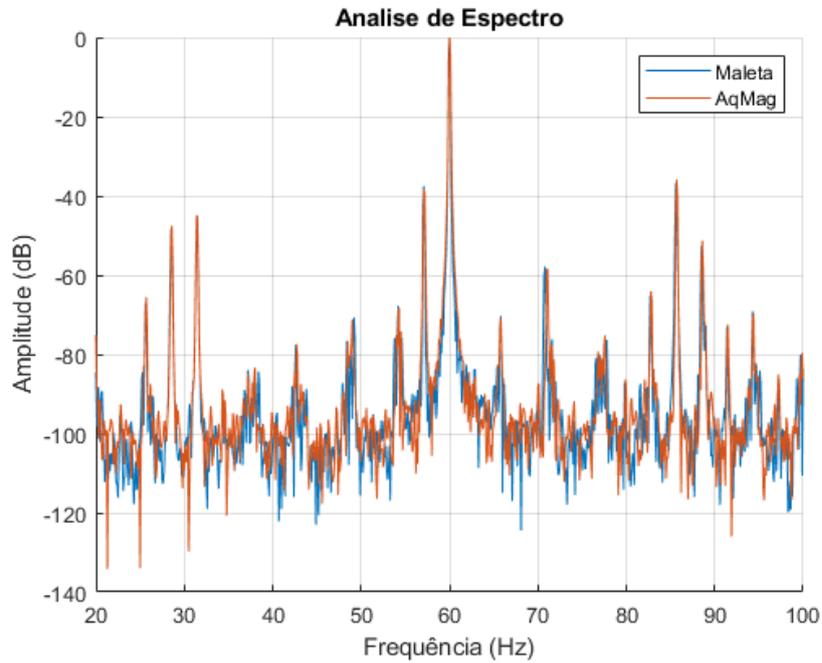
Figura 54 - Aquisição entre 5 e 5,1 segundos a 1713 rpm com a maleta e AqMag



Fonte: Elaborada pelo autor.

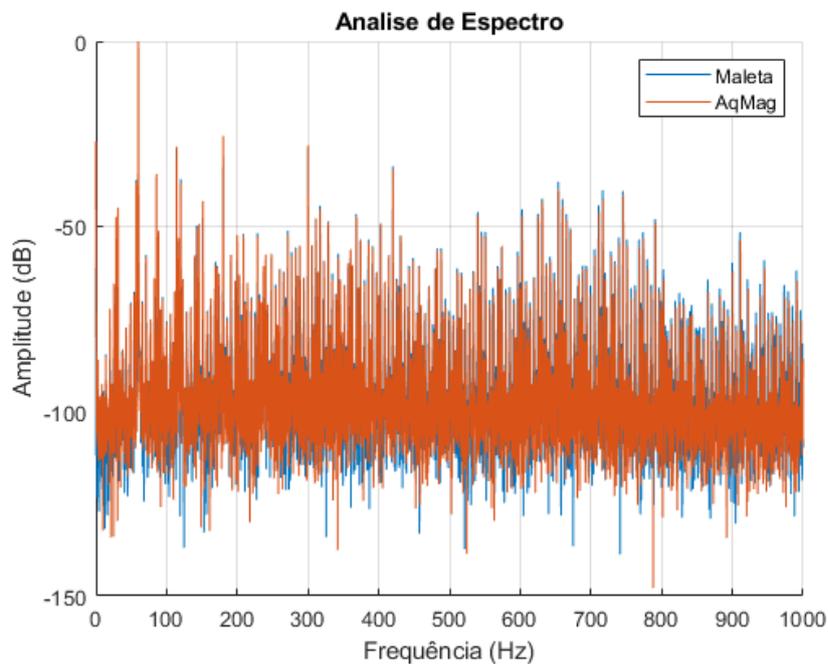
Nas Figura 55 e Figura 56 são apresentados os espectros de frequência para estas aquisições nas janelas de 20 Hz a 100 Hz e até 1 kHz, respectivamente.

Figura 55 - Espectro de frequência entre 20Hz e 100 Hz a 1713 rpm



Fonte: Elaborada pelo autor.

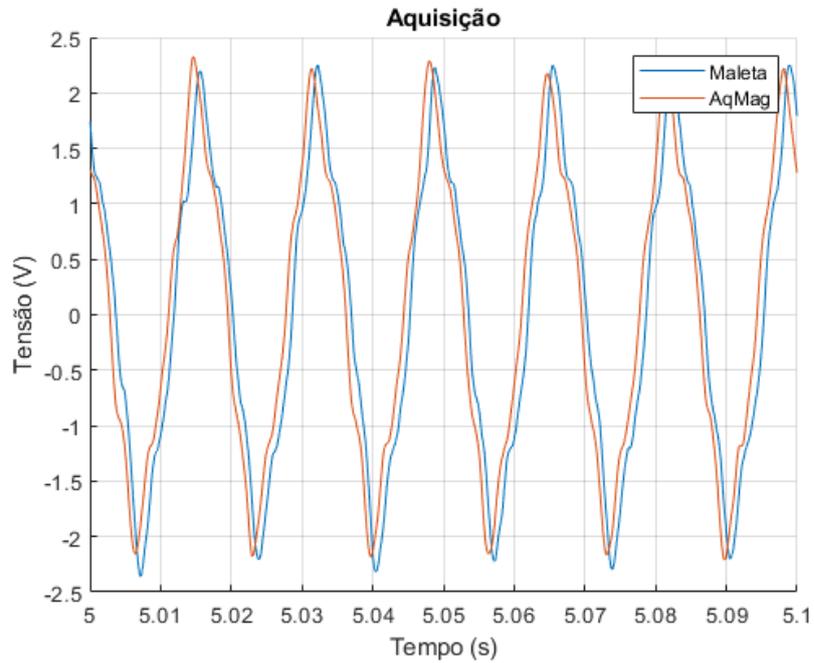
Figura 56 - Espectro de frequência até 1kHz a 1713 rpm



Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 57 mostra as formas de onda obtidas com escorregamento próximo a 50 % do escorregamento nominal e tensão nominal. A medida de velocidade com o tacômetro foi de 1757 rpm, com um escorregamento relacionado de 2,39 %.

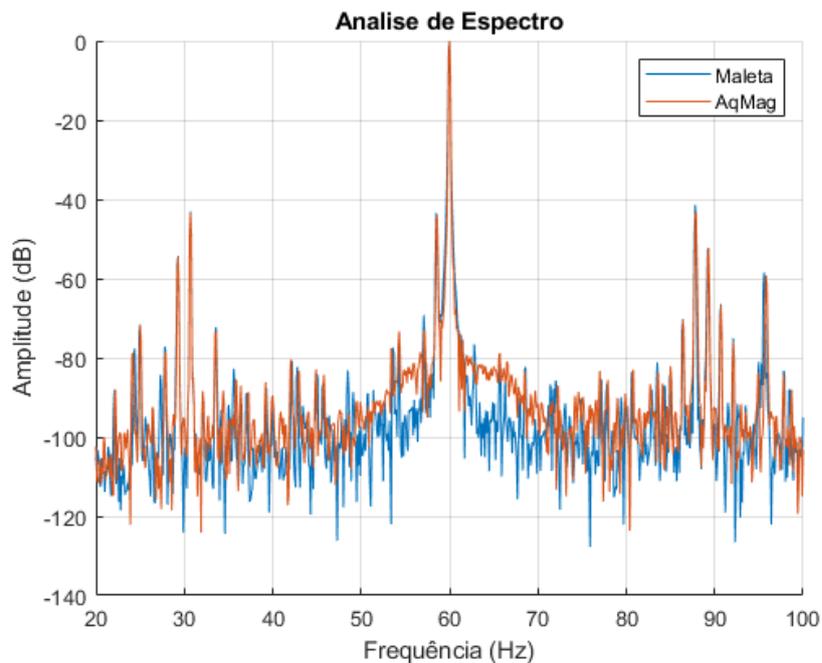
Figura 57 - Aquisição entre 5 e 5,1 segundos a 1757 rpm com a maleta e AqMag



Fonte: Elaborada pelo autor.

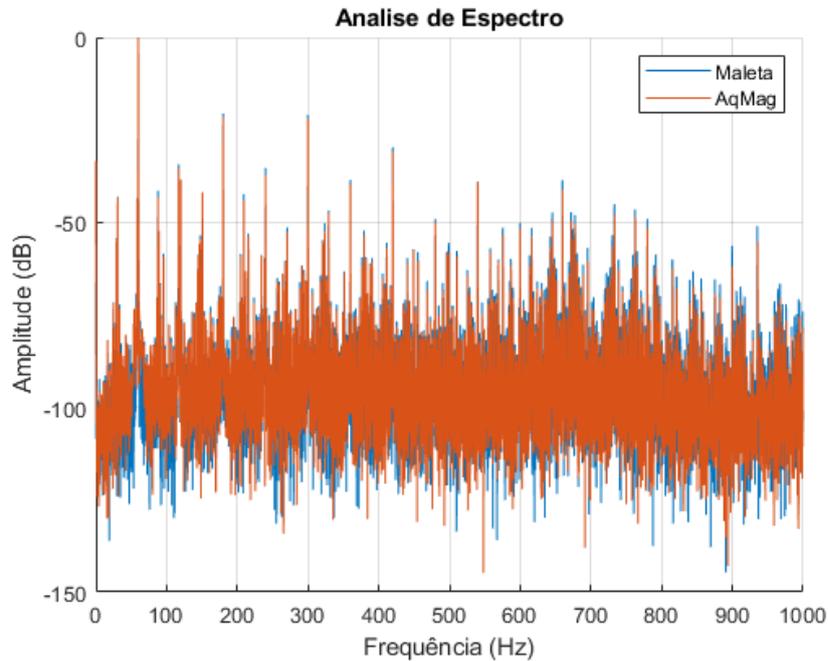
Nas Figura 58 e Figura 59, podem-se observar os espectros de frequências nas janelas escolhidas para visualização neste trabalho.

Figura 58 - Espectro de frequência entre 20Hz e 100 Hz a 1757 rpm



Fonte: Elaborada pelo autor.

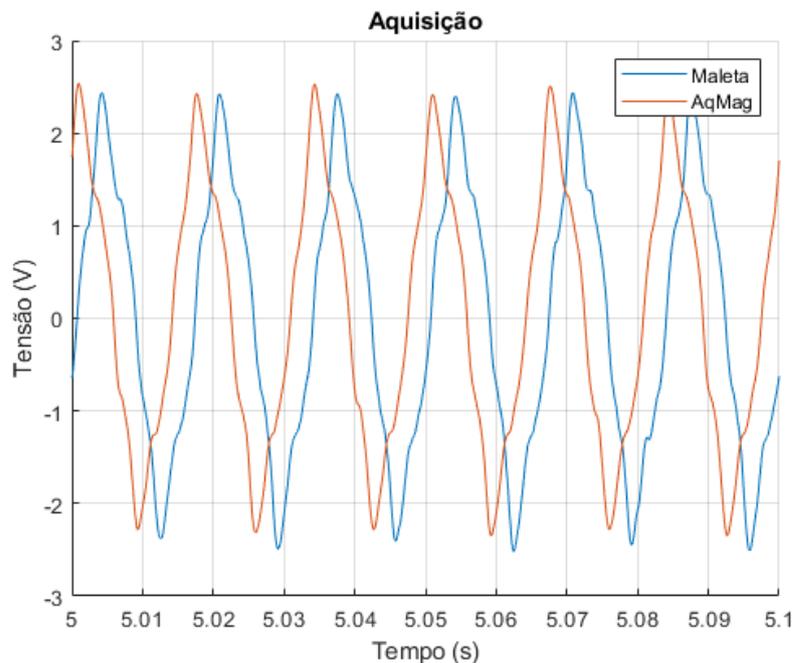
Figura 59 - Espectro de frequência até 1kHz a 1757 rpm



Fonte: Elaborada pelo autor.

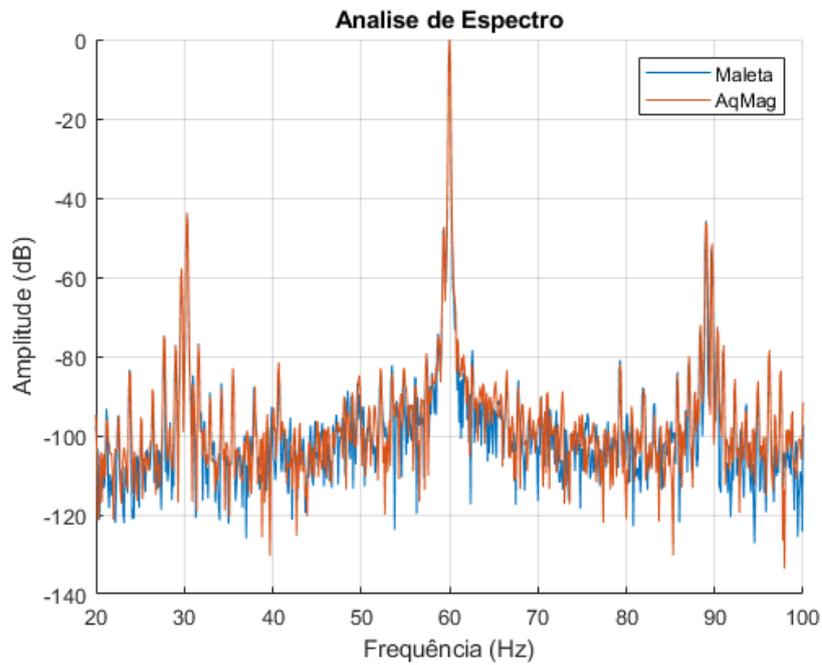
A Figura 60 mostra as formas de onda obtidas com escorregamento próximo a 25 % do escorregamento nominal. A medida de velocidade foi de 1780 rpm, com um escorregamento de 1,11 %. Nas Figura 61 e Figura 62, podem-se observar os espectros de frequências nas janelas escolhidas para visualização neste trabalho.

Figura 60 - Aquisição entre 5 e 5,1 segundos a 1780 rpm com a maleta e AQmag



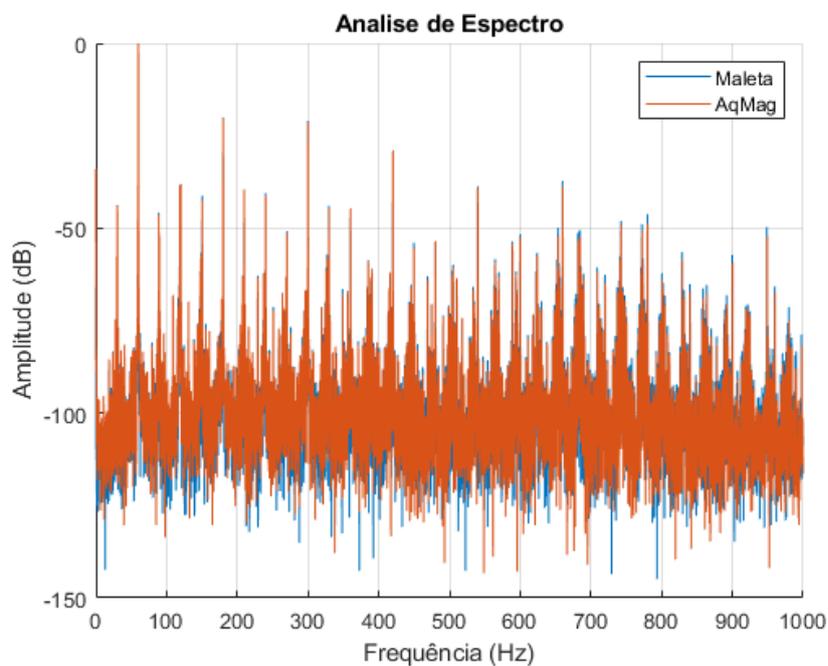
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 61 - Espectro de frequência entre 20Hz e 100 Hz a 1780 rpm



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 62 - Espectro de frequência até 1kHz a 1780 rpm



Fonte: Elaborada pelo autor.

