

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

MARCOS DAVI DE OLIVEIRA

**PROJETO DE UM MÓDULO DE INSTRUMENTAÇÃO DE TENSÃO E CORRENTE
PARA CONVERSORES ESTÁTICOS**

JOINVILLE

2022

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

MARCOS DAVI DE OLIVEIRA

**PROJETO DE UM MÓDULO DE INSTRUMENTAÇÃO DE TENSÃO E CORRENTE
PARA CONVERSORES ESTÁTICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes

Coorientador: Dr. Chrystian Lenon Remes

JOINVILLE

2022

MARCOS DAVI DE OLIVEIRA

**PROJETO DE UM MÓDULO DE INSTRUMENTAÇÃO DE TENSÃO E CORRENTE
PARA CONVERSORES ESTÁTICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora

Presidente:

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes

Udesc

Membro:

Prof. Dr. Sergio Vidal Garcia de Oliveira

Udesc

Membro:

Dr. Marcus Vieira Soares

Silicon Austria Labs

Joinville, 12 de Dezembro 2022.

A mim mesmo.

AGRADECIMENTOS

Ao longo dessa trajetória tive grandes experiências que marcaram minha vida e que tornaram possíveis o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço primeiramente a Deus pela vida e por ter me guiado ao longo deste caminho.

Agradeço a Universidade do Estado de Santa Catarina por ter fornecido os meios e recursos pelos quais este trabalho foi desenvolvido.

Agradeço aos meus pais, Marcos e Mariluce por sempre me apoiarem, incentivarem e priorizarem o estudo dos filhos.

Agradeço a meu orientador professor Yales e ao meu coorientador Chrystian pelo ensino passado à mim no decorrer deste trabalho que foi essencial para o desenvolvimento do mesmo, sinto que desenvolver este trabalho sob a tutoria de vocês agregou demasiadamente a minha formação.

Agradeço ao grupo PET Engenharia Elétrica da Udesc por complementar o conhecimento passado na graduação e a todas as amigas aqui desenvolvidas em especial ao professor Tiago, tutor do grupo PET, pelos ensinamentos tanto técnicos como interpessoais desenvolvidos ao longo desses dois anos de permanência no projeto.

Agradeço aos amigos que fiz ao longo desta graduação, em especial ao Gabriel e ao Guilherme pelo aprendizado mútuo que tivemos desde o início da graduação. Agradeço a minha namorada Amanda pelos momentos de auxílio e incentivo que tornaram a reta final deste curso mais leve e proveitoso.

"A mente que se abre a uma nova ideia jamais voltará ao seu tamanho original" (Albert Einstein)

RESUMO

A instrumentação de tensão e corrente de conversores é fundamental para o bom funcionamento do sistema de controle, a fim de que este possua o comportamento desejado em malha fechada. Neste sentido, para que os ruídos gerados pelo conversor estático afetem o mínimo possível o funcionamento da malha de controle, este módulo de instrumentação deve dissipar a menor quantidade de potência possível e que seja isolada galvanicamente do restante do conversor. Este trabalho se propõe a elaborar dois módulos de instrumentação eletrônica, capazes de instrumentar tensões e correntes contínuas (CC) em uma larga faixa de valores, para que futuramente seja aplicado em conversores a fim de utilizar a técnica de controle *data-driven* (DD) em um DSP (*digital signal processor*). Também tem por objetivo que estes módulos sejam tolerantes a falhas, tanto do operador (utilização incorreta do módulo) como dos componentes (queima de componentes ou sobretensões). Para o desenvolvimento dos módulos buscou-se por soluções para a aquisição de sinais com isolamento galvânica. Também foi utilizada a estrutura do amplificador de instrumentação, esta com três amplificadores operacionais (amp-ops), para diminuir o CMRR (*common-mode rejection ratio*, taxa de rejeição de modo comum). Também foi utilizado um filtro *antialiasing* a fim de atenuar as altas frequências existentes no sinal. Os resultados obtidos pelas curvas de calibração mostraram que ambos os módulos possuem o comportamento esperado, ou seja, uma variação linear do sinal de entrada provoca uma variação linear no sinal de saída, tendo apenas um ajuste de ganho para o DSP.

Palavras-chave: Instrumentação CC. Isolamento galvânica. Proteção a falhas. Flexível. Teste de calibração.

ABSTRACT

The voltage and current instrumentation of converters is essential for the proper functioning of the control system, so that it has the desired behavior in closed loop. In this sense, so that the noise generated by the static converter affects as little as possible the operation of the control loop, this instrumentation module must dissipate the smallest amount of power possible and that it is galvanically isolated from the rest of the converter. This work proposes to elaborate two electronic instrumentation modules, capable of instrumenting direct voltages and currents (dc) in a wide range of values, so that in the future it will be applied in converters in order to use the *data-driven control technique* (DD) into a DSP (*digital signal processor*). The objective is also that these modules are fault tolerant, both of the operator (incorrect use of the module) and of the components (burning of components or overvoltages). For the development of the modules, solutions were sought for the acquisition of signals with galvanic isolation. The structure of the instrumentation amplifier was also used, this one with three operational amplifiers (opamp), to decrease the CMRR (*common-mode rejection ratio*). A *antialiasing* filter was also used in order to attenuate the high frequencies in the signal. The results obtained by the calibration curves showed that both modules have the expected behavior, that is, a linear variation of the input signal causes a linear variation in the output signal, with only one gain adjustment for the DSP.

Keywords: dc instrumentation. Galvanic isolation. Fault protection. Flexible. Calibration test.

LISTA DE FIGURAS

1	Esquemático simplificado de leitura de tensão CC	18
2	Esquemático simplificado de leitura de corrente CC	20
3	Demonstração do efeito <i>aliasing</i> no tempo	21
4	Sinal sem <i>aliasing</i>	22
5	Sinal com <i>aliasing</i>	22
6	Processo de filtragem e amostragem do sinal	23
7	Filtro passivo Passa-Baixa de 1° Ordem	24
8	Filtro ativo Passa-Baixa de 2° Ordem	24
9	Aquisição de tensão e comando do MOSFET	27
10	Circuito amplificador de instrumentação	30
11	Circuito amplificador inversor	31
12	Filtro ativo de 3° Ordem com componentes de proteção do DSP	31
13	Módulos de instrumentação completos	35
14	Comparação dos tipos de filtro conforme o variar de ζ para o filtro ativo de segunda ordem	36
15	Comparação do diagrama de Bode simulado no <i>software</i> LTspice e o esperado teoricamente	37
16	PCB do módulo de instrumentação de tensão confeccionada	38
17	PCB do módulo de instrumentação de corrente confeccionada	38
18	Comparação entre simulação e experimental do diagrama de Bode	39
19	Erro absoluto de magnitude entre os dados simulados e os dados experimentais	40
20	Erro absoluto de fase entre os dados simulados e os dados experimentais	41
21	Teste de calibração da PCB de tensão até 500 V	42
22	Teste de calibração da PCB de tensão até 1 kV	43
23	Teste de calibração da PCB de corrente	44
24	<i>Layout</i> da PCB de tensão confeccionada	54
25	<i>Layout</i> da PCB de corrente confeccionada	54
26	PCB confeccionada do módulo de instrumentação de tensão	55
27	PCB confeccionada do módulo de instrumentação de corrente	56

LISTA DE TABELAS

1	Valores desejados de instrumentação	26
2	Componentes calculados e modelos escolhidos dos componentes por etapa do módulo de instrumentação de corrente	52
3	Componentes calculados e modelos escolhidos dos componentes por etapa do módulo de instrumentação de tensão	53

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AI	Amplificador de instrumentação
Amp-op	Amplificador operacional
CMEAR	Célula de pesquisas em microrredes de energias alternativas e renováveis
CMRR	<i>Common-mode rejection ratio</i>
CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
DD	<i>Data driven</i>
DSP	<i>Digital signal processor</i>
LCI	Laboratório de circuitos impressos
MOSFET	<i>Metal oxide semiconductor field effect transistor</i>
PCB	<i>Printed circuit board</i>
Udesc	Universidade do Estado de Santa Catarina
VDR	<i>Voltage dependent resistor</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Capacitor
ζ	Coefficiente de amortecimento
I	Corrente
D_s	Diodo Schottky
D_z	Diodo Zener
ω	Frequência angular em rad/s
f_a	Frequência de amostragem em Hz
f_c	Frequência de corte em Hz
F	Fusível
G	Ganho
NMOS	MOSFET
Opto	Optoacoplador
T	Período de amostragem
P	Potência
R	Resistência
V	Tensão
U	Varistor

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Breve histórico	14
1.2	Problemática	15
1.3	Objetivos	15
1.4	Estrutura do Trabalho	16
2	INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA	17
2.1	Circuito de Instrumentação de Tensão	17
2.1.1	Instrumentação por Divisor Resistivo	17
2.1.2	Sensor de Efeito Hall de Tensão	18
2.2	Circuito de Instrumentação de Corrente	19
2.2.1	Resistor Shunt	19
2.2.2	Sensor de Efeito Hall de Corrente	20
2.3	Efeito <i>Aliasing</i>	21
2.4	Tipos de Filtros	23
2.4.1	Filtro Passivo	23
2.4.2	Filtro Ativo	24
2.4.3	Filtro Digital	25
3	PROJETO DO MÓDULO DE INSTRUMENTAÇÃO	26
3.1	Aquisição de Tensão	26
3.2	Aquisição de Corrente	28
3.3	Amplificador de Instrumentação	29
3.4	Amplificador Inversor	30
3.5	Filtro e Proteção do DSP	30
3.6	Módulo de Instrumentação de Tensão	33
3.7	Módulo de Instrumentação de Corrente	33
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO	36
4.1	Simulação do Filtro	36
4.2	Confecção das PCB	37
4.2.1	PCB de tensão	37
4.2.2	PCB de corrente	38

4.3	Comportamento prático do filtro	39
4.4	Teste de Calibração do Módulo de Instrumentação de Tensão	41
4.4.1	Teste de calibração até 500 V	42
4.4.2	Teste de calibração até 1 kV	43
4.5	Teste de Calibração do Módulo de Instrumentação de Corrente	44
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	45
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	46
	APÊNDICE A – Memorial de Cálculo	48
	APÊNDICE B – Tabelas de componentes dos módulos de instrumentação de tensão e de corrente desenvolvidos	52
	APÊNDICE C – Esquemáticos Desenvolvidos	54
	APÊNDICE D – PCBs Desenvolvidas	55

1 INTRODUÇÃO

A instrumentação eletrônica é um processo necessário para a realização do controle de conversores estáticos. Uma instrumentação precisa e que dissipe o mínimo de potência possível é o cenário ideal para um módulo de instrumentação de conversores. Neste trabalho são apresentados dois módulos de instrumentação, responsáveis por instrumentar tensões e correntes contínuas em um intervalo de valores, sendo assim possível a utilização em mais de um conversor estático. Este módulo de instrumentação deve condicionar o sinal que irá para um DSP (*digital signal processor*, processador digital de sinais), sendo que este DSP processa o sinal e aplica a lei de controle ao conversor.