Comparando os resultados, observa-se que os dados adquiridos com o Aqmag foram semelhantes aos obtidos com a maleta. Desta forma, conclui-se que o dispositivo proposto funciona conforme o esperado.

4.3 ESTIMAÇÃO DE VELOCIDADE USANDO HARMÔNICAS

Para a determinação de velocidade do MIT por análise espectral, foram utilizadas as harmônicas relacionadas com a excentricidade dadas por (4.1) e (4.2), calculadas a partir de (2.3), e as frequências relacionadas com as bandas laterais dadas por (4.3), (4.4) e (4.5), calculadas a partir de (2.7).

$$f_{ec-} = f_e \left[1 - \left(\frac{1-s}{\frac{p}{2}} \right) \right] \quad (4.1)$$

$$f_{ec+} = f_e \left[1 + \left(\frac{1-s}{\frac{p}{2}} \right) \right] \quad (4.2)$$

$$f_{sb0} = f_e(1-s) \quad (4.3)$$

$$f_{sb-}^k = f_e(1-2ks), \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (4.4)$$

$$f_{sb+}^k = f_e(1+2ks), \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (4.5)$$

Isolando os escorregamentos nas equações acima, obtêm-se respectivamente (4.6), (4.7), (4.8), (4.9) e (4.10).

$$s_{ec-} = 1 + \frac{p}{2} \left(\frac{f_{ec-}}{f_e} - 1 \right) \quad (4.6)$$

$$s_{ec+} = 1 - \frac{p}{2} \left(\frac{f_{ec+}}{f_e} - 1 \right) \quad (4.7)$$

$$s_{sb0} = 1 - \left(\frac{f_{sb0}}{f_e} \right) \quad (4.8)$$

$$s_{sb-}^k = \frac{1}{2k} \left(1 - \frac{f_{sb-}^k}{f_e} \right) \quad (4.9)$$

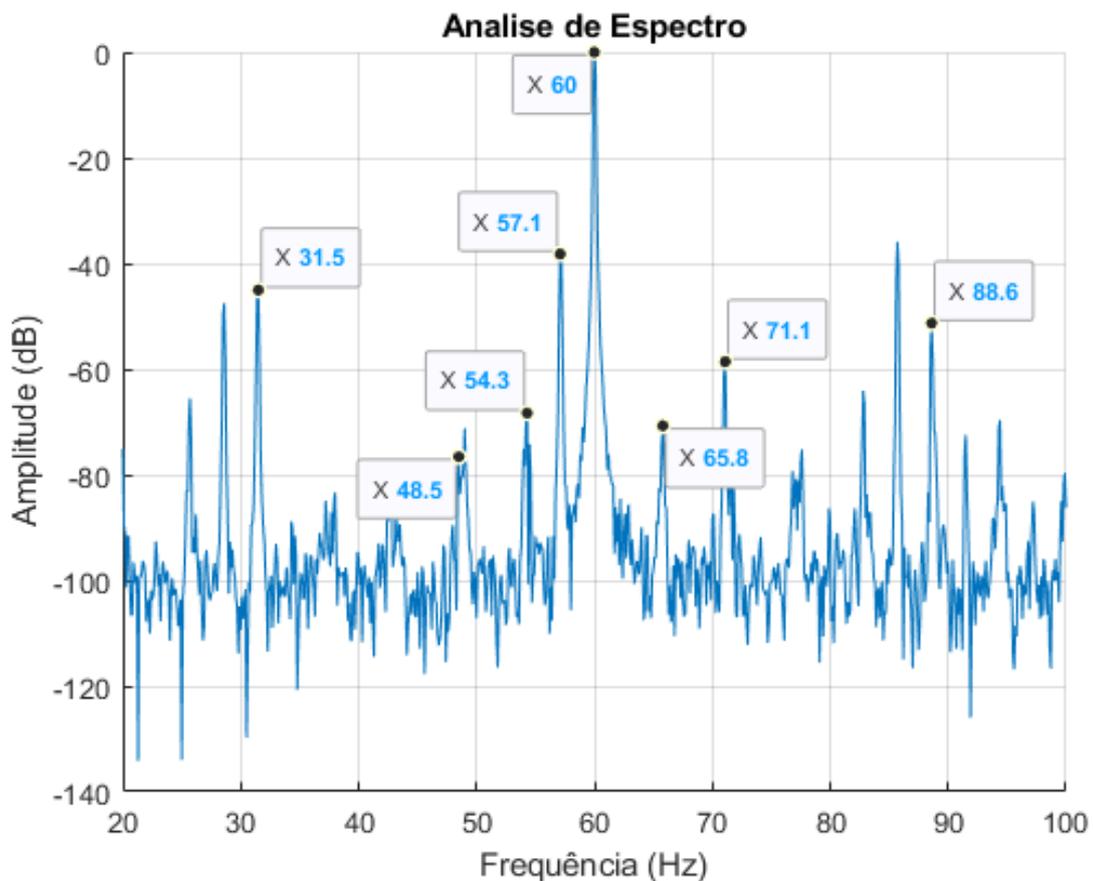
$$s_{sb+}^k = \frac{1}{2k} \left(\frac{f_{sb+}^k}{f_e} - 1 \right) \quad (4.10)$$

Essas expressões foram utilizadas para determinar o escorregamento utilizando os dados obtidos pelo AQmag, e para determinar a velocidade do MIT em cada estado de operação foi utilizada (2.2). Neste trabalho, foi utilizado k nos valores de 1 e 2. Para determinar a velocidade e o escorregamento estimados, foram feitas médias desses valores calculados a partir das harmônicas de interesse encontradas.

4.3.1 Operação próximo a velocidade nominal

A velocidade medida com o tacômetro neste estado operativo foi de 1713 rpm, que corresponde a um escorregamento de aproximadamente 4,83 %. Na Figura 63 é possível observar os picos correspondentes as harmônicas f_{ec-} , f_{sb-}^2 , f_{sb-}^1 , f_{sb0} , f_{sb+}^1 , f_{sb+}^2 e f_{ec+} .

Figura 63 – Espectro de frequência entre 20 Hz e 100 Hz a 1713 rpm



Na Tabela 1 estão sumarizados os valores esperados e encontrados de máximos locais relacionados com as frequências de interesse, e os valores de escorregamento e velocidade estimados a partir das frequências encontradas. Os valores esperados das harmônicas foram calculados a partir da velocidade medida com o tacômetro.

Tabela 1 – Sumário das frequências esperadas e encontradas, e dos valores estimados de escorregamento e velocidade para 1713 rpm

Harmônicas	Máximos Locais (Hz)		Valores estimados	
	Esperados	Encontrados	s (%)	Velocidade (rpm)
f_{ec-}	31,45	31,5	5,00	1710,0
f_{sb-}^2	48,4	48,5	4,79	1713,8
f_{sb-}^1	54,2	54,3	4,75	1714,5
f_{sb0}	57,1	57,1	4,83	1713,0
f_{sb+}^1	65,8	65,8	4,83	1713,0
f_{sb+}^2	71,6	71,1	4,62	1716,8
f_{ec+}	88,55	88,6	4,67	1716,8
Valores médios estimados			4,79	1713,8

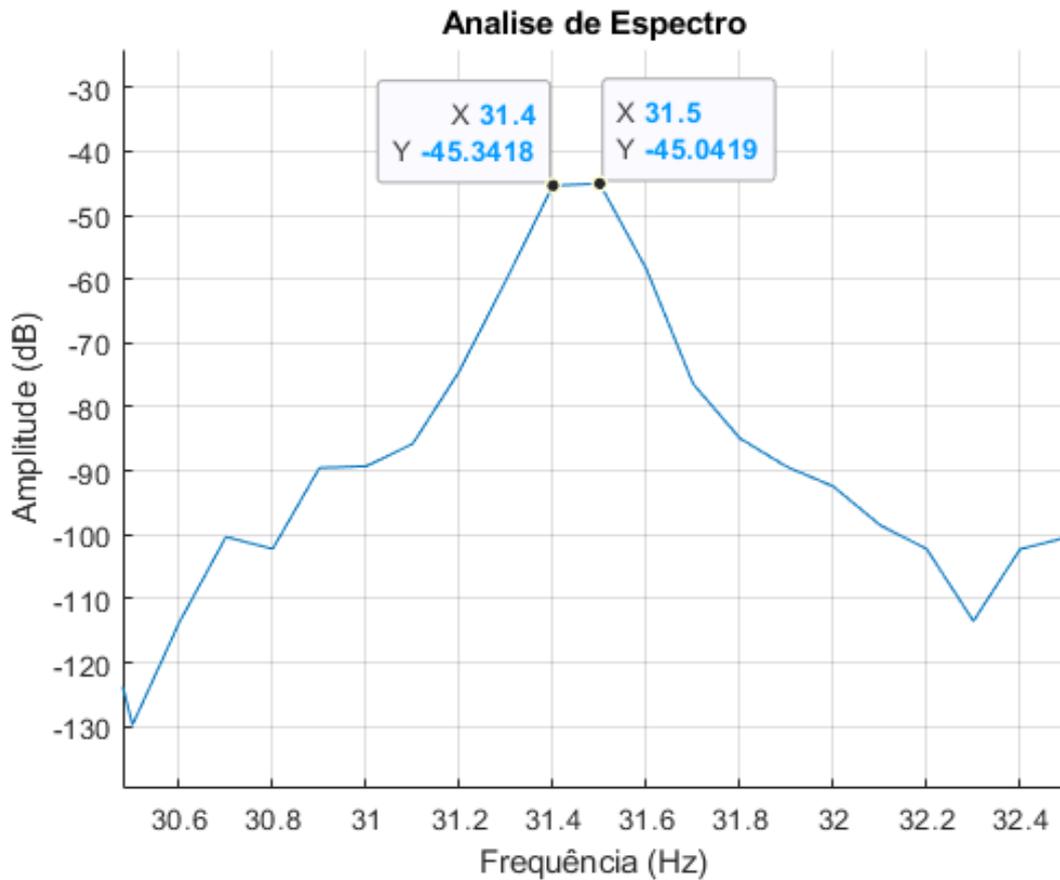
Fonte: Elaborada pelo autor.

A média de escorregamento encontrado foi de 4,79 %, que corresponde a uma velocidade de rotação de 1713,8 rpm.

Devido à resolução espectral, que é de 0,1 Hz, não é possível detectar a velocidade com precisão em algumas harmônicas. Por exemplo, a harmônica f_{ec-} , que é esperada ocorrer em 31,45 Hz para uma velocidade de 1713 rpm, está exatamente no valor intermediário da resolução.

Ampliando o espectro na região de 34,5 Hz na Figura 64, pode-se observar que as amplitudes nas frequências de 31,4 Hz e 31,5 Hz são muito próximas, com uma diferença de 0,3 dB. Isto indica que a frequência f_{ec-} de fato ocorre em uma frequência intermediária. Como não é possível representar essa frequência com a resolução espectral de 0,1 Hz, sua energia foi dividida nas suas laterais. Em casos como este, pode-se estimar a frequência da componente de interesse pela média das frequências vizinhas.

Figura 64 – Ampliação das harmônicas em torno de 31,5 Hz a 1713rpm

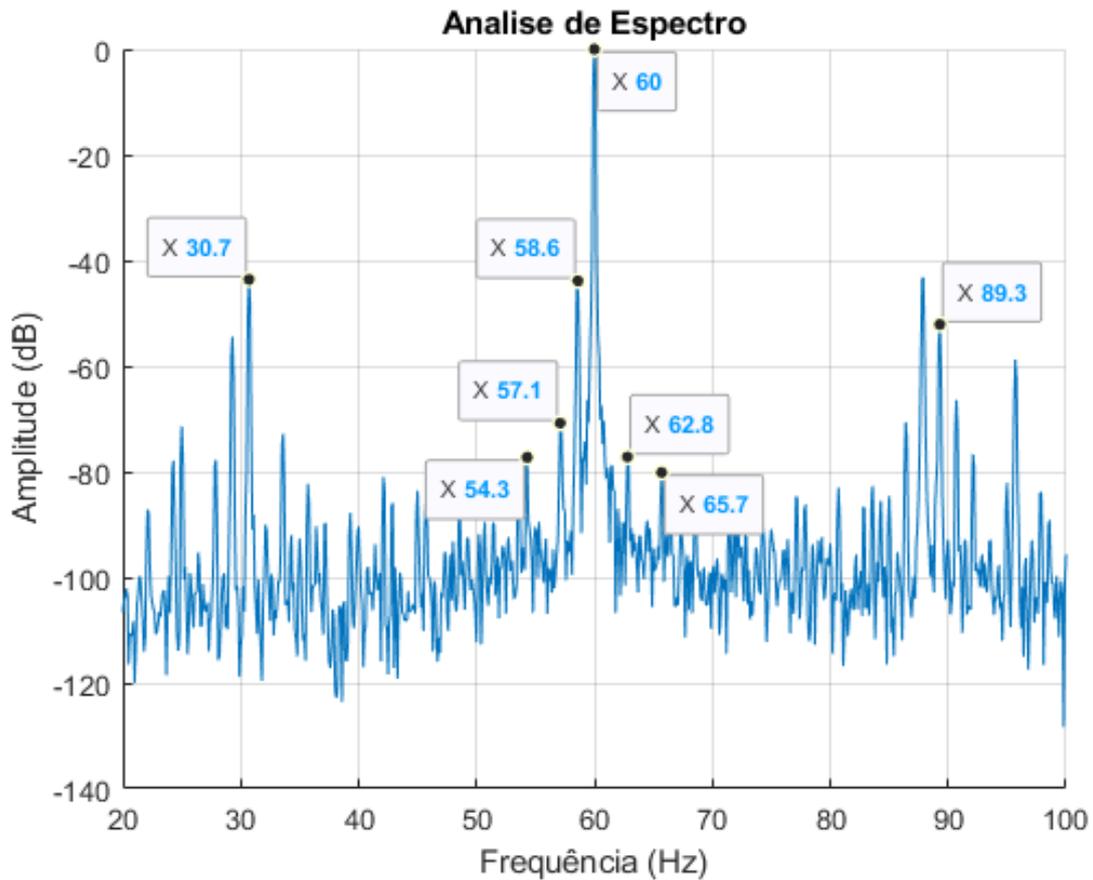


Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3.2 Operação próximo a 50 % do escorregamento nominal

A velocidade medida com o tacômetro neste estado operativo foi de 1757 rpm, que corresponde a um escorregamento de aproximadamente 2,39 %. Na Figura 65 é possível observar os picos correspondentes as harmônicas de interesse.

Figura 65 – Espectro de frequência entre 20 Hz e 100 Hz a 1757 rpm



Na Tabela 2 estão apresentados os valores esperados e encontrados das frequências de interesse, e os valores estimados de escorregamento e velocidade.