Também será apresentado métodos para a proteção do DSP e do sensor de efeito Hall utilizado no trabalho. Esses métodos de proteção consistem de componentes que limitem a tensão de saída para impedir a queima do DSP, ou a tensão na qual o sensor está submetido.

Primeiramente será apresentado um breve contexto histórico sobre a instrumentação eletrônica. Será abordada também a problemática que motivou o desenvolvimento deste trabalho e os objetivos. Por fim será descrita a estrutura proposta para este trabalho.

1.1 BREVE HISTÓRICO

A história da instrumentação está fortemente ligada ao desenvolvimento tecnológico, sendo este aprimorado com o passar dos anos desenvolvendo assim um aumento da necessidade de quantificar as grandezas físicas que observamos na natureza (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2010).

Atualmente grande parte das descobertas científicas devem ser verificadas por meio de provas, sendo uma delas a comprovação experimental através de medidas precisas do seu experimento. Diante desta necessidade foram desenvolvidos métodos para quantificar diversos tipos de grandezas físicas, sendo o tempo uma das primeiras a ser quantificada. Segundo Balbinot e Brusamarello (2010) o primeiro dispositivo capaz de realizar uma medição temporal foi o *gnômom* que surgiu por volta do ano 3500 a.C. e seu funcionamento consistia basicamente em uma barra vertical e com o variar da sombra, que esta barra fornecia, tinha-se uma noção do variar do tempo.

A necessidade de instrumentar outras grandezas surge devido a diversas dimensões serem derivadas de outras medidas. Deste modo foram definidas as sete grandezas físicas fundamen-

tais do sistema internacional (SI), com essas medidas torna-se possível determinar tudo o que medimos nos dias atuais (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2016).

Ao que se diz sobre instrumentação, podemos resumir dizendo que a medição é a base para o processo experimental, logo uma boa aquisição de dados torna-se fundamental. Entretanto para que se possa obter essa medida de modo preciso, deve-se ter o conhecimento completo do processo a ser instrumentado, assim como a teoria de erros, Algarismos significativos, lei de arredondamento e entre outros. Definir a precisão desejada para o seu experimento também possui sua importância para a validação dos resultados, sabendo que quanto mais preciso, mais custoso será o seu processo (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2010).

1.2 PROBLEMÁTICA

Uma aplicação em que se faz necessário o uso de controle para produtos comerciais são os conversores estáticos. Os conversores estáticos são amplamente empregados atualmente, podendo ser encontrados em computadores, microcomputadores, periféricos (impressoras, terminais, entre outros), telecomunicações, eletrodomésticos, equipamentos médicos, satélites, aviões e equipamentos militares (BARBI, 2007).

Os conversores estáticos surgiram com a proposta de ocupar menos espaço e ser mais eficientes que as, até então utilizadas, fontes lineares. Entretanto, segundo Barbi (2007), podemos citar como desvantagem uma resposta transitória de pior qualidade e ondulações na tensão de saída. Devido a estas oscilações presentes nos conversores estáticos, faz-se necessário a aplicação de controle para reduzi-las e assim corrigir possíveis variações da tensão de saída em função da tensão de alimentação ou oscilações de carga do conversor.

Uma possível abordagem de controle para solucionar este problema é a técnica de controle *data-driven* (DD). Esta técnica não necessita do conhecimento do modelo do conversor, dispensando a etapa de modelagem do mesmo. Todavia, ela se beneficia de uma instrumentação precisa das tensões de entrada e saída para realizar o controle de tensão, e a instrumentação de corrente para o controle de corrente, dos conversores estáticos (REMES, 2021).

1.3 OBJETIVOS

Tendo em vista o problema apresentado, o objetivo geral do trabalho é a elaboração e o desenvolvimento de um módulo de instrumentação eletrônica capaz de realizar a aquisição dos valores de tensões e correntes contínuas de modo preciso em um intervalo pré-definido. Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Realizar a aquisição dos sinais de tensão e de corrente contínua (CC);

- converter as medidas de corrente em tensão;
- adequar os níveis de tensão para valores admissíveis pelo DSP;
- adicionar elementos de proteção, para que o módulo seja tolerante a falhas de operação ou dos componentes;
- realizar a medição dos sinais de tensão e corrente em uma faixa de valores pré-definidas.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

A continuação deste documento é organizada nos capítulos a seguir.

- Capítulo 2: trata da instrumentação eletrônica de tensão e de corrente, descrevendo quais são, onde já foram empregadas e quais suas vantagens e desvantagens na utilização de cada uma das propostas apresentadas.
- Capítulo 3: apresenta o projeto do módulo de instrumentação de tensão e de corrente. Primeiramente é tratada a aquisição de tensão e de corrente. Em seguida é tratado sobre a utilização de um amplificador de instrumentação, um amplificador inversor, filtros e componentes eletrônicos adicionados para proteger o DSP.
- Capítulo 4: traz os resultados práticos e suas comparações com a teoria através da curva de calibração da placa de instrumentação de tensão e da placa de instrumentação de corrente.
- Capítulo 5: apresenta as considerações finais e sugestões para trabalhos futuros.
- Apêndice A: consta o memorial de cálculo do projeto dos módulos de instrumentação eletrônica de tensão, de corrente e do filtro de terceira ordem.
- Apêndice B: exhibe as tabelas com a lista dos componentes necessários para a confecção do módulo de instrumentação projetado neste trabalho.
- Apêndice C: apresenta os esquemáticos desenvolvidos para a construção das placas de tensão e de corrente.
- Apêndice D: consta os módulos de instrumentação confeccionados, juntamente com uma breve explicação da disposição dos componentes.

2 INSTRUMENTAÇÃO ELETRÔNICA

Tendo o desejo de controlar diversos conversores de diversas topologias e aplicar as técnicas de controle DD, a confecção de um módulo de instrumentação que seja flexível, robusto e capaz de instrumentar tensões e correntes dentro de um intervalo de valores auxilia na implementação do controle nos conversores desejados.

Neste trabalho, deseja-se que o módulo tenha a capacidade de instrumentar tensões desde carregadores de celular, que possuem um nível de tensão de cerca de 5 V, até carregadores de baterias de carros elétricos, segundo Cardoso (2021) indo a níveis de tensão na ordem de 600 V CC.

Outra característica almejada para o módulo é a robustez, característica que torna o módulo tolerante a falhas, sejam essas humanas ou provenientes de sobretensões ou sobrecorrentes no circuito. Deste modo devem ser analisadas as características dos componentes de proteção a fim de garantir um módulo confiável.

2.1 CIRCUITO DE INSTRUMENTAÇÃO DE TENSÃO

Nesta seção são tratados dois possíveis métodos para leitura de tensão de conversores estáticos. Aborda-se aqui como ocorre o processo de instrumentação de tensão e sua adequação ao nível de tensão adequado para o processamento digital. Também são analisadas as vantagens e desvantagens em utilizar cada uma das soluções expostas.

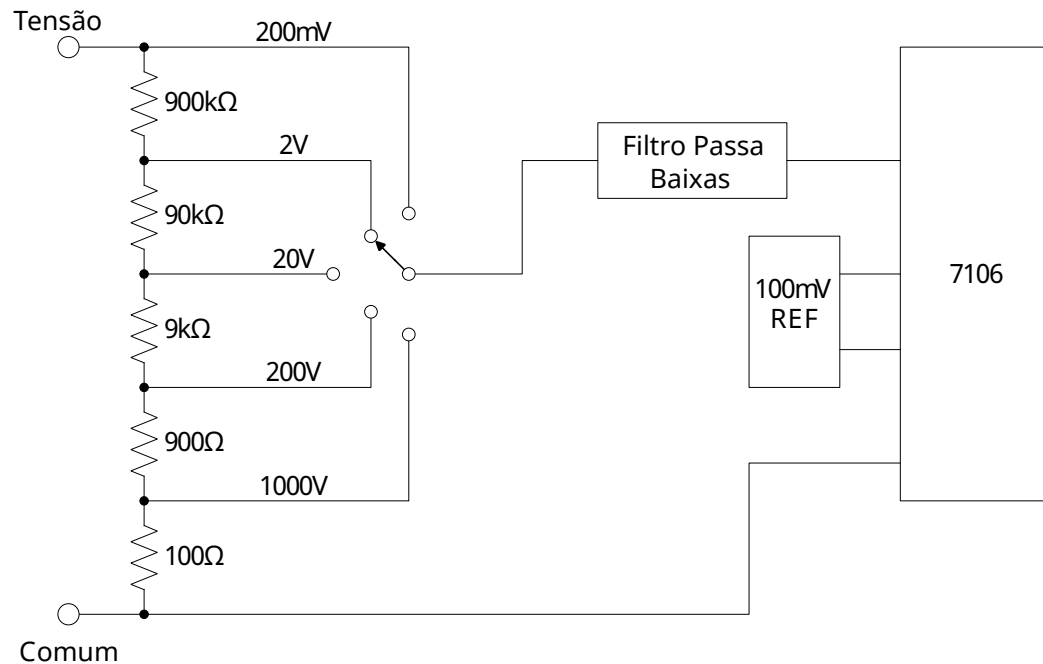
2.1.1 Instrumentação por Divisor Resistivo

Para a leitura da tensão do conversor tem-se a possibilidade da realização de um divisor resistivo entre a tensão do barramento (tensão do conversor) e a referência do circuito. Os multímetros digitais realizam um processo semelhante para obterem os valores de tensão.

Na Figura 1 é apresentado o esquemático simplificado do multímetro da Elenco Electronics, ilustrando como a chave seletora escolhe a escala de tensão, sendo, basicamente, lida a tensão em um resistor específico, passando em seguida para um filtro passa-baixa. Esta topologia para leitura de tensão é aplicada apenas para valores de tensão CC.

A topologia apresentada na Figura 1 é um modo de medir as tensões dos conversores desejados, justamente por ser uma estrutura simples e de fácil implementação. Entretanto esta estrutura pode apresentar algumas desvantagens como a necessidade de uma chave seletora que

Figura 1 – Esquemático simplificado de leitura de tensão CC



Fonte: Adaptado de Electronics (2008)

escolha o nível correto de tensão a ser medido. Deste modo tem-se também a necessidade de vários componentes, além de necessitar de resistores que dissipem uma potência em torno de 1 W, aumentando assim as perdas no processo de instrumentação. Outra desvantagem deste circuito é a falta de isolamento galvânico, sendo necessário outro circuito que faça a isolamento entre o circuito de potência e o circuito de comando.

2.1.2 Sensor de Efeito Hall de Tensão

Quando observa-se um condutor com corrente elétrica, na presença de um campo magnético perpendicular ao condutor, ocorre o surgimento de uma força, denominada força de Lorentz, esta desloca os elétrons para uma das faces do condutor surgindo assim um campo elétrico que se opõe ao fluxo de carga, determinando assim uma diferença de potencial denominada de tensão Hall (RAMOS, 2020).

Segundo Ramos (2020) podemos determinar a corrente elétrica que passa pelo condutor tendo como base a tensão Hall gerada no condutor. Os sensores baseados no Efeito Hall, segundo Carvalho e Milléo (2017), são capazes de monitorar correntes contínuas e alternadas em uma grande faixa de valores de frequência, sendo possível instrumentar de 0 Hz à 100 kHz sem que haja atenuações no valor a ser monitorado. Outra vantagem destes sensores é a isolamento

galvânica entre o circuito de potência e o circuito de comando, devido a instrumentação não ocorrer por uma conexão direta com o circuito.

Os sensores de Efeito Hall de tensão possuem uma característica de instrumentar a corrente em que o sensor está submetido e não diretamente a tensão, conforme podemos ver nestes modelos de sensor de Efeito Hall LEM Components (2013) e LEM Components (2021). Assim, para que se possa obter a leitura da tensão deve-se escolher um resistor que limite a corrente na qual o sensor estará submetido. Tendo medido uma corrente de entrada, o sensor transformará esta em uma corrente de saída com a devida isolação galvânica.

A desvantagem deste sensor é seu custo. Por ser um sensor de alta precisão, seu valor comercial torna-se elevado diante a instrumentação por divisor resistivo. Apesar disso, a instrumentação com este tipo de sensor tem sido bastante utilizado em conversores de potência elevada, onde o custo do sensor acaba sendo diluído entre os demais componentes do conversor.

2.2 CIRCUITO DE INSTRUMENTAÇÃO DE CORRENTE

Assim como na seção anterior onde foi tratado sobre os tipos diferentes de estruturas para instrumentar a tensão dos conversores, aqui será apresentado dois métodos para a instrumentação de corrente de conversores estáticos. Sendo novamente apresentados os pontos positivos e negativos de cada estrutura apresentada e como ocorre o seu funcionamento.

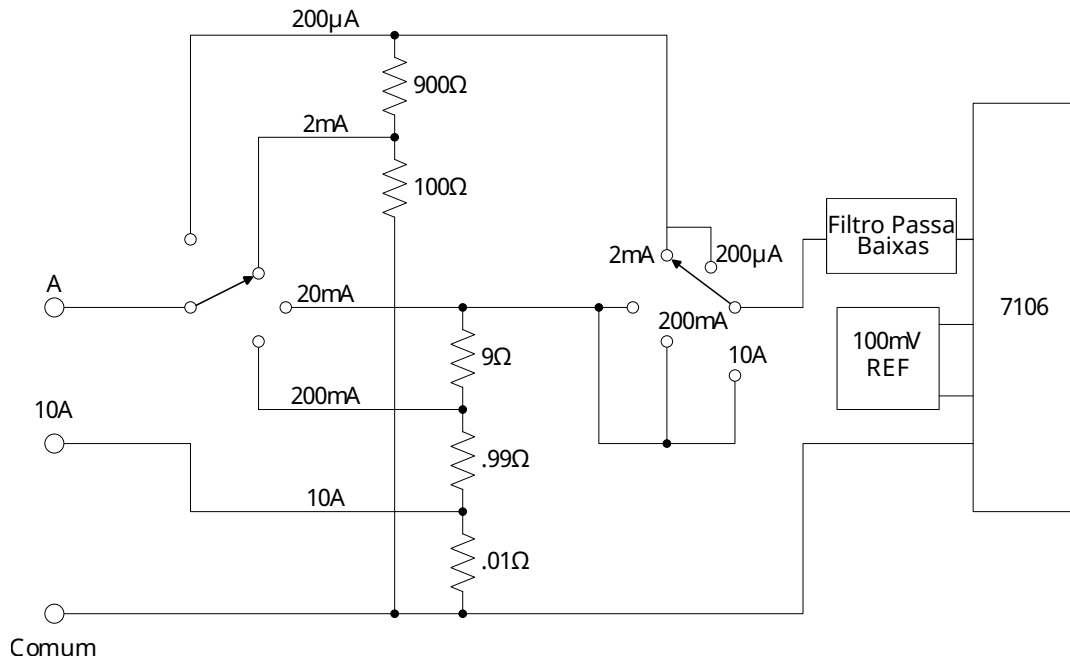
2.2.1 Resistor Shunt

O resistor shunt é geralmente a primeira opção para a instrumentação de corrente, justamente por apresentar vantagens em relação à facilidade de se realizar a medição desejada e a relação de custo benefício. O monitoramento de corrente através de um resistor shunt é simples, consistindo apenas por observar a tensão em um resistor que possua uma resistência ínfima e de valor conhecido, deste modo é convertido o valor de tensão instrumentado para o valor de corrente através da lei de Ohm ($I = V/R$), obtendo assim o valor de corrente.

A Figura 2 exibe de forma simplificada o modo de leitura de corrente do mesmo multímetro mencionado anteriormente (Elenco Eletronics). Pode-se perceber que este utiliza uma sequência de resistores em série e realiza a leitura em cada resistor conforme a escala selecionada. Esse esquema faz uso de duas chaves seletoras para realizar a medida de corrente.

A leitura de corrente realizada pelo multímetro decorre da leitura de tensão em um resistor. Essa tensão será convertida para um valor de corrente através de cálculos, considerando uma instrumentação digital. Isso se torna possível devido ao conhecimento das resistências presentes no multímetro. Analisando o circuito da Figura 2 percebe-se a representação de dois interrup-

Figura 2 – Esquemático simplificado de leitura de corrente CC



Fonte: Adaptado de Electronics (2008)

tores, todavia fisicamente há apenas um único interruptor responsável por definir a escala de corrente que o multímetro está submetido.

Apesar do resistor shunt ser uma alternativa de fácil aplicação, tem-se alguns problemas em relação ao sinal a ser amostrado. Segundo Goedtel (2007) o resistor shunt apresenta valores térmicos estáveis dentro de sua faixa de operação, entretanto este aparece como uma carga no circuito em que está sendo utilizado, tem perda de calor por efeito Joule e não possui isolamento galvânico.

Segundo Martinazzo, Orlando e URI (2017) o resistor shunt possui a função de não alterar as funções do circuito, justamente por apresentar uma resistência muito baixa, dissipando deste modo uma potência pequena comparada a potência da aplicação. Entretanto quando posto em funcionamento pode ser verificado um aumento da resistência equivalente do circuito devido às soldas e às resistências série dos demais fios, o que pode interferir na medição do sinal.

2.2.2 Sensor de Efeito Hall de Corrente

O sensor de Efeito Hall de corrente apresenta o seu funcionamento de modo semelhante ao sensor Hall de tensão. Ambos os sensores possuem isolamento galvânica, sendo importante para isolar o circuito de comando do circuito de potência. Outra característica desejada para ambos os sensores é que seu sinal de saída seja em corrente, independentemente de ser um

sensor de corrente ou de tensão. Um sinal em corrente é menos susceptível a ruídos, portanto tem-se um sinal que sofre uma baixa interferência do circuito. Em seguida deve-se utilizar um resistor conforme especificado no *datasheet* do sensor Hall e monitorar a tensão sobre o resistor.

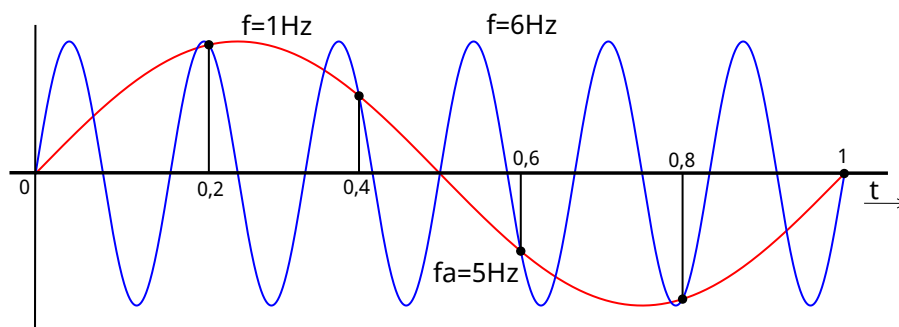
Pode-se verificar também que no trabalho do Neto e Souza (2021) foi utilizado um sensor de Efeito Hall para instrumentar, além da tensão, a corrente do gerador síncrono. Goedel (2007) desenvolveu uma estratégia para estimar a velocidade de um motor de indução trifásico baseado em redes neurais artificiais, para isso fez-se necessário instrumentar as correntes do motor, utilizando o sensor de Efeito Hall.

Pode-se citar ainda como desvantagem para a utilização deste sensor o seu elevado custo e dificuldade de aquisição, por se tratar de um sensor de alta precisão. Outra desvantagem é a necessidade de desviar a corrente para o sensor Hall de corrente, através de um cabo, e em seguida retorná-la ao conversor. Este processo pode gerar uma indutância parasita no conversor proporcional ao tamanho do cabo utilizado.

2.3 EFEITO ALIASING

Analisando a senóide no tempo contínuo amostrada com um período de T segundos, $\cos(\omega t) = \cos(\omega nT)$, onde n é o número da amostra e T é o período de amostragem (onde $T = 1/f_a$). Entretanto as senóides $\cos(\omega nT)$ em tempo discreto possuem uma única forma de onda para valores de frequência na faixa de $\omega nT < \pi$, logo, duas ou mais senóides de frequências diferentes podem gerar o mesmo sinal amostrado, conforme exibido na Figura 3. Denominamos assim o fenômeno *aliasing*, pois duas senóides no tempo contínuo, completamente distintas, podem possuir a mesma representação no tempo discreto (LATHI, 2006).

Figura 3 – Demonstração do efeito *aliasing* no tempo

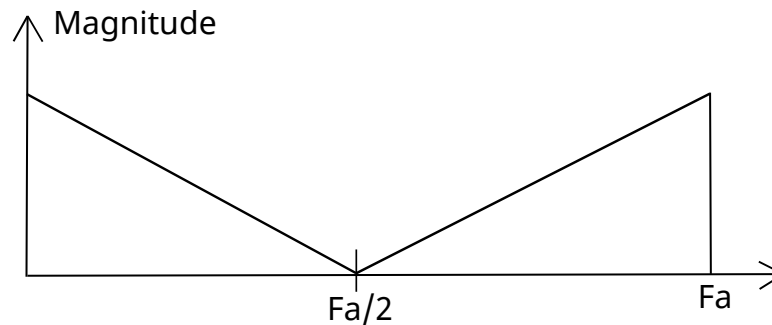


Fonte: Adaptado de (LATHI, 2006)

O efeito *aliasing* traz ambiguidade para o sistema e claramente é indesejável, devendo ser evitado (LATHI, 2006). Para que tenhamos uma melhor compreensão do efeito *aliasing* devemos observar as figuras abaixo, no qual são exibidos dois sinais amostrados em diferentes frequências. Observa-se que na Figura 4 o sinal não apresenta recobrimento, já na Figura 5 o

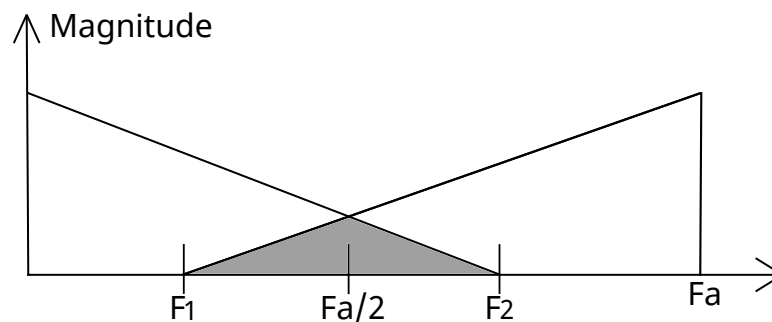
sinal interfere criando uma faixa de frequência de valores indesejados para o circuito. Segundo Fernandes (2011) esse recobrimento ocorre devido à periodicidade do espectro do sinal, onde as altas frequências interferem com os sinais de baixa frequência.