Tabela 2 – Sumário das frequências esperadas e encontradas, e dos valores estimados de escorregamento e velocidade para 1757 rpm

Harmônicas	Máximos Locais (Hz)		Valores estimados	
	Esperados	Encontrados	s (%)	Velocidade (rpm)
f_{ec-}	30,72	30,7	2,33	1758,0
f_{sb-}^2	54,27	54,3	2,38	1757,3
f_{sb-}^1	57,13	57,1	2,42	1756,5
f_{sb0}	58,57	58,6	2,33	1758,0
f_{sb+}^1	62,87	62,8	2,33	1758,0
f_{sb+}^2	65,73	65,7	2,37	1757,3
f_{ec+}	89,28	89,3	2,33	1758,0
Valores médios estimados			2,33	1758,0

Fonte: Elaborada pelo autor.

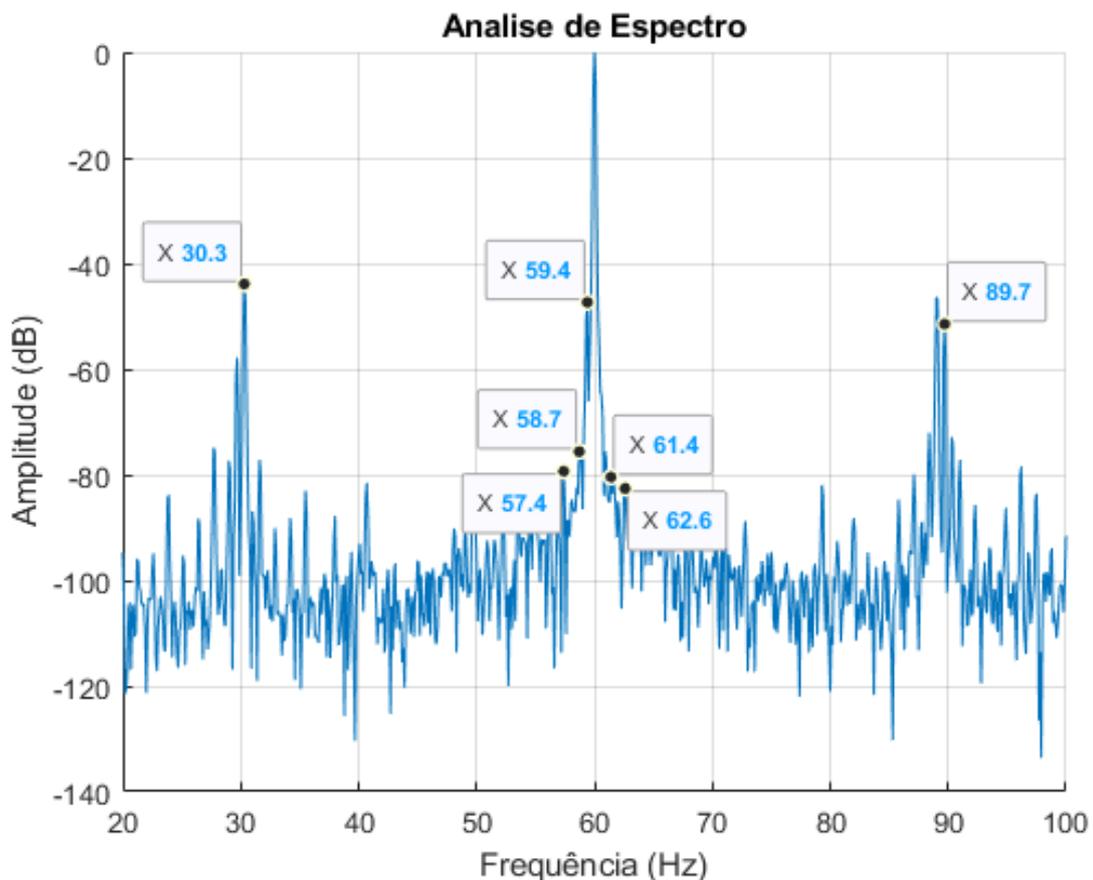
Comparando os picos detectados com os picos esperados, pode-se observar que os picos detectados foram os mais próximos possíveis dos esperados, dado a resolução espectral da FFT, exceto por f_{sb+}^1 detectada em 62,8 Hz, quando o valor mais próximo do esperado dado a resolução espectral seria em 62,9 Hz.

O valor estimado de escorregamento foi de 2,33 %, que corresponde a uma velocidade de rotação de 1758,0 rpm.

4.3.3 Operação próximo a 25 % do escorregamento nominal

A velocidade medida com o tacômetro neste estado operativo foi de 1780 rpm, que corresponde a um escorregamento de aproximadamente 1,11 %. Na Figura 66 é possível observar os picos correspondentes as harmônicas de interesse.

Figura 66 – Espectro de frequência entre 20 Hz e 100 Hz a 1780 rpm



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Tabela 3 estão apresentados os valores esperados e encontrados das harmônicas de interesse, e os valores estimados de escorregamento e velocidade.

Tabela 3 – Sumário das frequências esperadas e encontradas, e dos valores estimados de escorregamento e velocidade para 1780 rpm

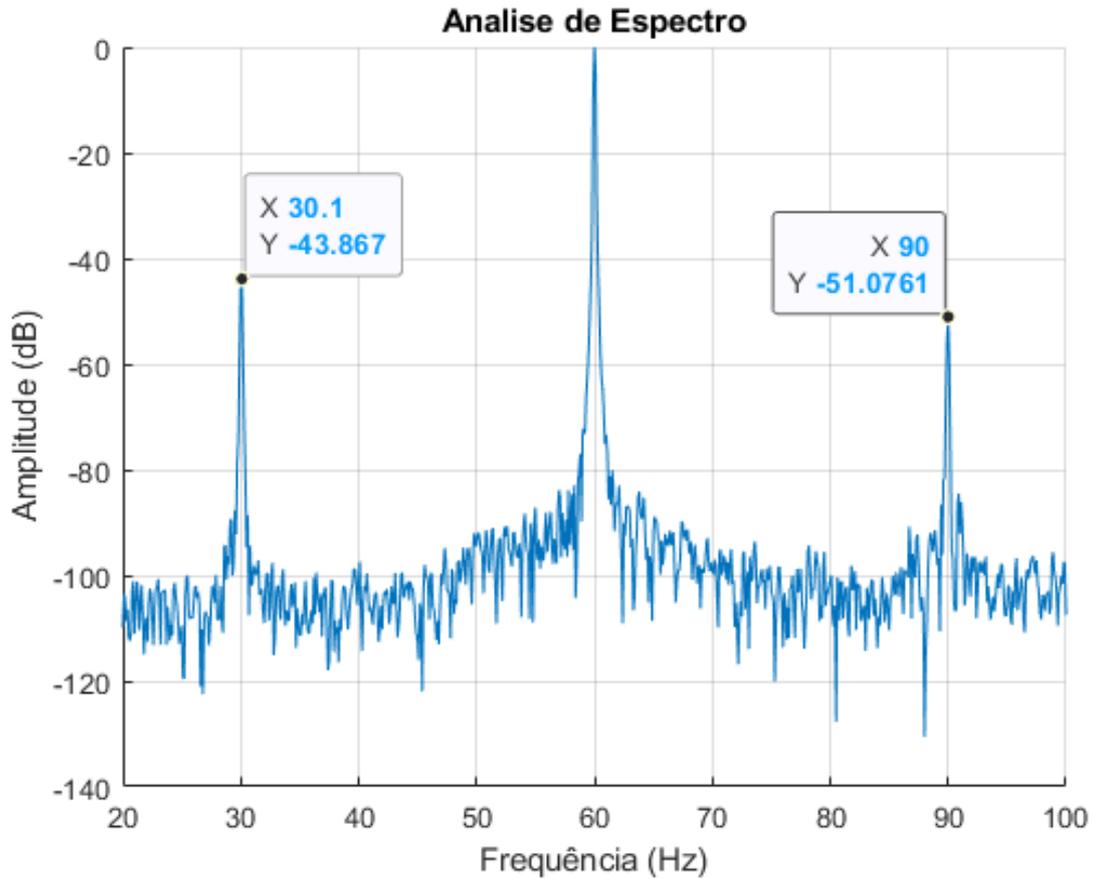
Harmônicas	Máximos Locais (Hz)		Valores estimados	
	Esperados	Encontrados	s (%)	Velocidade (rpm)
f_{ec-}	30,33	30,3	1,00	1782,0
f_{sb-}^2	57,33	57,4	1,08	1780,5
f_{sb-}^1	58,67	58,7	1,08	1780,5
f_{sb0}	59,33	59,4	1,00	1782,0
f_{sb+}^1	61,33	61,4	1,17	1779,0
f_{sb+}^2	62,67	62,6	1,08	1780,5
f_{ec+}	89,67	89,7	1,00	1782,0
Valores médios estimados			1,08	1780,5

O valor estimado de escorregamento foi de 1,08 %, que corresponde a uma velocidade de rotação de 1780,5 rpm.

4.3.4 Operação a vazio

A velocidade medida com o tacômetro neste estado operativo foi de 1797 rpm, que corresponde a um escorregamento de aproximadamente 0,17 %. Na Figura 67 é possível observar os picos detectados.

Figura 67 – Espectro de frequência entre 20 Hz e 100 Hz a 1797 rpm

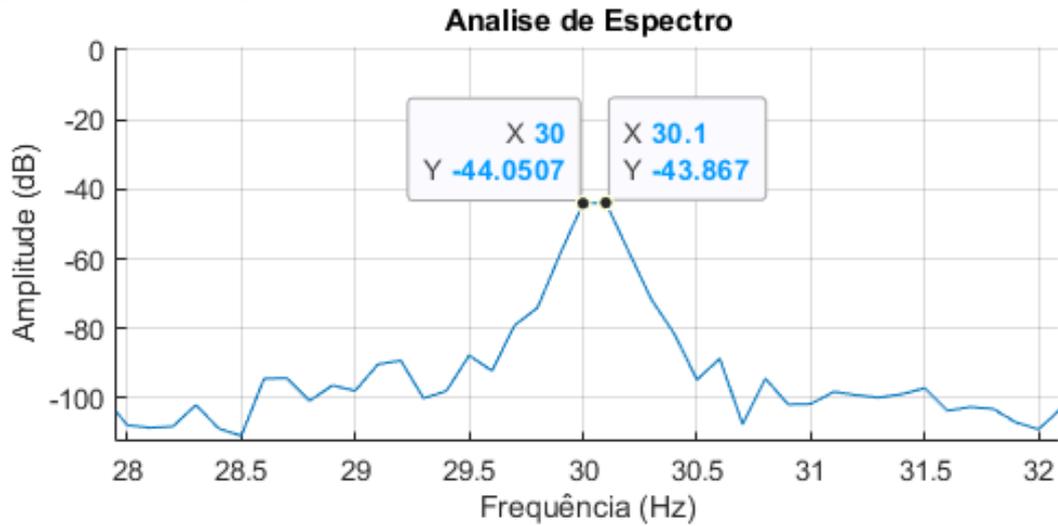


Fonte: Elaborada pelo autor.

Observando a Figura 67 é possível observar que f_{ec-} é detectada em 31,1 Hz, com escorregamento relativo de 0,33 % e velocidade de rotação de 1794 rpm, e o maior pico próximo da , f_{ec+} esperada ocorre em 90 Hz, com escorregamento relativo de 0 e velocidade de rotação de 1800 rpm.

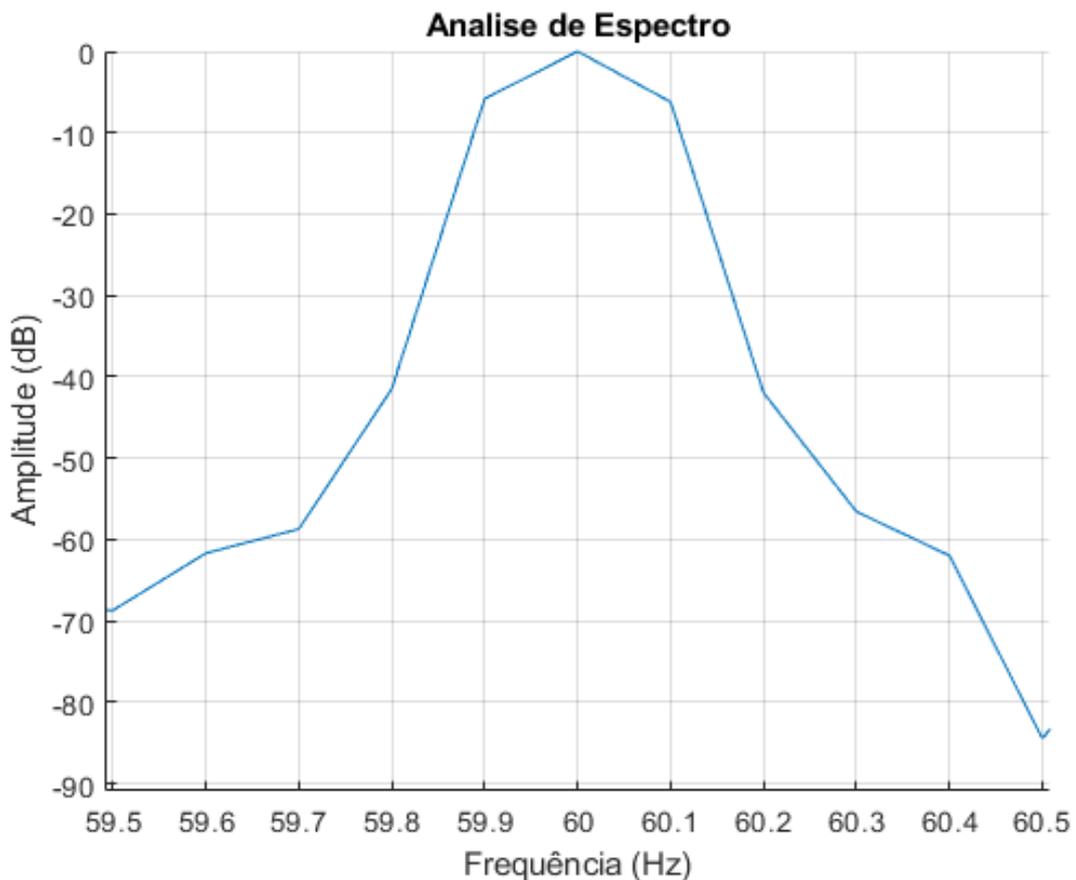
Porém, ao ampliar o gráfico na região de 30,05 Hz, observam-se na Figura 68 que as amplitudes em 30 Hz e em 30,1 Hz são praticamente as mesmas. Desta forma pode-se considerar que f_{ec-} ocorre de fato em 30,05 Hz, com escorregamento associado de 0,17 % e velocidade de 1797 rpm.

Figura 68 – Ampliação do espectro de frequência na região de 30,05 Hz a 1797 rpm



Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 69 – Ampliação da distribuição espectral em torno de 60 Hz



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 69 pode-se visualizar que não é possível detectar os picos ao redor de 60 Hz, onde deveriam estar visíveis as harmônicas das bandas laterais. Devido ao escorregamento baixo, as frequências das correntes no rotor são muito

pequenas e a intensidade do campo a elas associado também é pequeno. Desta forma, como elas estão muito próximas de 60 Hz, que é a harmônica com mais energia, seus picos não são detectáveis. Esta é uma limitação deste método, porém como não é comum um MIT operar a vazio, sobretudo em ambiente industrial, essa limitação não é um problema para a aplicação proposta.

Na Tabela 4 estão sumarizados os valores esperados e encontrados das harmônicas de interesse, e os valores estimados de escorregamento e velocidade.