Figura 4 – Sinal sem *aliasing*



Fonte: Adaptado de Lathi (2006)

Figura 5 – Sinal com *aliasing*



Fonte: Adaptado de Lathi (2006)

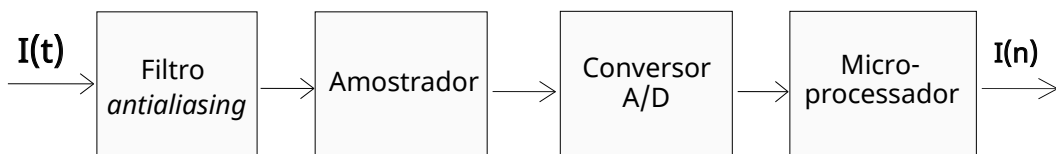
Para que o sinal possa ser amostrado de forma correta deve-se observar o teorema de amostragem de Nyquist. Este teorema diz que a frequência de amostragem f_a deve ser no mínimo o dobro da frequência do sinal que deseja-se amostrar, caso contrário pode ocorrer o efeito *aliasing* e corromper o sinal amostrado. Essa distorção que ocorre torna o sinal irreconhecível, logo não é possível utilizar o sinal caso este seja amostrado com uma taxa menor que a frequência de Nyquist. Caso seja amostrado com uma taxa maior do que a frequência de Nyquist não ocorre essa distorção, assim o sinal pode ser totalmente recuperado sem que hajam perdas (LATHI, 2006).

Devido à existência do efeito *aliasing*, é necessário a utilização de um filtro. Esse filtro possui o objetivo de filtrar as componentes em alta frequência do sinal, chama-se assim este filtro de *antialiasing*. O processo de filtragem recomendado é realizar a filtragem do sinal antes de amostrar o sinal, desta forma as componentes de alta frequência serão suprimidas antes do sinal ser amostrado. Essa supressão do sinal pode ser realizada por um filtro passa-baixas

que possua o valor da frequência de corte (f_c) igual à metade da frequência de amostragem, $f_c = f_a/2$ (LATHI, 2006).

A Figura 6 mostra o caminho que o sinal percorre para sua discretização, passando primeiramente pelo filtro *antialiasing*, em seguida pelo amostrador que deve respeitar o teorema de Nyquist, depois por um conversor analógico digital para então ser analisado por um microprocessador.

Figura 6 – Processo de filtragem e amostragem do sinal



Fonte: Adaptado de Fernandes (2011)

O filtro *antialiasing* também serve como filtro de ruídos do sistema. O ruído geralmente apresenta uma larga faixa de sinal no espectro de frequência, logo a não utilização do filtro *antialiasing* faria com que todo esse ruído aparecesse no sinal o qual deseja-se analisar. Assim, realizar a filtragem do sinal antes da amostragem permite idealmente suprimir todo o ruído do espectro que está acima da frequência de corte do filtro *antialiasing*. Como o filtro *antialiasing* ideal não é realizável, este trabalho utiliza como alternativa um filtro passa-baixas, onde este atenua o sinal acima da frequência de corte. Para que o filtro atenuar significativamente o sinal da frequência de corte, recomenda-se a utilização de um filtro de ordem elevada, a fim de obter-se uma maior atenuação das componentes indesejáveis de frequência (LATHI, 2006).

2.4 TIPOS DE FILTROS

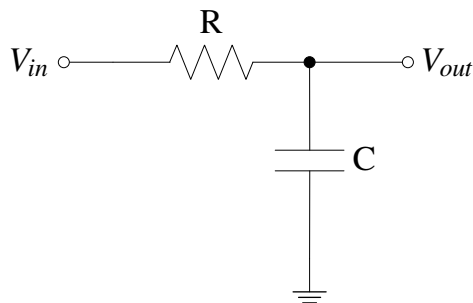
A aplicação de filtros para eliminar o efeito *aliasing* se faz necessária, conforme seção anterior. Entretanto existem algumas topologias e classificações de filtros possíveis de serem aplicados para a solução do mesmo problema. Em relação à função executada para este tipo de filtro, deve-se optar pela função de um filtro Passa-Baixa. Porém relacionado à tecnologia do filtro pode-se realizar a escolha entre três possíveis tecnologias existentes atualmente, sendo estas os filtros passivos, os ativos e os digitais (MUSSOI, 2004).

2.4.1 Filtro Passivo

Os filtros passivos são aqueles que possuem apenas componentes passivos em sua construção, sendo estes capacitores, indutores e resistores. A Figura 7 mostra uma topologia de

filtro passivo Passa-Baixa de primeira ordem. Caso fosse o desejo aumentar a ordem deste filtro, basta colocar mais um par (resistor e capacitor) em cascata e a cada repetição tem-se o aumento da ordem do filtro. Os filtros passivos possuem algumas vantagens relacionadas à fácil implementação, à frequência do filtro ser limitada na frequência dos componentes passivos e não necessitam de alimentação.

Figura 7 – Filtro passivo Passa-Baixa de 1° Ordem

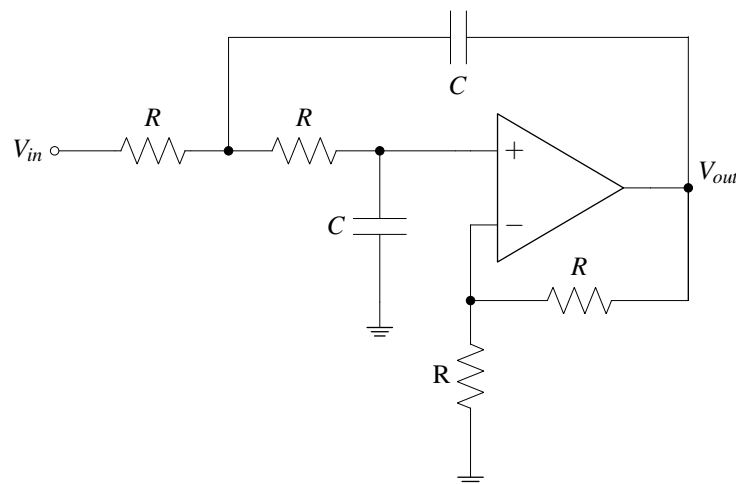


Fonte: Próprio Autor (2022)

2.4.2 Filtro Ativo

Segundo MUSSOI (2004) os filtros ativos são aqueles que possuem elementos passivos associados a elementos ativos amplificadores, estes podendo ser transistores ou amplificadores operacionais (amp-op). A Figura 8 mostra uma topologia de filtro ativo de segunda ordem, Passa-Baixa.

Figura 8 – Filtro ativo Passa-Baixa de 2° Ordem



Fonte: Adaptado de Zumbahlen (2012)

A utilização de filtros ativos possui algumas vantagens como a facilidade para aumentar a ordem do filtro e a possibilidade de aplicar um ganho no sinal. Suas desvantagens são a

necessidade de alimentação e a frequência limite do filtro, que está ligada à capacidade do amp-op ou dos transistores utilizados (JUNIOR, 2003).

2.4.3 Filtro Digital

Os filtros digitais são aqueles que empregam tecnologia digital na sua construção, sendo necessário algum tipo de microprocessador para programar o filtro e implementá-lo (MUSSOI, 2004).

Segundo JUNIOR (2003), o processo de filtragem digital além de necessitar de um microprocessador para realizá-lo, precisa-se converter o sinal de analógico para digital, para então poder processar o sinal amostrado. Estes filtros são úteis quando há muitos canais de transmissão que precisam ser processados pelo mesmo filtro. Outra vantagem é a implementação de um filtro de ordem muito elevada, pois este não ocupa espaço físico, limita-se apenas ao poder de processamento do circuito digital escolhido.

Todavia a implementação deste filtro vai contra a ideia do filtro *antialiasing*, pois o princípio é realizar a supressão das componentes harmônicas antes de realizar a conversão analógico digital, e o filtro digital requer primeiro a amostragem do sinal para depois realizar a filtragem.

3 PROJETO DO MÓDULO DE INSTRUMENTAÇÃO

A partir da apresentação de alguns estágios do módulo de instrumentação no Capítulo 2, foram escolhidos os seguintes métodos de aquisição do sinal CC (corrente contínua), bem como a tecnologia e a topologia empregada no mesmo. Essas etapas do projeto serão descritas nas seções seguintes deste trabalho, porém o cálculo detalhado do projeto de instrumentação está apresentado no Apêndice A.

Para o projeto destes módulos de instrumentação tem-se as seguintes características a serem alcançadas. A Tabela 1 ilustra os valores máximos e mínimos de tensão e de corrente que o módulo deve ser capaz de instrumentar, mantendo a saída em um nível adequado de tensão para ser analisado pelo DSP.

Tabela 1 – Valores desejados de instrumentação

Grandeza elétrica	Intervalo de operação	Valor mínimo	Valor máximo
	Tensão [V]	0	1000
	Corrente [A]	0	60

Fonte: Próprio Autor (2022)

3.1 AQUISIÇÃO DE TENSÃO

Ao analisar as características desejadas para este módulo de instrumentação, tem-se a necessidade que o mesmo seja isolado para que não haja conexão elétrica entre o estágio de comando com o de potência do conversor. Ao utilizar um divisor resistivo para a aquisição de tensão, seria necessário algum meio para isolar galvanicamente o sinal CC, uma possível solução seria a utilização de um Optoacoplador (Opto) para isolar os sinais, entretanto este dispositivo requer uma alimentação isolada para o seu correto funcionamento.

A fim de contornar a dificuldade de isolamento, mencionada anteriormente, foi optado pela utilização do sensor de Efeito Hall de tensão LV-20P para a aquisição dos sinais. Este sensor segundo LEM Components (2013) entrega os sinais de tensão com uma acurácia de $\pm 1,0\%$ do valor da corrente de entrada.