Tabela 4 – Sumário das frequências esperadas e encontradas, e dos valores estimados de escorregamento e velocidade para 1797 rpm

Harmônicas	Máximos Locais (Hz)		Valores estimados	
	Esperados	Encontrados	s (%)	Velocidade (rpm)
f_{ec-}	30,05	30,1	0,33	1794,0
f_{sb-}^2	59,60	-	-	-
f_{sb-}^1	59,80	-	-	-
f_{sb0}	59,90	-	-	-
f_{sb+}^1	60,20	-	-	-
f_{sb+}^2	60,40	-	-	-
f_{ec+}	89,95	90,0	0,00	1800,0
Valores médios estimados			0,17	1797

Fonte: Elaborada pelo autor.

Assim, a média de escorregamento utilizando apenas as frequências f_{ec-} e f_{ec+} detectadas foi de 0,17 % e a velocidade média é de 1797 rpm.

4.4 SUMÁRIO DE MEDIÇÕES

Para melhor visualização dos resultados apresentados na seção 4.3, a Tabela 5 agrupa os valores de velocidade aferidos com o tacômetro (N_{medido}), os valores médios estimados de velocidade ($N_{estimado}$), o desvio percentual relativo entre os valores aferido e estimado de velocidade ($Desvio\% N$), o desvio absoluto entre os valores aferido e estimado de velocidade ($Desvio N$), os valores calculados de escorregamento a partir da medida de velocidade com o tacômetro (s_{medido}), os valores médios estimados de escorregamento ($s_{estimado}$), o desvio percentual relativo entre os valores medido e estimado de escorregamento ($Desvio\% s$) nos quatro

estados operativos testados. Os desvios percentuais relativos foram calculados conforme (4.11).

$$Desvio_{\%} = 100 * \frac{|Valor_{medido} - Valor_{estimado}|}{Valor_{medido}} \quad (4.11)$$

Tabela 5 – Sumário dos resultados

	ESTADO 1	ESTADO 2	ESTADO 3	ESTADO 4
<i>N_{medido} (rpm)</i>	1713	1757	1780	1797
<i>N_{estimado} (rpm)</i>	1713,8	1758	1780,5	1797
<i>Desvio% N (%)</i>	0,05	0,06	0,03	0,00
<i>Desvio N (rpm)</i>	0,8	1,0	0,5	0,0
<i>S_{medido} (%)</i>	4,83	2,39	1,11	0,17
<i>S_{estimado} (%)</i>	4,79	2,33	1,08	0,17
<i>Desvio% s (%)</i>	0,83	2,51	2,70	0,00

Fonte: Elaborada pelo autor.

Observa-se que em todos os estados operativos as velocidades médias detectadas através das harmônicas do campo magnético disperso tiveram desvio absoluto menor ou igual a 1 rpm em relação ao valor de velocidade medido com o tacômetro, sendo o maior desvio porcentual de 0,06 %.

O tacômetro utilizado para a aferição de velocidade foi o Instrutherm TD-812, e a precisão declarada pelo fabricante é de $\pm 0,05\% + 1$ Dígitos. Assim, os desvios observados estão dentro da incerteza de medida declarada pelo fabricante do tacômetro.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento do AQmag, um dispositivo portátil para medição de formas de onda do campo magnético disperso de motores de indução trifásicos, concebido com o propósito de estimar a velocidade de rotação de MITs em operação de forma não intrusiva.

Com este objetivo, foram estudados os trabalhos realizados anteriormente no GRUCAD relacionados à medição de campo magnético, incluindo o transdutor de campo magnético aplicado nestes trabalhos. Para o entendimento do contexto, foram revisados os aspectos construtivos e de operação de MITs e artigos que embasam a estimação de velocidade a partir do fluxo magnético externo em MITs.

Neste trabalho, os dados obtidos pelo AQmag foram utilizados para estimação de velocidade de MITs, porém como mostrados na seção 2, é possível expandir as aplicações de medidas de campo magnético em máquinas elétricas, como no monitoramento e detecção e avaliação de faltas em geradores síncronos e MITs.

Os princípios que nortearam o desenvolvimento do dispositivo proposto foram a facilidade de manutenção e de reprodução, o custo relativamente baixo e a utilização de componentes disponíveis no mercado nacional ou em sites de comércio eletrônico com entrega no Brasil. Com este enfoque, foi escolhida uma configuração modular, utilizando sempre que possível placas prontas que implementam alguma parte do projeto. Os requisitos de projeto do AQmag foram definidos a partir dos estudos realizados nos trabalhos anteriores, da pesquisa de componentes e de testes ao longo do desenvolvimento.

Os resultados obtidos apresentados na seção 4 foram considerados satisfatórios, com o AQmag apresentando aquisições semelhantes às obtidas com a maleta de Antunes (2023), e as velocidades estimadas a partir dos dados obtidos foram muito próximas das velocidades medidas com um tacômetro a *laser*. O maior desvio da velocidade estimada em relação à medida foi de 0,06 %, o que representa um desvio absoluto de 1 rpm, e os desvios observados estão dentro da incerteza de medida declarada pelo fabricante do tacômetro.

Durante o trabalho foram encontradas algumas dificuldades e possibilidades de melhorias no projeto. Como apresentado na seção 3, uma interpretação errada de dados de teste anteriores levou à definição de valores excessivos de ganho. Uma

solução provisória foi a definição de ganho unitário no amplificador de instrumentação.

De acordo com trabalhos anteriores, a amplitude do sinal gerado pelos SCMI varia em função da distância do sensor ao motor e a sensibilidade do sensor. Desta forma, como sugestão para trabalhos futuros, sugere-se realizar o ajuste automático do ganho, a ser controlado pelo microcontrolador. Para isso, são sugeridas duas estratégias descritas nos próximos parágrafos.

A primeira seria a remoção do ganho nos estágios de filtragem, utilizando o filtro apresentado no Apêndice E, e a implementação de patamares de ganho no amplificador de instrumentação através do chaveamento de resistências de ganho por uma chave digital como a ADG1611. Por exemplo, podem-se definir patamares de ganho em décadas, com ganhos sugeridos de 0 dB, 20 dB, 40 dB, 60 dB e 80 dB, conforme projeto apresentado no Apêndice F.

A segunda estratégia, para ser utilizada em complementação à primeira, seria realizar um ajuste fino do ganho utilizando o amplificador de ganho programável do ADS1256, aproveitando esta funcionalidade do CI que permite ajustar o ganho em 1, 2, 4, 8, 16, 32 e 64 vezes.

Também foi encontrada uma dificuldade relacionada a referências de tensões. O ADS1256 possui a capacidade de leitura de sinais de forma diferencial, o que é desejado para o projeto pois retira a necessidade de eletrônica adicional para leitura de sinais alternados. Porém, as tensões aplicadas não podem ter valor negativo em relação à referência de alimentação analógica do ADS1256, o que causou o problema apresentado na seção 3.4.1.

A solução encontrada para corrigir este problema das referências de tensão foi a utilização de duas fontes distintas, uma simétrica apenas para a placa de condicionamento e outra para o restante do protótipo, o que aumenta a complexidade do sistema. A fim de utilizar uma única fonte, sugere-se a realização de um estudo para atualizar a placa mãe em trabalhos futuros.

Devido à limitação de tempo, este trabalho teve foco no desenvolvimento eletrônico necessário ao armazenamento dos sinais, de forma a fundamentar desenvolvimentos posteriores.

A principal sugestão para trabalhos futuros é a incorporação de recursos de visualização para dispensar a utilização de um computador externo. Seria possível adicionar uma tela e mais botões, a fim de realizar configurações e exibir

informações. Uma primeira aplicação seria a estimação de velocidade proposta neste trabalho, com o aprimoramento do código carregado no ESP32-WROVER, embarcando o cálculo de FFT e a detecção dos máximos locais relacionados com as harmônicas descritas na seção 4.3 e exibindo a velocidade localmente.

É possível realizar muitos avanços em termos de interface com o usuário e funcionalidades do sistema. O ESP32 possui capacidade de comunicação por WiFi e Bluetooth, e utilizando estas capacidades de radiocomunicação podem ser desenvolvidas interfaces de usuários em dispositivos externos, como aplicativos para celulares e *tablets* ou programas para computadores.

O modelo ESP32-WROVER é capaz de funcionar como um servidor, permitindo que outros dispositivos se conectem por WiFi e acessem uma página desenvolvida em HTML com botões e mostradores. Isto dispensa a instalação de software adicional e possibilita que qualquer pessoa que possua as credenciais da rede criada pelo ESP32 acesse a página e realize interações com o AQmag.

A comunicação via internet permitiria a recepção de configurações e o envio de dados adquiridos de forma remota, facilitando, por exemplo, um experimento de longa duração. Em uma instalação com múltiplas máquinas, como um ambiente industrial, é possível desenvolver uma aplicação baseada na arquitetura de rede de sensores sem fio, com vários dispositivos de aquisição se comunicando entre si até um nó central.

Para maior aproveitamento do ADS1256 e levando em conta o projeto modular da placa de condicionamento, a confecção e integração de múltiplas placas permitiria a utilização de até 8 sensores diferentes, que podem ser mais SCMI distribuídos em torno da máquina elétrica, sondas de corrente ou qualquer outro sensor analógico que aproveite as características do sistema. Uma limitação do ADS1256 em relação a essa proposta é a incapacidade de fazer aquisições simultâneas. Se for feito o chaveamento das entradas no multiplexador, a fim de fazer a aquisição nas 8 portas de entrada em sequência, a taxa máxima de aquisição neste caso diminui de 30 kSPS para 4374 SPS.

REFERÊNCIAS

ABNT - ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, **NBR 17094-1**: Máquinas elétricas girantes: Parte 1: Motores de indução trifásicos: Requisitos. Rio de Janeiro, 2018.

ABNT - ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS, **NBR 17094-3**: Máquinas elétricas girantes: Parte 3: Motores de indução trifásicos: Métodos de ensaio. Rio de Janeiro, 2018.

ANALOG DEVICES. **1 Ω Typical On Resistance, ± 5 V, +12 V, +5 V, and +3.3 V Quad SPST Switches**. Disponível em: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/adg1611_1612_1613.pdf. Acesso em: 21 janeiro 2024.

ANALOG DEVICES. **Precision Low Noise, Low Input Bias Current Operational Amplifiers**. 2001. Disponível em: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/op1177_2177_4177.pdf. Acesso em: 20 janeiro 2024.

ANTUNES, L. B. **ESTRATÉGIAS PARA DETECÇÃO DE FALTAS INCIPIENTES EM GERADORES SÍNCRONOS ATRAVÉS DO FLUXO MAGNÉTICO NO ENTREFERRO**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2023.

ESPRESSIF SYSTEMS. **ESP32-WROVER Datasheet**. 2017. Disponível em: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32-wrover_datasheet_en.pdf. Acesso em: 20 janeiro 2024.

NOCETI FILHO, S. **Filtros seletores de sinais**. 4. ed. Florianópolis: Editora da UFSC, 2020. 327p.

CURIOUS SCIENTIST. **ADS1256 Arduino Library Documentation And Manual**. 2022. Disponível em: <https://curioussciantist.tech/ads1256-custom-library>. Acesso em: 25 maio 2023.

ELIAS, R. A. **Equipamento Para Detecção de Falhas em Motores de Indução Trifásicos**. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2016.

HURST, K. D.; HABETLER, T. G. Sensorless speed measurement using current harmonic spectral estimation in induction machine drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 11, n. 1, p. 66-73, 1996.

LIMA, S. C. **Contribuição ao estudo de métodos de estimação do rendimento de motores de indução trifásicos**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2016.

MARTINS, L. E.; QUEIROZ, A. R.; NASCIMENTO, V. J.; WENGERKIEVICZ, C. A. C.; SADOWSKI, N.; BATISTELA, N. J. Comparison of Standard Methods for Efficiency Determination of Three-Phase Induction Motors. *In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO*, 14., 2020 Niteroi, RJ. **Anais [...]**. São Caetano do Sul, RJ: SBMO, 2020.

MAXIM INTEGRATED. **DS1307 64 x 8, Serial, I²C Real-Time Clock**. 2015. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ds1307.pdf>. Acesso em: 20 janeiro 2024.

QUEIROZ, A. R. **Estudo de técnicas não intrusivas para medição de parâmetros de operação de motores de indução trifásicos em regime**. Relatório de Iniciação Científica. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2021.

RIGONI, M. **Desenvolvimento de um sistema de detecção e avaliação de faltas em geradores síncronos por meio do campo magnético externo**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. 2014.

SANTOS, G. F.; ANTUNES, L. B.; DUARTE, A.; WENGERKIEVICZ, C. A. C.; SANTOS, H. F.; MOZZOLA, C. F.; SADOWSKI, N.; BATISTELA, N. J.; FREITAS, L. M.; FREITAS, L. F. Estudo de Aspectos Construtivos de Sensores de Campo Magnético por Indução. *In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETROMAGNETISMO – CBMAG*. 14. 2020. Niterói, RJ. **Anais [...]**.

SANTOS, H. F. **Desenvolvimento de um Equipamento para Monitoração de Geradores Síncronos Através do Campo Magnético Externo**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2016.

SANTOS, H. F. D.; RIGONI, M.; ELIAS, R. D. A.; FELER, L. A.; WENGERKIEVICZ, C. A. C.; BATISTELA, N. J.; SADOWSKI, N.; KUO-PENG, P.; BASTOS, J. P. A. Non-invasive monitoring system of synchronous generator using external field. **Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications**, v. 16, p. 70-89, 2017.

TEXAS INSTRUMENTS. **Very Low Noise, 24-Bit Analog-to-Digital Converter datasheet**. 2003. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/SBAS288>. Acesso em: 20 janeiro 2024.

TEXAS INSTRUMENTS. **INA118 Precision, Low-Power Instrumentation Amplifier**. 2003. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/gpn/INA118>. Acesso em: 20 janeiro 2024.

THOMSON, W. T.; FENGER, M. Current signature analysis to detect induction motor faults. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 7, n. 4, p. 26-34, 2001.

UMANS, S. D. **Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley**. 7. ed. Porto Alegre: AMGH, 2014. 708p.

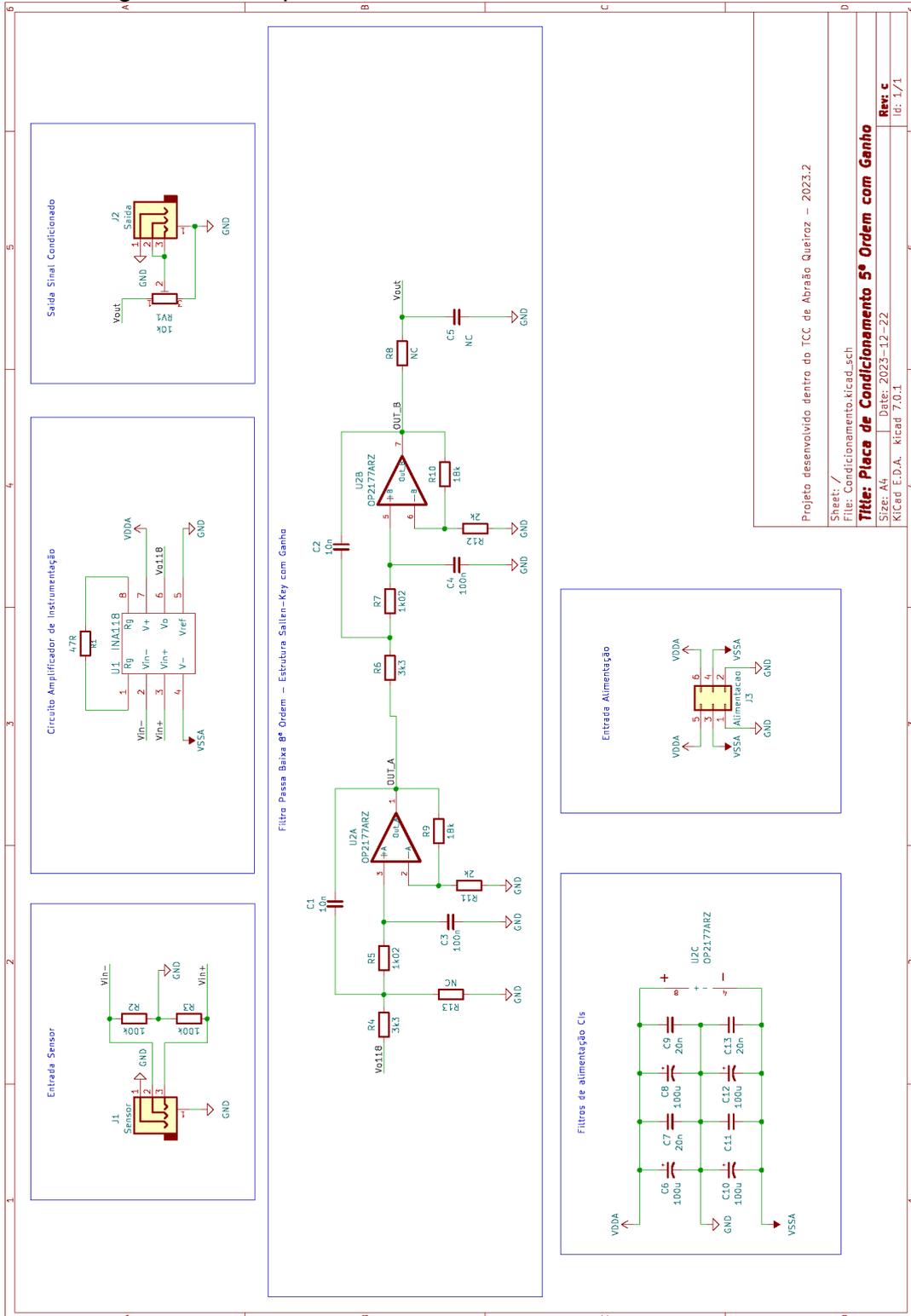
WENGERKIEVICZ, C. A. C.; CARRIL, L. V.; AURICH, D. G.; BATISTELA, N. J.; SADOWSKI, N.; SILVA JR, P. A.; LIMA, S. C. Upgrade of test bench for three-phase induction motors: Part 2: Virtual instrument for power measurement. In: 13 CBMag – Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 2018. Santa Rita do Sapucaí. **Anais de congresso**, 2018. v. 1. p. 949-952.

WENGERKIEVICZ, C. A. C. **Desenvolvimento de Algoritmo para Estimação de Valores de Parâmetros do Circuito Equivalente de Motores de Indução Trifásicos a Partir de Dados de Catálogo**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2016.

WENGERKIEVICZ, C. A. C. **Estudo e Desenvolvimento de Metodologias Não-Intrusivas para Estimação de Rendimento de Motores de Indução Trifásicos em Operação**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, 2021.

APÊNDICE A – ESQUEMÁTICO PLACA DE CONDICIONAMENTO.

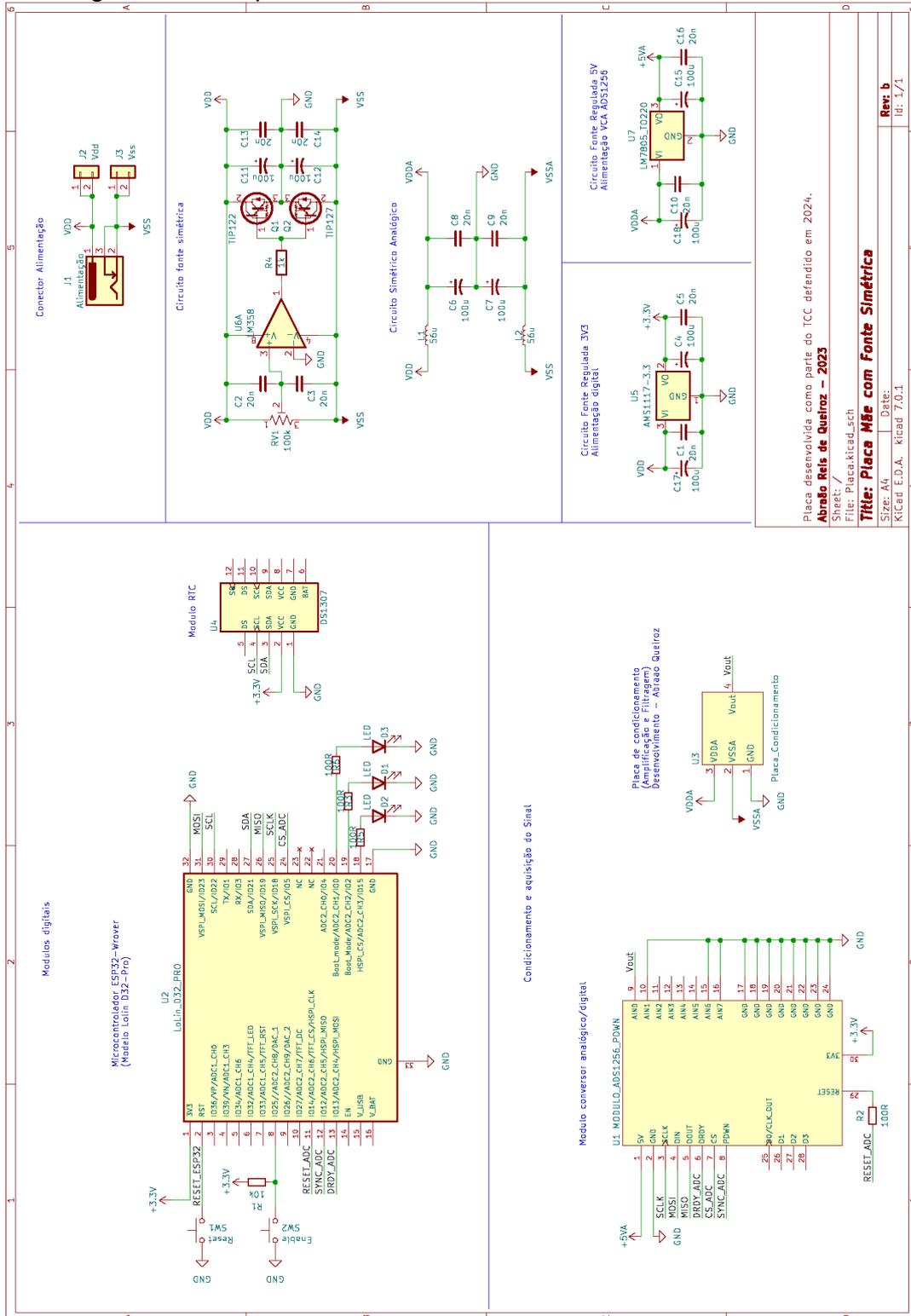
Figura 70 – Esquema elétrico da Placa de Condicionamento



Fonte: Elaborada pelo autor.

APÊNDICE B – ESQUEMÁTICO PLACA MÃE COM FONTE SIMÉTRICA.

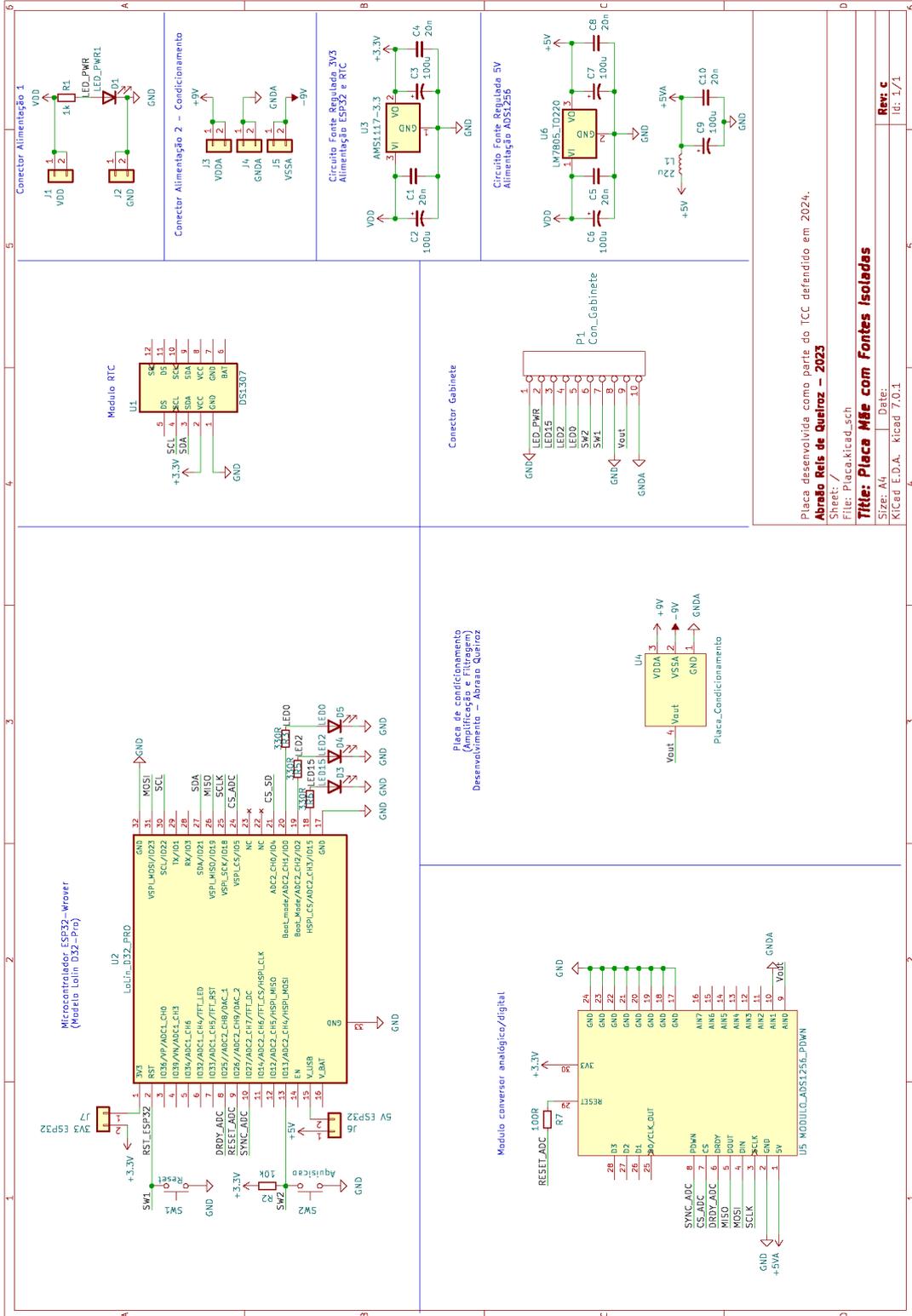
Figura 71 – Esquema elétrico da Placa Mãe com Fonte Simétrica



Fonte: Elaborada pelo autor.

APÊNDICE C – ESQUEMÁTICO PLACA MÃE COM FONTES ISOLADAS.

Figura 72 – Esquema elétrico da Placa Mãe com Fontes Isoladas



Placa desenvolvida como parte do TCC defendido em 2024.
Abraão Reis de Queiroz – 2023
 Sheet: /
 File: Placa.kicad.sch
Title: Placa Mãe com Fontes Isoladas
 Size: A4 Date:
 Kicad E.D.A. Kicad 7.0.1

Rev: c
 Id: 1/1

Fonte: Elaborada pelo autor.

APÊNDICE D – CÓDIGO COMENTADO EMBARCADO NO ESP32.

Código desenvolvido durante TCC de Abraão Reis de Queiroz, no semestre letivo de 2023.2

Este código executa a aquisição de dados através de um módulo que contém um ADC modelo ADS1256, usando o microcontrolador ESP32-Wrover.

Este microcontrolador foi escolhido pois contém uma memória PSRAM disponível de 4 Mbyte, que é utilizada para armazenar as amostras durante a aquisição.

Também são utilizados nesse projeto, um módulo RTC baseado no chip DS1307.

As bibliotecas usadas nesse projeto foram:

ADS1256.h, versão modificada por Abraão Reis de Queiroz, corrigindo alguns erros e implementando funções específicas para esse projeto da biblioteca criada e disponibilizada por Curious Scientist (<https://curiousscientist.tech/ads1256-custom-library>)

FS.h e SD.h, bibliotecas para gerenciamento de cartão SD. A biblioteca FS.h é nativa do complemento da IDE Arduino esp32 by Espressif Systems, que permite compatibilidade de placas baseadas na família de microcontroladores Espressif ESP32

RTCLib.h, Biblioteca utilizada para facilitar o uso do módulo RTC DS1307. A versão da biblioteca utilizada foi baixada diretamente da IDE do Arduino, desenvolvida pela Adafruit. Foram instaladas as bibliotecas correlacionadas também da Adafruit.

```
*/
```

```
#include <ADS1256.h>
#include "FS.h"
#include "SD.h"
#include "RTCLib.h"
```

```
/*
```

Nas próximas linhas de código são definidos alguns valores que serão utilizados no código. Segue abaixo alguns comentários sobre cada um deles.

```
- #define SPS : Neste campo deve ser preenchido pelo usuário qual a taxa de aquisição
desejada, dentre as taxas possíveis do ADS1257 (DRATE_3000SPS, DRATE_1500SPS,
DRATE_750SPS, DRATE_375SPS, DRATE_200SPS, DRATE_100SPS, DRATE_50SPS, DRATE_10SPS,
DRATE_60SPS, DRATE_50SPS, DRATE_30SPS, DRATE_25SPS, DRATE_15SPS, DRATE_10SPS, DRATE_5SPS,
DRATE_2SPS (2.5 Hz))
- #define TOTAL_AMOSTRAS : Define o total de amostras a serem adquiridas.
- #define DESCARTE : Define um número de aquisições que serão descartadas antes de iniciar
o armazenamento. No Datasheet diz não ser necessário descartar aquisições, porém resolvi
descartar mesmo assim, para evitar qualquer tipo de transitório no início da aquisição.
- #define PGA : Define qual o ganho será aplicado no Programable Gain Amplifier do ADS1256.
Os valores possíveis são: (PGA_1, PGA_2, PGA_4, PGA_8, PGA_16, PGA_32 e PGA_64)
- #define MUX : Define qual será a configuração do multiplexador de entrada. As
possibilidades são entradas diferenciais (DIFF_0_1, DIFF_2_3, DIFF_4_5 e DIFF_6_7), e
entradas singulares referenciadas à terra (SING_0, SING_1, SING_2, SING_3, SING_4, SING_5,
SING_6 e SING_7).
- #define BUFFER : Habilita o Buffer interno do ADS1256 quanto setado em 1, e desabilita
quando setado em 0. O Buffer aumenta a impedância de entrada do ADC, e é necessário quando
o sinal a ser medido não é oriundo de uma fonte com impedância desprezível.
-Definições de saídas digitais para atuação de LEDs, e entrada destinada a leitura de botão
de solicitação de inicialização da aquisição.
#define LED_PRONTIDAO 15
#define LED_AQUISICAO 2
#define LED_SALVAMENTO 0
#define INICIALIZA_AQUISICAO 13
```

```
*/
```

```

#define TOTAL_AMOSTRAS 300000
#define DESCARTE 30

#define PGA PGA_1
#define MUX DIFF_0_1
#define BUFFER 0
#define SPS DRATE_30000SPS

#define LED_PRONTIDAO 15
#define LED_AQUISICAO 2
#define LED_SALVAMENTO 0

#define INICIALIZA_AQUISICAO 13

RTC_DS1307 rtc;

ADS1256 A(25, 26, 27, 5, 2.5); //DRDY, RESET, SYNC(PDWN), CS, VREF(float).

void setup(){

    Serial.begin(115200);

    pinMode(LED_PRONTIDAO, OUTPUT);
    pinMode(LED_AQUISICAO, OUTPUT);
    pinMode(LED_SALVAMENTO, OUTPUT);
    pinMode(INICIALIZA_AQUISICAO, INPUT);

    digitalWrite(LED_PRONTIDAO, LOW); digitalWrite(LED_AQUISICAO, LOW);
    digitalWrite(LED_SALVAMENTO, LOW);

    for (int i = 0; i<3; i++){ //Pisca o LED de Prontidão 3 vezes, indicando que o
        sistema está inicializando.

        digitalWrite(LED_PRONTIDAO, HIGH);
        delay(100);
        digitalWrite(LED_PRONTIDAO, LOW);
        delay(100);
    }

    while (!Serial)
    {
    }

    if(psramInit()){
        Serial.println("PSRAM inicializada");
    }else{
        Serial.println("PSRAM não disponível");
        Serial.flush();
        erro();
    }

    if(SD.begin(4)){
        Serial.println("SD Card inicializado");
    }else{
        Serial.println("Falha na inicialização do cartão SD");
        Serial.flush();
        erro();
    }
}