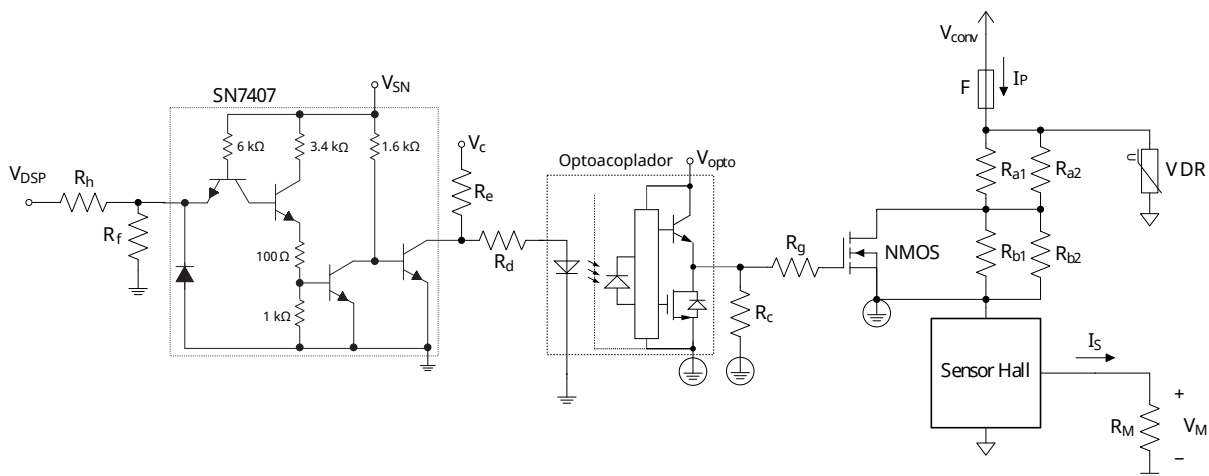
Sabendo que se trata de um sensor de Efeito Hall, devemos considerar que o sinal lido não diz respeito ao valor de tensão lido e sim ao valor de corrente que entra no sensor. Deste modo, para o correto funcionamento é necessário a utilização de um resistor para limitar a corrente que circula pelo sensor. Segundo LEM Components (2013) tem-se que a taxa de conversão é

2500:1000, ou seja, a corrente de saída é duas vezes e meia maior que a corrente de entrada. Com base na taxa de conversão pode-se elaborar a Equação 3.1, sabendo que I_P e I_S são as correntes de entrada e de saída do sensor, respectivamente.

$$I_P = \frac{2}{5} \cdot I_S \quad (3.1)$$

Sabendo que o sensor possui seu valor de tensão máxima limitada em 500 V, e que deseje-se instrumentar tensões até 1 kV, foi utilizado um divisor resistivo para diminuir o nível de tensão quando este for maior que 500 V. Todavia para que não haja perda de precisão quando a tensão for inferior à 500 V, este segundo resistor deixa de conduzir devido ao MOSFET que desvia a corrente do resistor diretamente para o sensor Hall, tendo uma resistência muito menor que do resistor ($R_{DSON} = 4 \Omega$), podendo assim ser desconsiderada, conforme pode ser observado na Figura 9.

Figura 9 – Aquisição de tensão e comando do MOSFET



Fonte: Próprio Autor (2022)

A Figura 9 mostra o circuito de aquisição de tensão e o comando aplicado no MOSFET através do CI SN7407 e do optoacoplador utilizado para isolação entre o circuito de comando e de potência. No decorrer deste capítulo será apresentada a justificativa para a escolha de cada um dos componentes utilizados.

Sabendo que o valor máximo de corrente que o sensor de Efeito Hall suporta é de 14 mA, realizou-se o projeto deliberando um máximo valor de corrente, para o máximo valor de tensão, de 13,5 mA. Utilizando assim a lei de Ohm, obtemos o valor da primeira resistência (esta para o caso do MOSFET conduzindo, ou seja tensão máxima de 500 V) conforme demonstrado na Equação (3.2). Já para o resistor responsável pelo divisor resistivo, este possuirá o mesmo valor do primeiro (logo $R_a = R_b$) devido aos intervalos de tensão serem iguais, ambos atuam em um intervalo de 500 V.

$$R_a = \frac{500 \text{ V}}{13,5 \text{ mA}} = 37,04 \text{ k}\Omega \quad (3.2)$$

Outro cálculo pertinente para o dimensionamento do resistor é a sua potência, sabendo o valor máximo de tensão em que o resistor estará submetido e o valor da resistência pode-se determinar a potência do mesmo, conforme demonstrado na Equação (3.3).

$$P_{R_a} = \frac{(500 \text{ V})^2}{37,04 \text{ k}\Omega} = 6,75 \text{ W} \quad (3.3)$$

Devido à dificuldade de obter um resistor com este valor de resistência e com esta potência, optou-se pelo uso de dois resistores em paralelo de igual valor. Assim, dobrando o valor de resistência e colocando-os em paralelo, tem-se um valor próximo de resistência com a metade da potência dissipada. Obtém-se assim dois resistores de 82 k Ω que dissipam 3,05 W cada. Todavia, utilizando a mesma resistência equivalente ($R = 41 \text{ k}\Omega$) na Equação 3.3, tem-se que a potência dissipada no resistor será de 6,10 W, ao utilizar os resistores em paralelo esta potência é reduzida pela metade.

Para adicionar robustez ao projeto, foi adicionado um fusível, em série aos resistores, de 20 mA, e em paralelo a todo o circuito um VDR (*voltage dependent resistor*, resistor dependente de tensão), também conhecido como varistor, para que, caso a tensão de entrada ultrapasse o valor máximo suportado pelo sensor, este passe a conduzir uma corrente elevada fazendo o fusível abrir e interrompendo assim o circuito. O VDR possui uma característica não linear devido a não possuir um valor de resistência fixo, segundo Pires e Magri (2019) este apresenta um comportamento de alta impedância até atingir sua máxima tensão de operação, depois disso passa a se comportar como condutor permitindo a passagem de corrente.

Por fim, para que se possa ler a tensão que está sendo instrumentada, se faz necessário um resistor em série com a corrente de saída ligada a referência do circuito de comando, a fim de obter-se uma tensão a qual será lida pelo DSP. Segundo LEM Components (2013) o valor de resistência R_M deve assumir um valor entre 30 Ω e 350 Ω . Para que o sinal de saída tenha o valor de tensão desejado, sem a necessidade de ajustar o ganho de tensão, foi escolhido o resistor R_M com valor de 91 Ω .

3.2 AQUISIÇÃO DE CORRENTE

A placa de instrumentação de corrente possui um objetivo semelhante à de tensão, pois o sinal advindo do circuito de potência precisa ser isolado do circuito de comando. Assim, optou-se pela utilização do sensor de Efeito Hall de corrente, o sensor escolhido foi o LA 55-P. Este sensor possui uma relação entre a corrente de entrada e de saída descrita pela Equação (3.4),

sendo I_p a corrente de entrada do sensor, I_S a corrente de saída do sensor e n é o número de espiras enroladas no sensor (LEM COMPONENTS, 2018).

$$I_p = 1000 \cdot \frac{I_S}{n}, \quad n = 1, 2, 3, 4 \dots \quad (3.4)$$

Pode-se destacar que $n = 1$ ocorre quando o cabo é apenas passante no sensor, a partir da primeira volta realizada o multiplicador n cresce proporcionalmente ao número de espiras realizadas. Por fim, para instrumentar a corrente e processá-la pelo DSP se faz necessário transformar esta corrente em um valor de tensão, para isso utiliza-se um resistor de modo semelhante à instrumentação de tensão. Segundo LEM Components (2018) o valor recomendado de resistência está entre 50Ω e 90Ω .

Utilizando o menor resistor comercial dentro do intervalo estipulado pelo *datasheet*, tem-se que a tensão de entrada é maior que a tensão máxima permitida pelo DSP, conforme a Equação (3.5), sendo I_{S_m} a máxima corrente de saída do sensor Hall. Assim, se faz necessário a utilização de um circuito que aplique um ganho menor que a unidade. Projetando o ganho do próximo estágio em conjunto com a tensão de entrada, foi escolhido o resistor de 82Ω para esta aplicação.

$$V_M = R_M \times I_{S_m} = 56\Omega \times 60 \text{ mA} = 3,36 \text{ V} \quad (3.5)$$

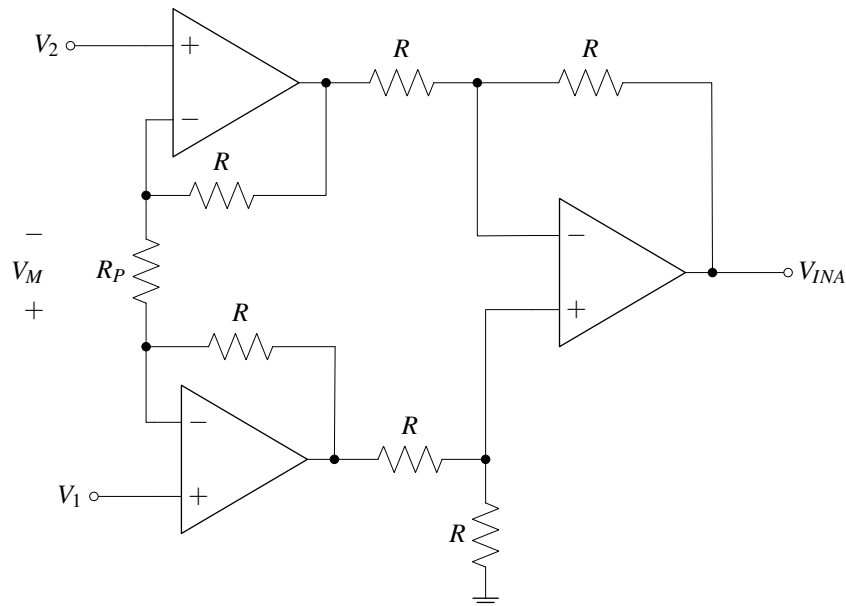
3.3 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO

O amplificador de instrumentação foi utilizado em ambas as placas de instrumentação (tensão e corrente). Esta topologia foi utilizada por ser um amplificador diferencial otimizado em seu desempenho CC. Este amplificador possui uma alta impedância de entrada, baixa deriva (*drift*) de temperatura, seus estágios de entrada possuem baixos *offsets*, um alto CMRR e um alto ganho de tensão em malha aberta (MALVINO; BATES, 2007).

A Figura 10 mostra um amplificador de instrumentação, sendo esta a topologia mais comum para este tipo de amplificador. Seu ganho em malha fechada pode ser obtido através da Equação (3.6) (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013).

$$V_{out} = \left(1 + \frac{2R}{R_P}\right) \cdot (V_1 - V_2) \quad (3.6)$$

Figura 10 – Circuito amplificador de instrumentação



Fonte: Adaptado de Boylestad e Nashelsky (2013)

3.4 AMPLIFICADOR INVERSOR

Este amplificador segundo MALVINO e BATES (2007) é o circuito com amp-op de baixa complexidade, contando apenas com uma realimentação negativa para estabilizar o ganho de tensão. A saída de sinal deste amplificador consiste apenas da multiplicação da tensão de entrada por um ganho fixo ou constante definido pelos resistores de entrada (R_{I1}) e pelo resistor de realimentação (R_{I2}). Outra característica deste amplificador é apresentar o sinal de saída com a polaridade invertida em relação a entrada, conforme é mostrado na Equação (3.7) (BOYLES-TAD; NASHELSKY, 2013).