```

```

}

if (rtc.begin()) {
  Serial.println("RTC inicializado");
}else{
  Serial.println("RTC não encontrado");
  Serial.flush();
  erro();
}
//rtc.adjust(DateTime(F(__DATE__), F(__TIME__))); //código para ajustar o RTC. Pega a
hora em que o código foi compilado do sistema. Após o ajuste deve ser carregado novamente o
código com essa linha comentada, para que não seja reajustada a hora do RTC para hora de
compilação cada vez que o microcontrolador for reiniciado.

//Abaixo é inicializado e configurado o ADC
A.InitializeADC();
delay(10);
A.setPGA(PGA);
delay(10);
A.setMUX(MUX);
delay(10);
A.setBuffer(BUFFER);
delay(10);
A.setDRATE(SPS);
delay(10);
}

void loop()
{

  digitalWrite(LED_PRONTIDAO, HIGH); //Acende o LED de prontidão, indicando que o sistema
está pronto para iniciar uma aquisição.
  Serial.println ("Aperte Inicializa Aquisição para iniciar nova aquisição: ");
  while (digitalRead(INICIALIZA_AQUISICAO)){ //Aguarda o usuário apertar o botão
INICIALIZA_AQUISICAO.
  }
  digitalWrite(LED_PRONTIDAO, LOW); //Apaga o LED de prontidão, indicando que o sistema
está pronto para iniciar uma aquisição.

  long *amostras = (long *) ps_malloc(TOTAL_AMOSTRAS * sizeof(long)); //Nesta linha é
alocado o espaço na memória PSRAM para a aquisição. É criado um vetor de variáveis no
formato long, com o tamanho do total de números de amostras.

  Serial.println("Calibrando...");
  A.sendDirectCommand(SELFCAL); //Executa uma autocalibração do ADS1256

  Serial.println("Iniciando Aquisição de " + String(TOTAL_AMOSTRAS) + " amostras. ");
  float aux;
  long finishTime = 0;
  digitalWrite(LED_AQUISICAO, HIGH); //Acende o LED de aquisição, indicando que o sistema
está iniciando uma aquisição.
  long startTime = micros(); //Armazena o tempo do RTC interno do microcontrolador em
microsegundos antes da execução da aquisição.
  for (long i = -DESCARTE; i < TOTAL_AMOSTRAS; i++){
    if (i<0){
      aux = A.readSingleContinuous(); //executa a aquisição de dados, porém não armazena.
    }
    else{

```

```

    amostras[i] = A.readSingleContinuous(); //armazena as aquisições feitas a partir de i
    >= 0.
  }
}
finishTime = micros() - startTime; //Calcula o tempo de aquisição em microsegundos.
A.stopConversion(); //finaliza a execução de aquisições pelo ADC.
digitalWrite(LED_AQUISICAO, LOW); //Apaga o LED de aquisição, indicando que o sistema
terminou uma aquisição.

digitalWrite(LED_SALVAMENTO, HIGH); //Acende o LED de salvamento, indicando que o sistema
está salvando a aquisição.
Serial.println ("Salvando... ");
String cabecalho = "Aquisição feita pelo sistema desenvolvido por Abraao Reis de Queiroz,
como parte do TCC defendido em 2023.2\nSensor Quadrado\n";
cabecalho = cabecalho + "Valor registrador PGA: " + PGA + "\n";
cabecalho = cabecalho + "Valor registrador MUX: " + MUX + "\n";
cabecalho = cabecalho + "Valor registrador BUFFER: " + BUFFER + "\n";
cabecalho = cabecalho + "Tempo de aquisição para " + String(TOTAL_AMOSTRAS) + " amostras
mais " + String(DESCARTE) + " descartes: " + String(finishTime) + " us.\nSampling rate: " +
String((TOTAL_AMOSTRAS+DESCARTE) * (1000000.0 / finishTime), 8) + " SPS\r\n";
Serial.println(cabecalho);
DateTime now = rtc.now();
String nomeArquivo = "/TCC_ABRAAO_QUEIROZ-" + String (now.year(), DEC) + "_" + String
(now.month(), DEC) + "_" + String (now.day(), DEC) + "_" + String (now.hour(), DEC) + "_" +
String (now.minute(), DEC) + "_" + String (now.second(), DEC) + ".csv";
startTime = micros();
criaArquivo(SD , nomeArquivo.c_str(), cabecalho.c_str());
salvaAmostras(SD, nomeArquivo.c_str() , amostras);
finishTime = micros() - startTime;

cabecalho = "Tempo total de armazenamento: " + String(finishTime) + " us.\nTaxa de
Salvamento: " + String((TOTAL_AMOSTRAS) * (1000000.0 / finishTime), 8) + " SPS\r\n";
Serial.println (cabecalho);
digitalWrite(LED_SALVAMENTO, LOW); //Apaga o LED de salvamento, indicando que o sistema
terminou de salvar a aquisição.

free(amostras); //Libera a memória alocada.
}

void criaArquivo(fs::FS &fs, const char * path, const char * message){
  Serial.printf("Escrevendo o arquivo: %s\n", path);
  File file = fs.open(path, FILE_WRITE);
  if(!file){
    Serial.println("Falha em abrir o arquivo para escrita.");
    erro();
  }
  if(file.print(message)){
  } else {
    Serial.println("Erro na escrita no arquivo.");
    erro();
  }
  file.close();
}

void salvaAmostras(fs::FS &fs, const char * path, const long * amostras){
  File file = fs.open(path, FILE_APPEND);
  if(!file){
    Serial.println("Falha em abrir o arquivo para salvamento.");
  }
}

```

```
        erro();
    }
    String dataMessage;
    for (long i = 0; i < TOTAL_AMOSTRAS; i++){
        dataMessage = String(A.convertToVoltage(amostras[i]),8) + "\t" +
String(amostras[i],BIN) + "\n";
        if(!file.print(dataMessage)){
            Serial.println("Falha no salvamento.");
            erro();
        }
    }
    file.close();
}

void erro(){
    while (1){
        digitalWrite(LED_PRONTIDAO, HIGH); digitalWrite(LED_AQUISICAO, HIGH);
digitalWrite(LED_SALVAMENTO, HIGH);
        delay(500);
        digitalWrite(LED_PRONTIDAO, LOW); digitalWrite(LED_AQUISICAO, LOW);
digitalWrite(LED_SALVAMENTO, LOW);
        delay(500);
    }
}
```

APÊNDICE E – PROJETO DE PLACA DE CONDICIONAMENTO COM ESTRUTURA DE FILTRO SALLEN-KEY COM GANHO UNITÁRIO.

Considerando os resultados obtidos com a placa de condicionamento utilizada no projeto, e a possibilidade de controle de ganho através de chaveamento de resistências de ganho no amplificador de instrumentação INA118 e no ajuste de ganho no PGA do ADS1256, uma boa estratégia para diminuir a sensibilidade a ruído dos estágios de filtros da placa de condicionamento seria mudar sua estrutura, retirando o ganho e utilizando a arquitetura Sallen-Key com ganho unitário. Este apêndice apresenta uma proposta de mudança nos estágios de ganho da placa de condicionamento, mostrando todas as etapas de projeto e resultados teóricos em simulações nos *softwares* LTspice e SG2.

O gabarito inicial para o projeto é com atenuação máxima A_{max} de 1 dB na frequência f_p em 1100Hz, e atenuação mínima A_{min} de 160 dB (desnormalizado) na frequência f_s em 28 kHz. Considerando que o sensor SCMI possui característica passa-baixas com frequência de corte em 1 kHz, o próprio sensor adiciona atenuação em 28 kHz de 57,89 dB (*RLC*). Assim, é necessário adicionar em 28 kHz, 102,11 dB de atenuação mínima (normalizado). O ganho definido para o projeto foi de 0 dB (ganho linear unitário). Estes valores podem ser observados na Tabela 6.

Tabela 6 - Dados de entrada

$A_{máx}$ (normalizado) (dB)	1	Legenda
$A_{mín}$ (desnormalizado) (dB)	160	
G_{max} em dB	0	Valores Calculados
f_p	1100	
f_s	28000	
$A_{mín}$ (normalizado)	102,1136787	
ω_p	6911,503838	
ω_s (barrado)	25,45454545	
ϵ	0,50884714	
Ganho Linear	1,00	
RLC	57,88632125	

Fonte: Elaborada pelo autor.

Utilizando o método de cálculo de aproximação de função transferência descrita no livro Filtros seletores de sinais de Noceti Filho (2020), a ordem mínima do filtro Butterworth necessário é 3,84. Para a implementação é utilizado o menor inteiro maior que a ordem mínima, ou seja será necessário um filtro de quarta ordem.

Dividindo a função transferência do filtro em biquadráticas, tem-se as funções transferências (1) e (2) para o filtro de quarta ordem.

$$T_{SK1}(s) = \frac{66965549,6921942}{s^2 + 6263,18695217682 s + 66965549,6921942} \quad (1)$$

$$T_{SK2}(s) = \frac{66965549,6921942}{s^2 + 15120,670883624 s + 66965549,6921942} \quad (2)$$

Para essas funções de transferências foram calculados os valores teóricos de componentes para o filtro na arquitetura Sallen-Key descritos nas Tabela 7 e Tabela 8.

Tabela 7 - Valores teóricos de componentes para primeiro estágio de filtro

C1 (F)	3,19E-04
C2 (F)	4,68E-05
R1=R2 (Ω)	1,00E+00

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 8 - Valores teóricos de componentes para segundo estágio de filtro

C1 (F)	1,32E-04
C2 (F)	1,13E-04
R1=R2 (Ω)	1,00E+00

Fonte: Elaborada pelo autor.

Fazendo escalamento de impedâncias, os valores comerciais mais próximos encontrados que implementam o filtro proposto estão expressos nas Tabela 9 e Tabela 10.

Tabela 9 - Valores de componentes escalados para primeiro estágio de filtro

		Teste Valor	Erro (%)
C1 comercial (F)	6,8000E-07	6,80E-07	0,00
R1=R2 (Ω)	4,6960E+02	470	0,09
C2 (F)	9,9584E-08	1,00E-07	0,42
C1 comercial (F)	680 nF		
R1=R2 comercial (Ω)	470 Ω		
C2 comercial (F)	100 nF		

Fonte: Elaborada pelo autor.

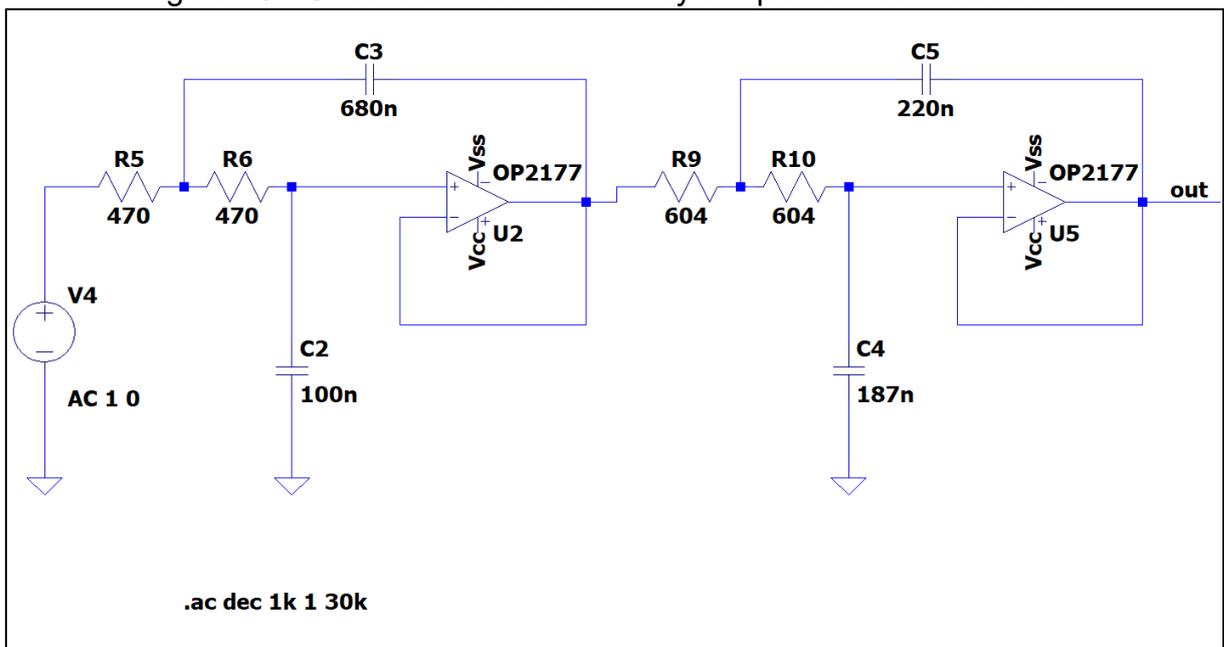
Tabela 10 - Valores de componentes escalados para segundo estágio do filtro

		Teste Valor	Erro (%)
C1 comercial (F)	2,2000E-07	2,20E-07	0,00
R1=R2 (Ω)	6,0122E+02	604	0,46
C2 (F)	1,8778E-07	1,87E-07	0,42
C1 comercial (F)	220n		
R1=R2 comercial (Ω)	604 Ω ou 601 Ω = 510 Ω +91 Ω (Erro de 0,04 %) ou 620 Ω (Erro de 3,12 %)		
C2 comercial (F)	187 n ou 183 nF = 150 nF // 33 nF (erro de 2,55 %) ou 180 nF (Erro de 4,14 %) ou 150 nF (Erro de 20,12 %)		

Fonte: Elaborada pelo autor.

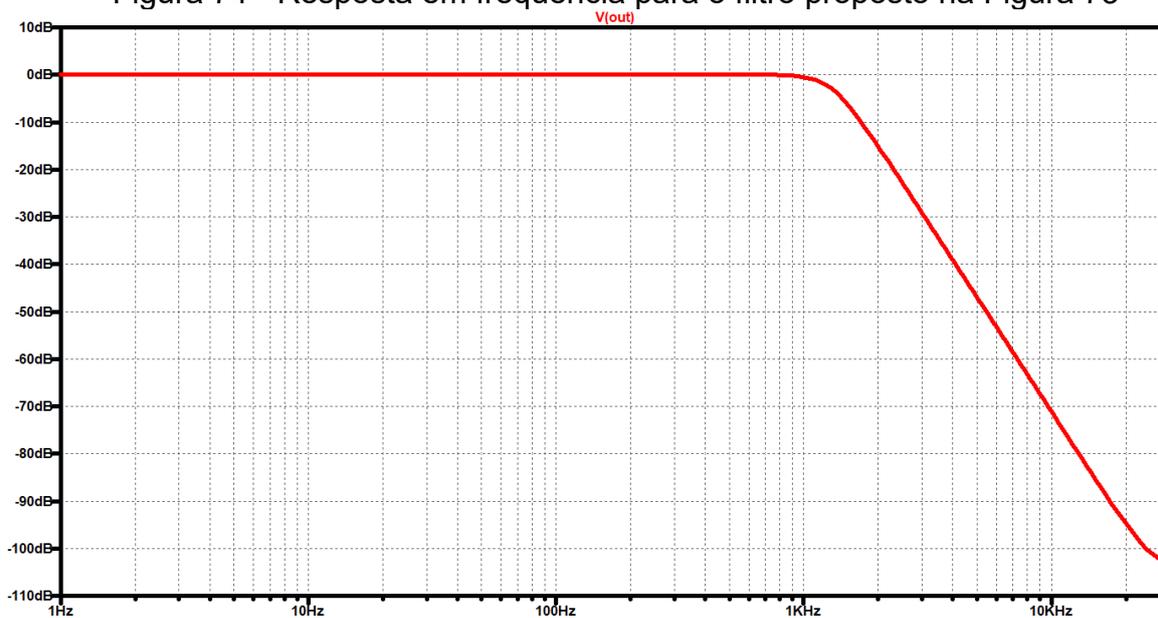
Desta forma, o circuito do filtro proposto utilizando o amplificador operacional OP2177 ficará conforme a Figura 73. A resposta em frequência para este filtro simulada no *software* LTspice pode ser observada na Figura 74.

Figura 73 - Circuito do filtro Sallen-Key de quarta ordem calculado



Fonte: Elaborada pelo autor.

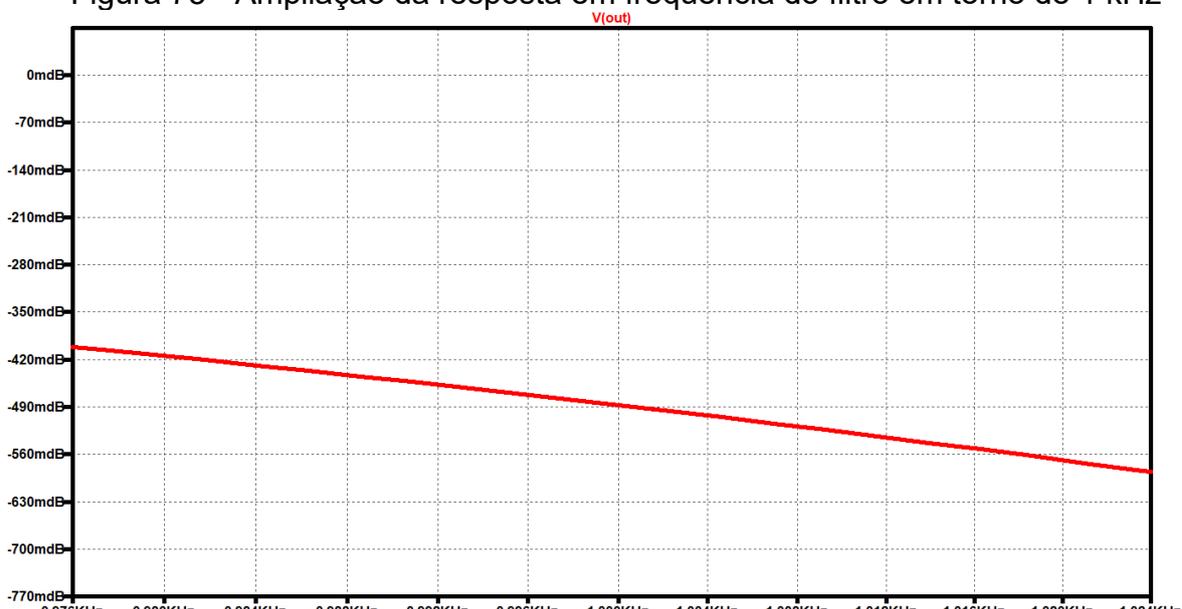
Figura 74 - Resposta em frequência para o filtro proposto na Figura 73



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 75 é apresentada uma ampliação no entorno de 1 kHz no qual a atenuação esperada é de menor que 0,5 dB.

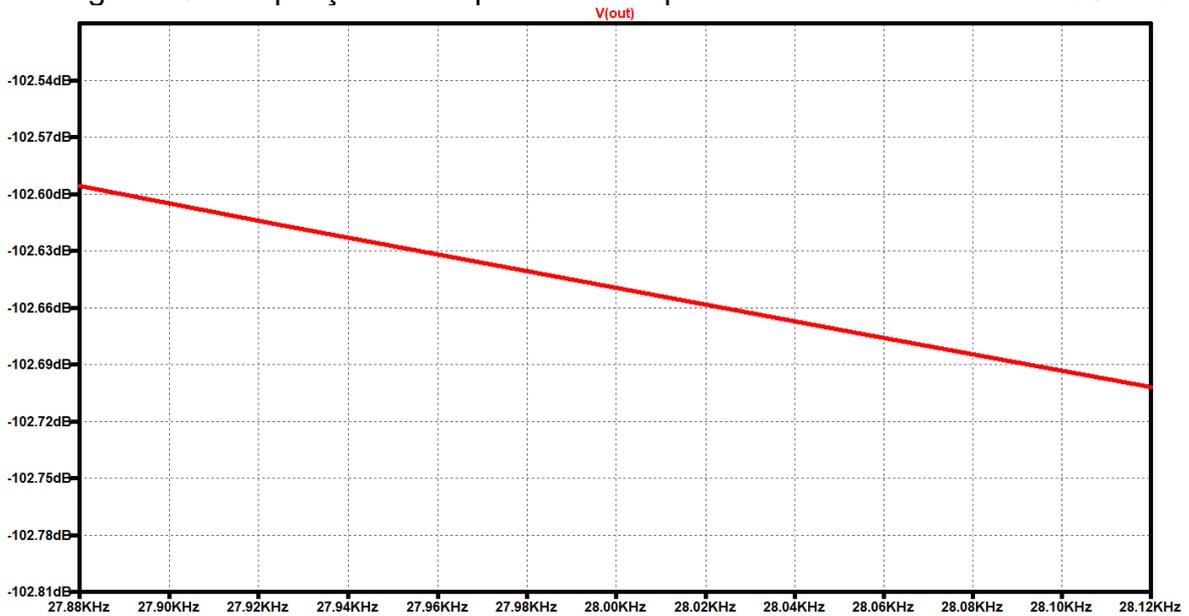
Figura 75 - Ampliação da resposta em frequência do filtro em torno de 1 kHz



Fonte: Elaborada pelo autor.

Observando-se em torno de 28 kHz na Figura 76, é possível observar atenuação mínima maior do que 102 dB.

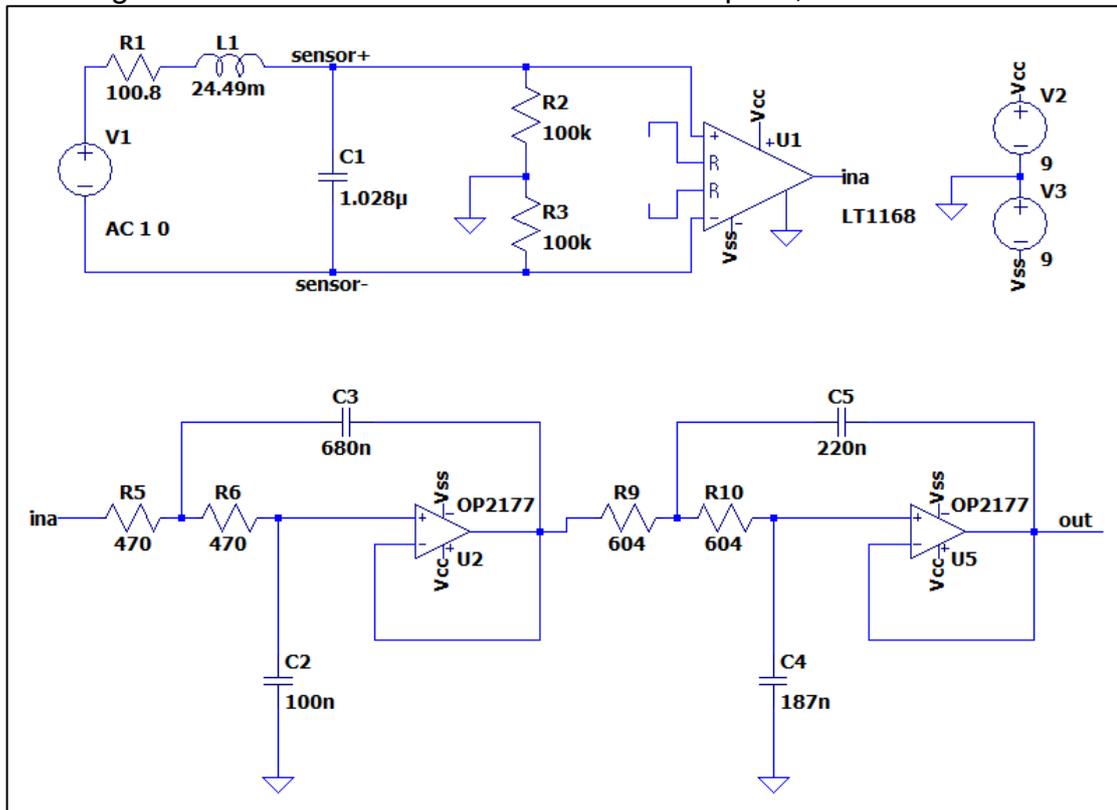
Figura 76 - Ampliação da resposta em frequência do filtro em torno de 28 kHz



Fonte: Elaborada pelo autor.

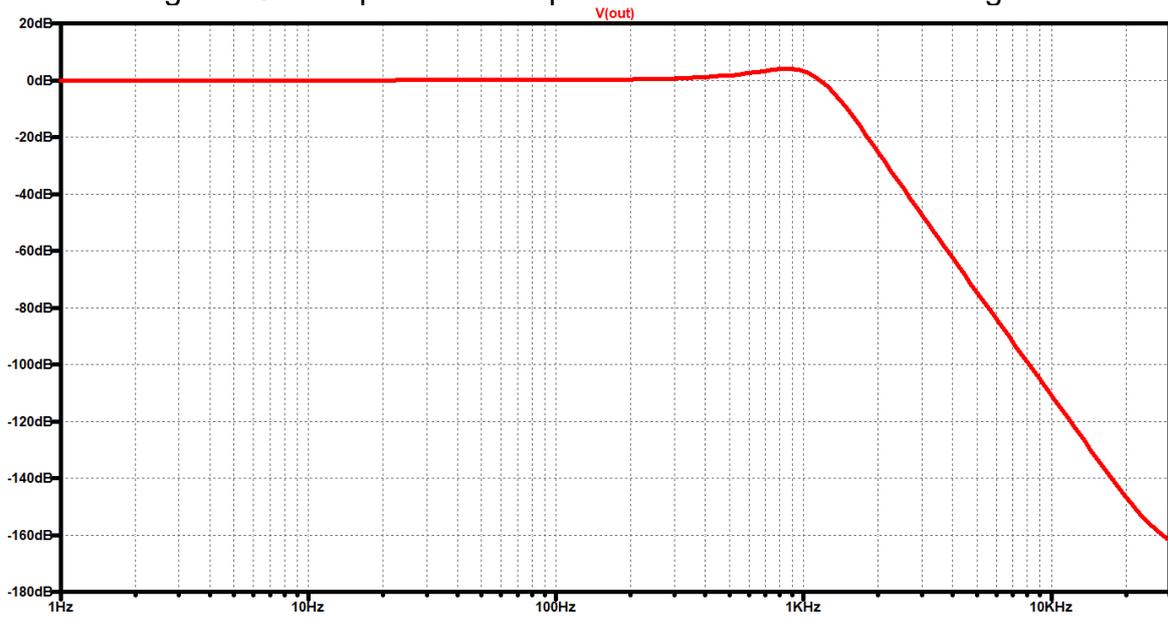
Considerando o circuito completo, incluindo o SCMI, conforme Figura 77, a resposta em frequência é dada na Figura 78.

Figura 77 - Circuito de condicionamento completo, incluindo sensor



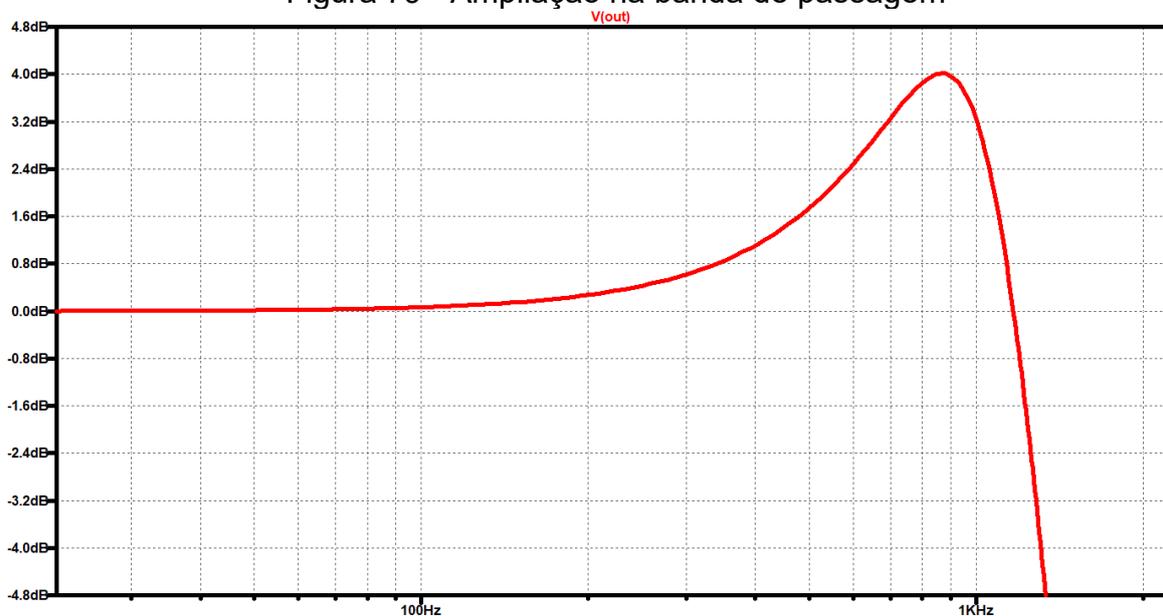
Fonte: Elaborada pelo autor.