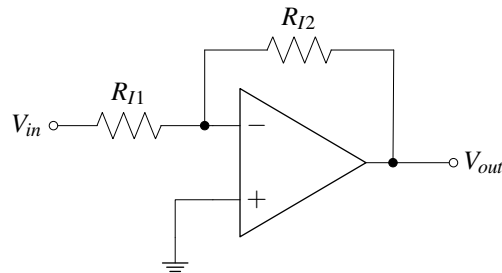
$$V_{out} = -\frac{R_{I2}}{R_{I1}} \cdot V_{in} \quad (3.7)$$

O amplificador inversor pode ser observado na Figura 11. Este foi utilizado no módulo de instrumentação de corrente, com o intuito de ajustar o nível de tensão para que esta não venha a queimar o DSP. Todavia para o módulo de instrumentação de tensão não se fez necessário ajustar o nível de tensão, dispensando o amplificador inversor do circuito.

3.5 FILTRO E PROTEÇÃO DO DSP

Tendo sido apresentadas algumas opções de filtros possíveis de serem aplicados no Capítulo 2, foi decidido a utilização mista das três tecnologias apresentadas, sendo utilizado o filtro ativo de segunda ordem em série com um filtro passivo de primeira ordem para diminuir

Figura 11 – Circuito amplificador inversor



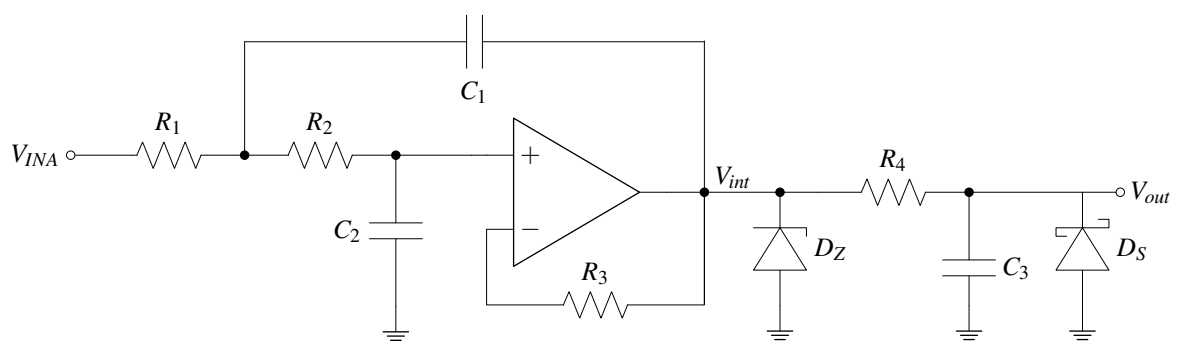
Fonte: (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013)

o *aliasing* do circuito. Para a solução completa de instrumentação deverá ser aplicado um filtro digital no DSP para que filtre o sinal próximo à frequência de chaveamento do conversor que está sendo instrumentado.

Para que o módulo seja flexível, este deve filtrar os sinais conforme a frequência de amostragem pelo DSP, assim, optou-se pela utilização do filtro analógico na frequência de 100 kHz como a máxima frequência que o módulo irá operar, e posteriormente no DSP, será implementado um filtro digital para que este filtre o sinal mais próximo da frequência de operação do conversor.

Como o amp-op possui uma frequência de operação limitada devido a sua construção, optou-se por utilizar um filtro passivo em série. Este filtro passivo aumenta a ordem total do filtro, conforme mostrado na Figura 12, sabendo que quanto maior a ordem melhor para o filtro *antialiasing*.

Figura 12 – Filtro ativo de 3º Ordem com componentes de proteção do DSP



Fonte: Adaptado de Zumbahlen (2012)

Para projetar o filtro de terceira ordem, exibido na Figura 12, foi optado pelo projeto separadamente do filtro de primeira e de segunda ordem. Para o projeto do filtro foi considerada a frequência de corte do filtro de terceira ordem como 100 kHz. Também foram considerados os resistores de entrada como $R_1 = R_2 = R$. Assim, foi utilizada a Equação (3.8) e também comparado com a equação canônica de segunda ordem, para projetar os valores dos componentes do filtro de segunda ordem. Porém, para o filtro de primeira ordem, foi utilizada a Equação (3.9) e

também comparado com a equação canônica de primeira ordem. Os valores calculados do filtro serão apresentados no Apêndice A.

$$\frac{V_{int}}{V_{INA}} = \frac{(R^2 C_1 C_2)^{-1}}{s^2 + 2s(RC_1)^{-1} + (R^2 C_1 C_2)^{-1}} \quad (3.8)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{int}} = \frac{(R_4 C_3)^{-1}}{s + (R_4 C_3)^{-1}} \quad (3.9)$$

Entretanto, o projeto individual dos filtros acarreta em problemas de acoplamento, onde os polos dos filtros se interferem mutuamente fazendo com que a frequência de corte do filtro ocorra antes do desejado. Assim, foi considerada a frequência de corte do filtro passivo igual a 200 kHz tendo como objetivo também ajudar a filtrar as altas frequências, onde o amp-op passa a não atenuar corretamente, devido ao seu limite de frequência.

Para tornar o módulo mais robusto deve-se adicionar elementos que façam a proteção contra sobretensões que possam aparecer na saída do circuito. Estas podem surgir devido a queima de componentes, sobretensão de entrada que venham a ser refletidas para o circuito de condicionamento ou saturação dos amp-ops, fazendo com que a tensão de saída tenha seu valor igual ao valor de alimentação, com módulo próximo a 15 V.

Assim, com o objetivo de limitar a tensão negativa no DSP, foi adicionado na saída do circuito um diodo Schottky com queda de tensão próxima a 0,1 V, conforme pode ser observado na Figura 12. Assim o sinal com a maior magnitude e polaridade reversa, possível de saída é de -0.1 V. O segundo diodo adicionado é o diodo Zener, este adicionado entre o filtro ativo e o filtro passivo. Como o resistor calculado para o filtro passivo possui um valor muito elevado, este limita demasiadamente a corrente no diodo Zener, assim o diodo grampeia a tensão abaixo da tensão nominal de operação do módulo de instrumentação.

Ao colocar o diodo Zener na saída do amp-op sem um resistor de alimentação, tem-se o diodo trabalhando sem limitação de corrente, sendo mais susceptível à queima do componente. Entretanto a máxima corrente que o amp-op escolhido pode fornecer, segundo Burr-Brown Products (2017), é de 60 mA, sendo esta corrente limitada pelo amp-op, como o diodo grampeia idealmente a tensão em 3,3 V, temos uma potência máxima de 198 mW no diodo, deste modo tem-se que não há perigo de queima do diodo Zener sabendo que o modelo escolhido pode dissipar até 500 mW.

3.6 MÓDULO DE INSTRUMENTAÇÃO DE TENSÃO

O projeto do módulo de instrumentação necessita de um circuito auxiliar para acionar o MOSFET a partir do DSP. O acionamento do MOSFET pelo DSP se torna impraticável devido à baixa capacidade de corrente que este pode fornecer.

O ganho de corrente necessário para o acionamento pode ser obtido através do circuito integrado (CI) SN7407, alimentado com a tensão de $V_{SN} = 5 \text{ V}$ conforme exibido na Figura 9. Este circuito integrado pode ser acionado com um nível de tensão de 3 V, sendo esta uma vantagem pois o nível de tensão que o V_{DSP} pode fornecer está contido no intervalo de $0 \text{ V} \leq V_{DSP} \leq 3 \text{ V}$.

Como não deve-se perder a isolação obtida com o sensor de Efeito Hall, deve-se utilizar um optoacoplador para que este mantenha a isolação entre o circuito de potência e o circuito de comando. Conforme exibido na Figura 9, a tensão $V_{opto} = 15 \text{ V}$ é a tensão de alimentação do CI utilizado, HCPL3120, referida ao ponto de tensão após os resistores e anteriormente ao sensor Hall de tensão. Já para fornecer a tensão do comando para o optoacoplador, utiliza-se a mesma fonte de alimentação dos amp-ops utilizados, sendo esta $V_c = 15 \text{ V}$, porém apenas a polaridade positiva.

Ainda na Figura 9 exibe-se o comando do MOSFET, bem como sua isolação, a aquisição dos sinais a serem instrumentados até o nível de tensão gerado pelo sensor Hall no resistor R_M . Os próximos estágios do circuito são o amplificador de instrumentação, exibido na Figura 10 e o filtro de terceira ordem com os diodos de proteção exibidos na Figura 12. A Figura 13(a) mostra todos os estágios do módulo de tensão juntos para que se tenha uma visão geral do circuito. A Tabela 3, exibida no Apêndice B, mostra todos os componentes escolhidos através dos cálculos, expostos no Apêndice A, e os CIs utilizados.

Neste módulo de instrumentação foram utilizados capacitores de desacoplamento nos amp-ops (utilizando o CI TL084), sensor Hall (LV 20-P) e no SN7407, tendo como intuito diminuir as oscilações provenientes da fonte de alimentação, mantendo assim os níveis de tensão dos CIs o mais próximo do ideal possível. Foram escolhidos dois capacitores para manter a tensão em cada nível de potencial, entre a alimentação positiva (15 V) e o terra, a alimentação negativa (-15 V) e o terra e entre as alimentações positivas e negativas.

3.7 MÓDULO DE INSTRUMENTAÇÃO DE CORRENTE

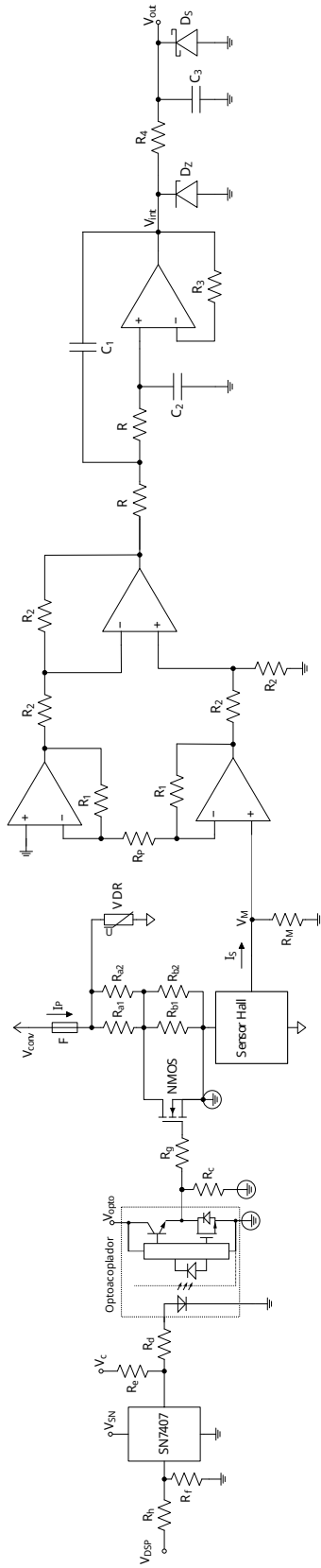
O módulo de instrumentação de corrente é um circuito mais simples que o módulo de tensão, devido a não necessitar de um circuito auxiliar de comando proveniente do DSP, conforme pode ser observado na Figura 13(b). Os estágios deste módulo também são semelhantes, entre-

tanto há a necessidade de adicionar o circuito amplificador inversor, exibido na Figura 11, para que este aplique um ganho menor que a unidade atenuando assim o sinal de entrada, colocando a tensão de saída no intervalo correto do DSP ($0 \text{ V} \leq V_{out} \leq 3 \text{ V}$).