Figura 78 - Resposta em frequência do circuito conforme Figura 77



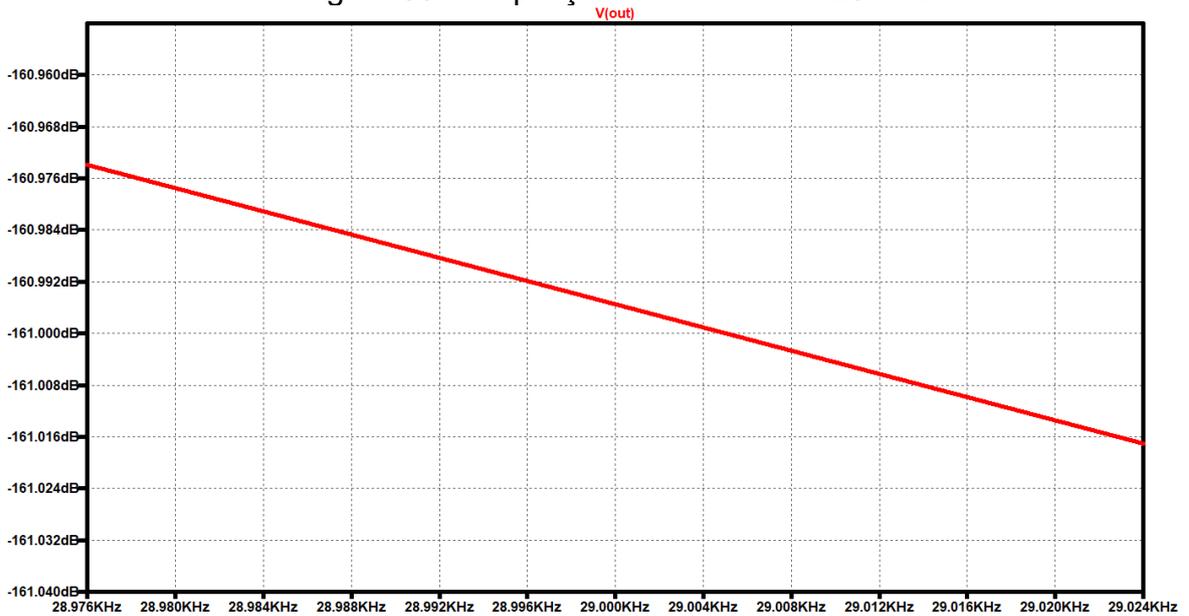
Aplicando uma ampliação na banda de passagem, pode-se observar na Figura 79 que o sistema apresenta uma sobrepassagem máxima de 4 dB, decorrente do SCMI, e em 1 kHz, uma ampliação do sinal de 3,2 dB.

Figura 79 - Ampliação na banda de passagem



Observa-se na Figura 80 que em 29 kHz a atenuação nesta frequência é maior que 160 dB.

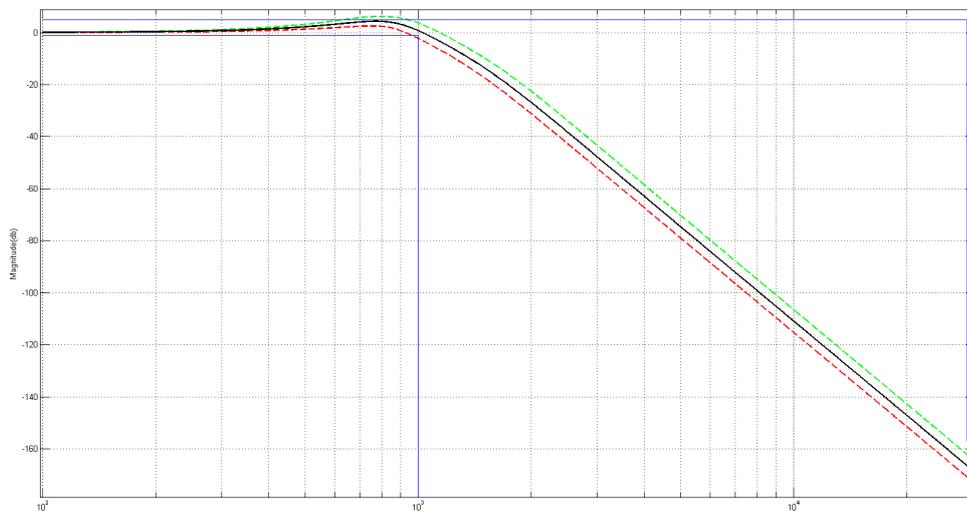
Figura 80 - Ampliação no entorno de 29 kHz



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para visualizar como mudanças de tolerâncias e variabilidades de componentes podem impactar na resposta em frequência, foram feitas simulações utilizando o *software* SG2. Foram selecionadas variabilidades máximas de 5 % para resistores, 20 % para capacitores e indutores e 10 % para amplificadores operacionais. Na Figura 81 pode-se observar o resultado obtido em simulação, em que a curva em preto é a resposta esperada, e as curvas tracejadas em verde e vermelho são os limites que podem ocorrer com as variabilidades dos componentes.

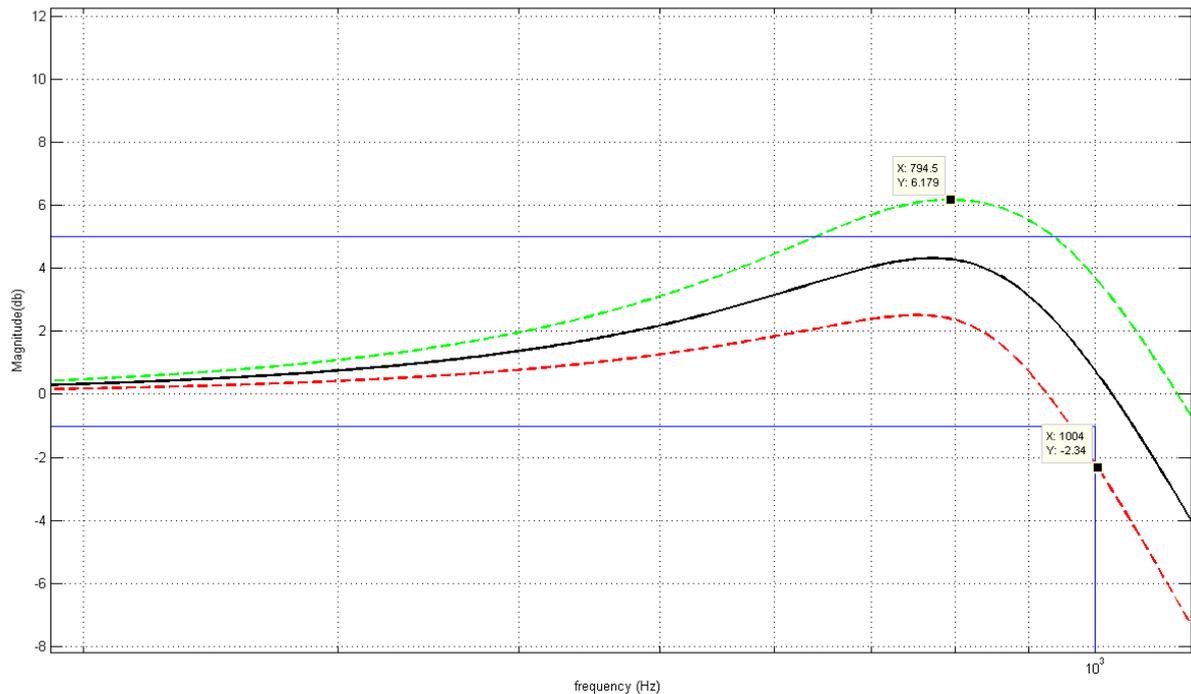
Figura 81 - Resposta em frequência para circuito de condicionamento completo no SG2



Fonte: Elaborada pelo autor.

Aplicando ampliação na banda de passagem conforme Figura 82, observa-se que considerando as variabilidades dos componentes, é esperado sobrepassagem máxima de aproximadamente 6 dB na curva em verde, e atenuação máxima em 1 kHz de 2 dB na curva em vermelho.

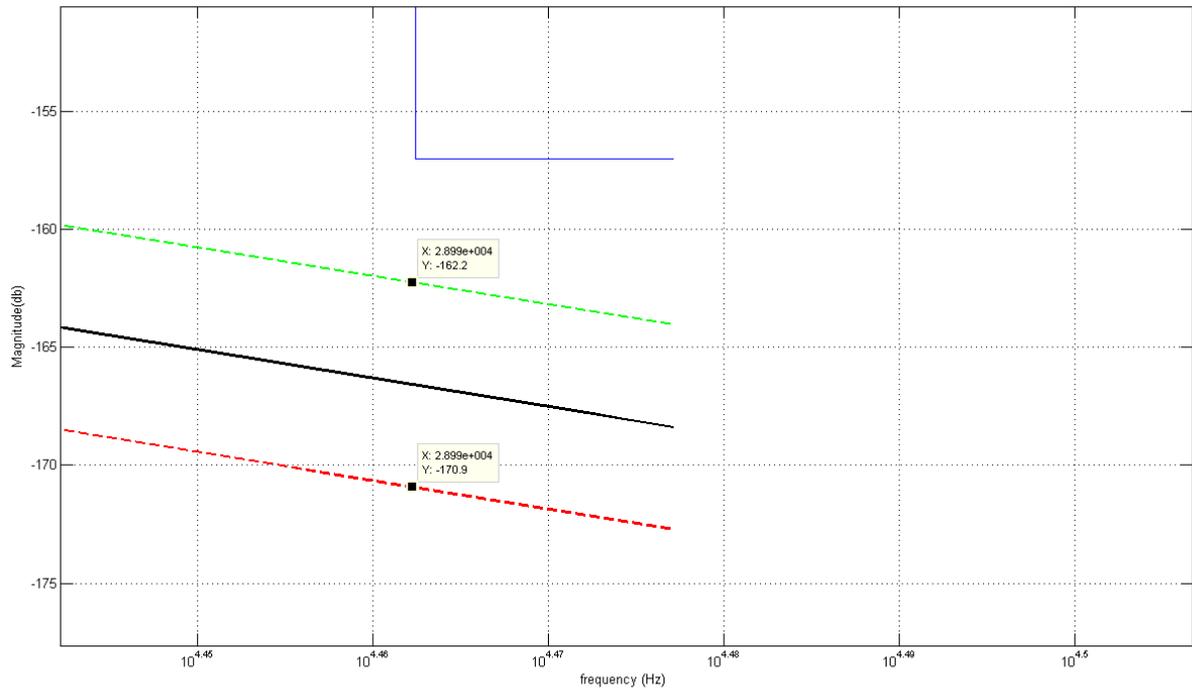
Figura 82 - Ampliação da resposta em frequência obtida com o SG2 na banda de passagem do condicionamento do sinal



Fonte: Elaborada pelo autor.

Aplicando *zoom* em torno da frequência de corte, pode-se observar na Figura 83 que a atenuação mínima, considerando as variabilidades dos componentes é maior que 162 dB na curva verde, e maior que 170 dB na curva em vermelho.

Figura 83 - Ampliação da resposta em frequência obtida com o SG2 na frequência de corte do condicionamento do sinal

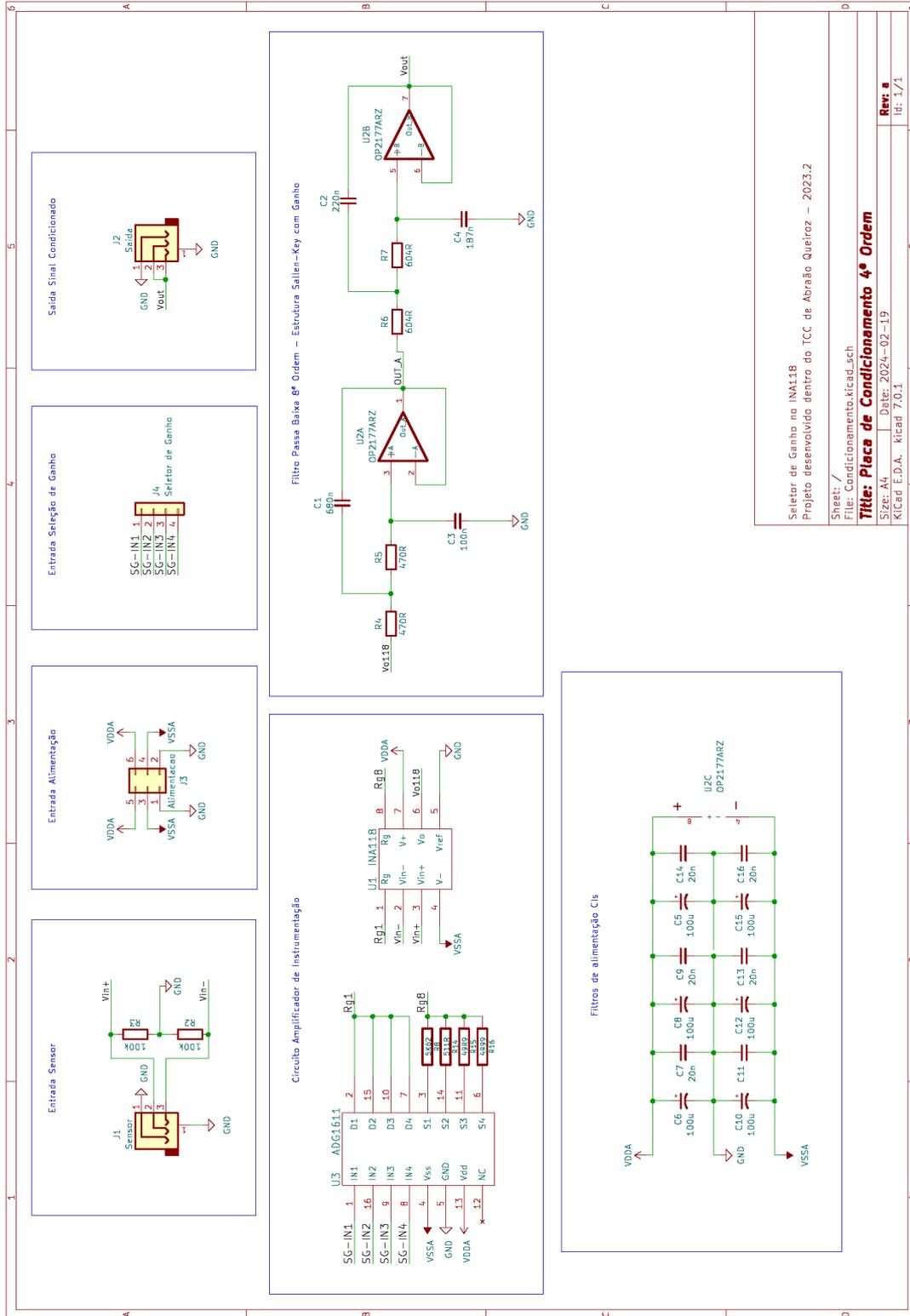


Fonte: Elaborada pelo autor.

No apêndice F está contido o esquema elétrico do novo projeto da placa de condicionamento com seleção de ganho no INA118. A seleção de ganho é feita através da chave ADG1611, e é possível selecionar ganhos de aproximadamente 0 dB, 20 dB, 40 dB, 80 dB e 100 dB.

APÊNDICE F – ESQUEMÁTICO PLACA DE CONDICIONAMENTO COM SELEÇÃO DE GANHO PROGRAMÁVEL.

Figura 84 – Esquema elétrico Placa de Condicionamento com Seleção de Ganho Programável



Seleção de Ganho no INA118
 Projeto desenvolvido dentro do TCC de Abraão Queiroz – 2023.2

Sheet: /
 File: Condicionamento.kicad_sch
Titulo: Placa de Condicionamento 4º Ordem
 Size: A4 Date: 2024-02-19
 KICad E.D.A. kicad 7.0.1

Rev. a
 Id: 1/1

Fonte: Elaborada pelo autor.