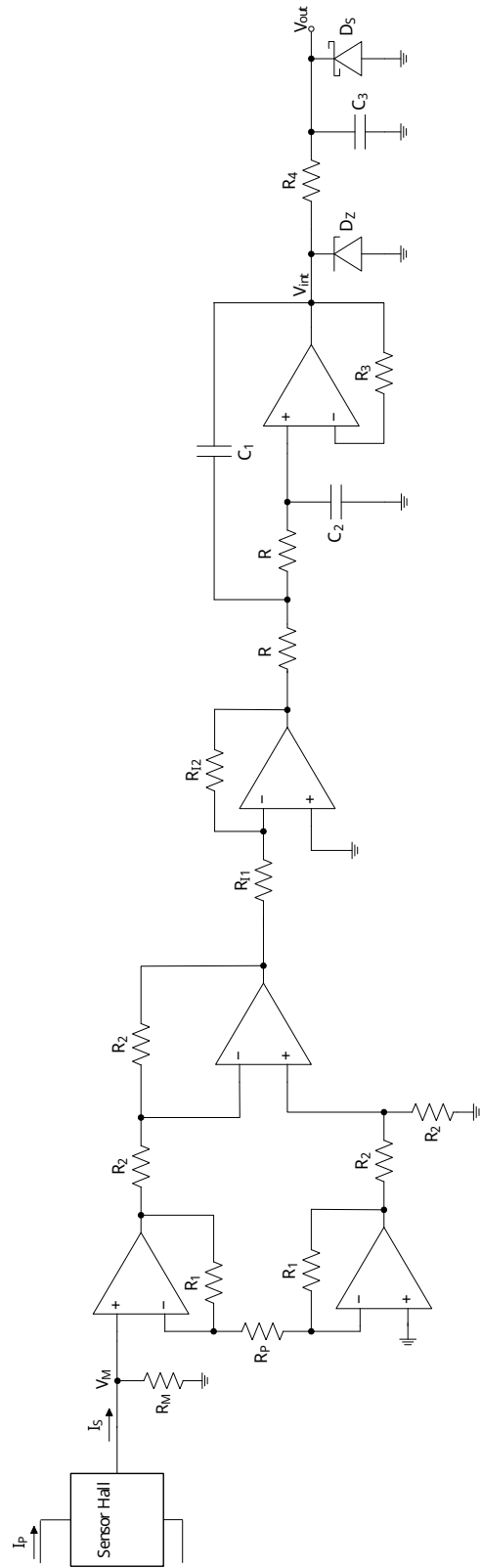
A aquisição de corrente do conversor é feita utilizando o sensor Hall da LEM LA 55-P, este sensor possui a sua saída em corrente e portanto faz uso de um resistor para se obter um nível de tensão de saída. Após a aquisição do sinal é utilizado o amplificador de instrumentação, conforme a Figura 10, entretanto o sinal é posto em V_2 e a entrada V_1 é aterrada, sendo feito o oposto do módulo de instrumentação de tensão. Ao analisar a Equação (3.6) vemos que o sinal de saída deste amplificador será negativo, entretanto quando o sinal passar pelo amplificador inversor ter-se-á novamente o sinal com a polaridade positiva.

Neste módulo de instrumentação foram utilizados novamente os capacitores de desacoplamento para diminuir as oscilações de tensão provenientes da fonte de alimentação, os capacitores foram posicionados nos amp-ops (CI TL084 e CI TL081) e no sensor Hall LA 55-P. A Tabela 2, exibida no Apêndice B, mostra todos os componentes escolhidos para este módulo e os calculados conforme o Apêndice A. A Figura 13(b) mostra o circuito completo do módulo de instrumentação de corrente com todos os estágios sequenciais, assim pode-se ter uma visão geral do módulo de instrumentação de corrente.

Figura 13 – Módulos de instrumentação completos



(a) Módulo de instrumentação completo de tensão



(b) Módulo de instrumentação completo de corrente

Fonte: Próprio autor (2022).

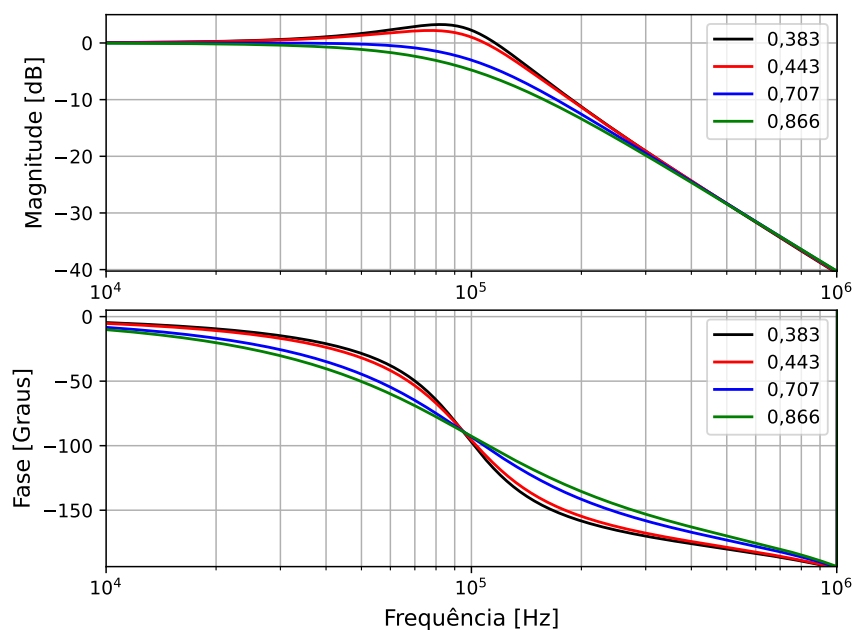
4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

A validação dos resultados será realizada em duas etapas, uma para cada módulo de instrumentação. Será inicialmente analisado o filtro projetado e seu funcionamento no domínio da frequência. Em seguida, será analisado o comportamento dos módulos de instrumentação através do teste de calibração.

4.1 SIMULAÇÃO DO FILTRO

Ao projetar o filtro de segunda ordem, conforme Apêndice A, foram simulados quatro tipos de filtros e comparados os resultados obtidos a fim de verificar qual apresentaria a melhor resposta para o problema em questão. A Figura 14 mostra o diagrama de Bode do filtro ativo. As simulações realizadas neste trabalho foram desenvolvidas no *software* LTspice com a inclusão do modelo de amp-op utilizado, a fim de incluir o efeito das não idealidades do amp-op.

Figura 14 – Comparação dos tipos de filtro conforme o variar de ζ para o filtro ativo de segunda ordem



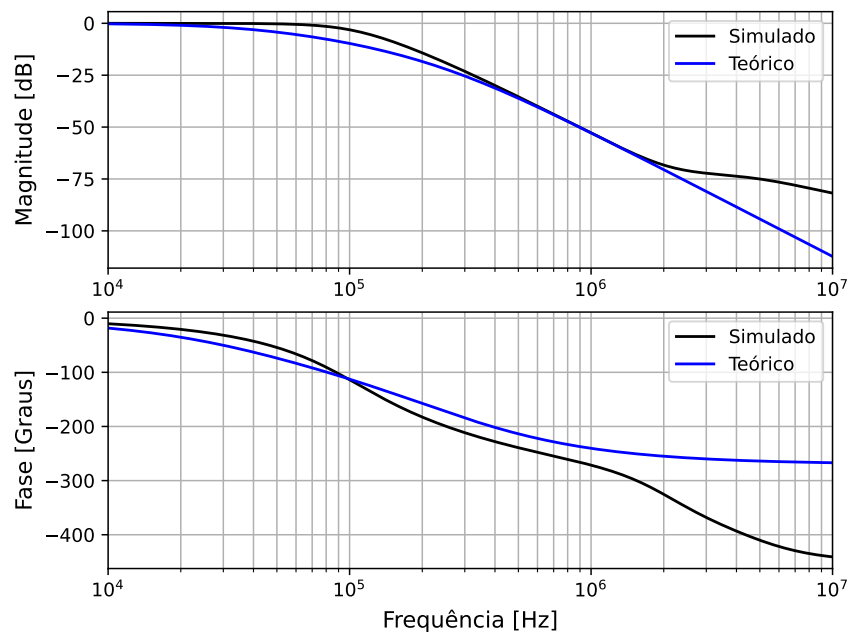
Fonte: Próprio Autor (2022)

Ao analisar as curvas optou-se pelo filtro com $\zeta = 0,707$ por não apresentar sobressinal na frequência de corte e por apresentar atenuação de 3 dB na frequência de corte.

A Figura 15 apresenta o diagrama de Bode do filtro de terceira ordem simulado juntamente com o resultado teórico esperado. Analisando o comportamento é visto que em torno

da frequência de 2 MHz tem-se uma queda mais lenta na atenuação do filtro. Isso ocorre devido, principalmente, às características do amp-op que destoam do comportamento idealizado em altas frequências. Todavia a existência do filtro passivo faz com que o sinal continue sendo atenuado, porém, a assíntota passa a ter uma menor inclinação por década. Devido à menor participação do filtro ativo e predominância do filtro passivo, a fase do sinal sofre uma alteração do seu valor final estimado.

Figura 15 – Comparação do diagrama de Bode simulado no *software* LTspice e o esperado teoricamente



Fonte: Próprio Autor (2022)

4.2 CONFECÇÃO DAS PCB

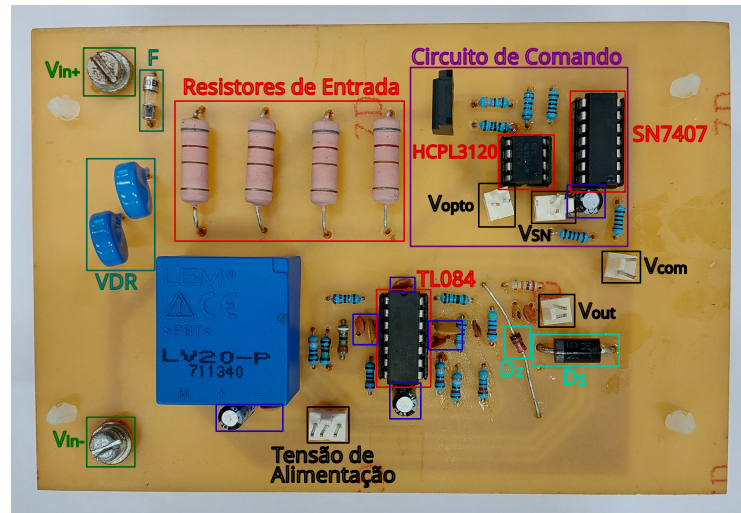
Após o desenvolvimento do esquemático no *software* KiCad, foi confeccionada a PCB (*printed circuit board*, placa de circuito impresso) e realizados os testes necessários. Um maior detalhamento das PCBs, de tensão e de corrente, é apresentado no Apendice D.

4.2.1 PCB de tensão

A PCB de tensão confeccionada é exibida na Figura 16, nela é possível verificar a disposição dos componentes, como os CIs utilizados, os resistores de entrada, circuito de comando, os diodos de proteção e as tensões de alimentação. O tamanho da PCB foi de 12 cm de largura e 9,5 cm de profundidade. Pode-se observar também os pinos de alimentação, destacados como V_{in+} e V_{in-} , onde será medida a tensão de entrada do circuito. Já nos pinos destacados

como V_{out} serão medidas as tensões de saída. Através da análise desses dados foi validado o funcionamento da PCB através do teste de calibração, exibido na Seção 4.4.

Figura 16 – PCB do módulo de instrumentação de tensão confeccionada

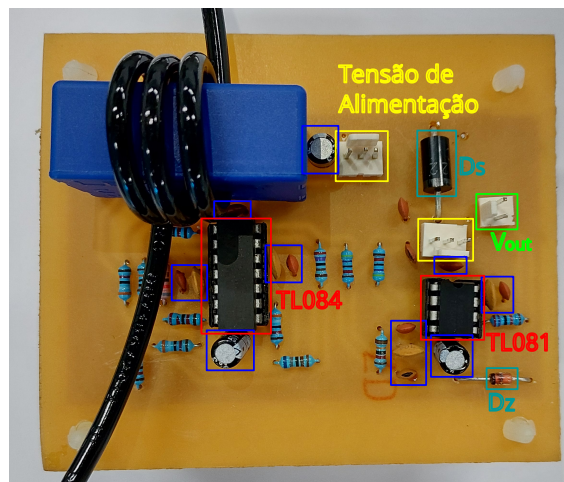


Fonte: Próprio Autor (2022)

4.2.2 PCB de corrente

A Figura 17 exibe a PCB de corrente desenvolvida neste trabalho, tendo seu tamanho um pouco menor que a PCB de tensão, com 9 cm de largura e 5,5 cm de profundidade. Pode-se observar que a corrente de entrada do circuito está no cabo do sensor Hall, sendo medida a tensão no resistor R_M . Já no lado direito da placa tem-se os pinos de V_{out} , onde é medida a tensão de saída da PCB. Esses dados são utilizados, novamente, para a elaboração do teste de calibração, conforme mostrado na Seção 4.5.

Figura 17 – PCB do módulo de instrumentação de corrente confeccionada

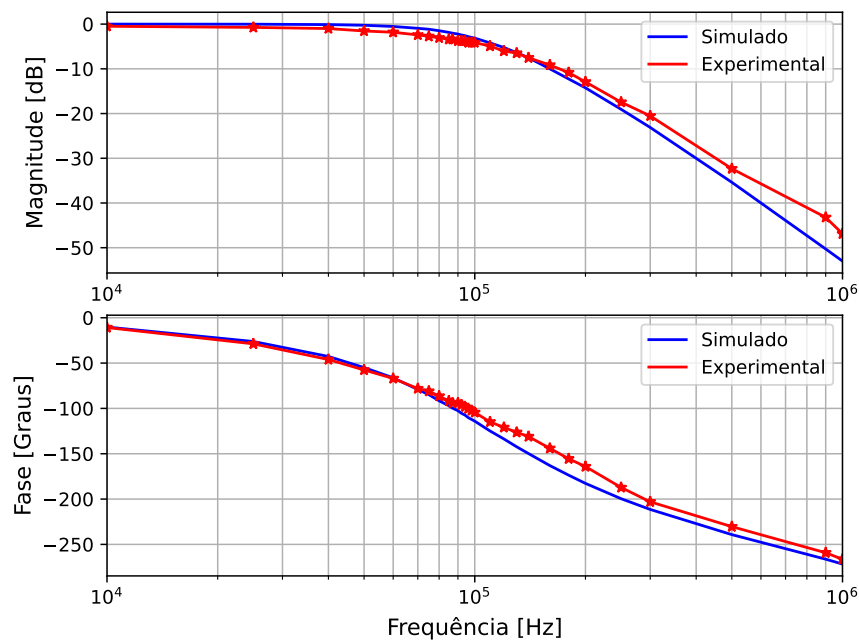


Fonte: Próprio Autor (2022)

4.3 COMPORTAMENTO PRÁTICO DO FILTRO

Após a obtenção dos resultados simulados do filtro de terceira ordem e a confecção das PCBs procedeu-se com a validação experimental conforme pode ser visualizado na Figura 18, em que, são comparados resultados práticos e simulados. Nele pode-se observar uma proximidade dos valores simulados esperados com os valores práticos obtidos.

Figura 18 – Comparação entre simulação e experimental do diagrama de Bode



Fonte: Próprio Autor (2022)

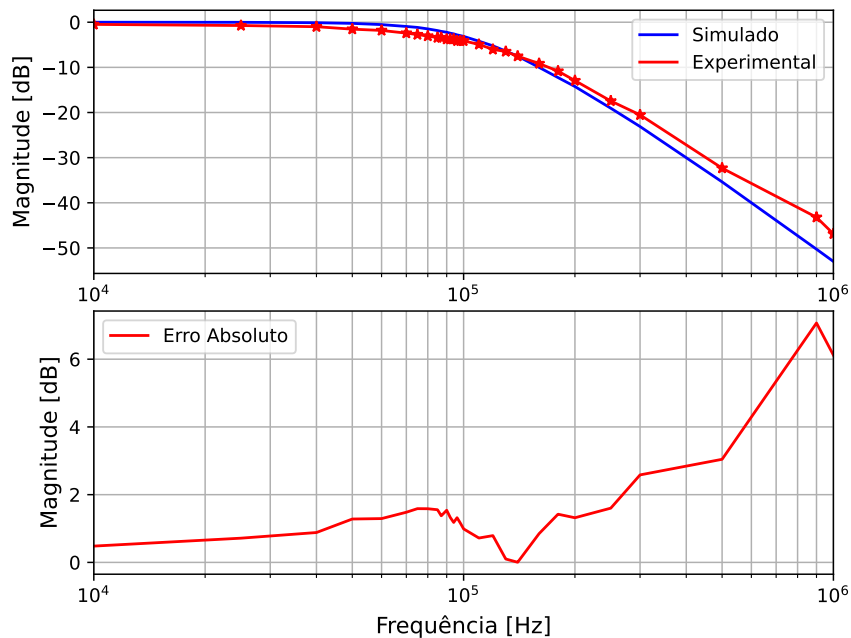
Para a construção do diagrama de Bode prático, exibido na Figura 18, foram realizadas as medições de tensão com um sinal alternado na entrada do circuito amplificador de instrumentação e medida a tensão de saída do circuito. Vale ressaltar que para este teste foi retirado da PCB o sensor Hall e os diodos de proteção a fim de que o sinal injetado não viesse a danificar o sensor e que os componentes de proteção não interferissem na medida do sinal.

Na Figura 18 observa-se a curva em vermelho com os resultados experimentais, sendo os asteriscos os pontos de coleta realizados. Tendo sido realizada a medição de tensão de entrada e de saída, calculou-se a magnitude do sinal. Para a fase foi realizada a medição do tempo de defasagem entre os dois sinais e calculado o respectivo ângulo de cada medição.

Ainda analisando o diagrama de bode da Figura 18, é visto que não foi possível observar o comportamento dos amp-ops em alta frequência, conforme apresentado na Figura 15, pois a medição do sinal de saída tornava-se imprecisa devido a sua baixa amplitude e ruídos de medição. Deste modo, foi possível verificar e comparar o diagrama de Bode apenas até a frequência de 1 MHz.

Analisando os resultados obtidos separadamente em módulo e fase, pode-se observar o erro absoluto associado entre a simulação e os dados práticos coletados, sendo estes expostos e detalhados nas Figuras 19 e 20 referentes a magnitude e a fase do sinal respectivamente.

Figura 19 – Erro absoluto de magnitude entre os dados simulados e os dados experimentais

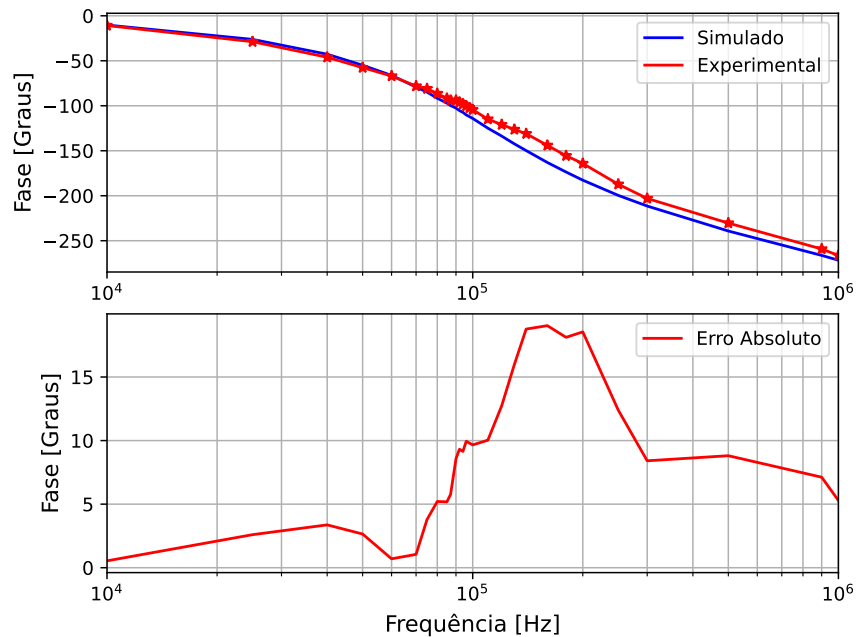


Fonte: Próprio Autor (2022)

A Figura 19 apresenta o resultado de magnitude e o erro absoluto do mesmo. Pode-se observar que o erro máximo ocorreu para as maiores frequências, sendo o seu máximo valor de 7,07 dB. Outro erro calculado foi o erro médio de magnitude, que foi de 1,62 dB. Este valor de erro está também atrelado à quantidade de pontos coletados em regiões diferentes, logo como a concentração de pontos não é uniforme o erro médio retrata mais a posição em frequência com maior concentração de dados.

A Figura 20 apresenta a fase do sinal e o erro absoluto das fases simuladas e práticas. Pode-se observar que a faixa de frequência em que houve um maior erro ocorreu entre 100 kHz e 300 kHz tendo um máximo desvio de 19,04 graus. Analisando o erro médio de todo o espectro medido obteve-se um erro de 8,66 graus.

Figura 20 – Erro absoluto de fase entre os dados simulados e os dados experimentais



Fonte: Próprio Autor (2022)

4.4 TESTE DE CALIBRAÇÃO DO MÓDULO DE INSTRUMENTAÇÃO DE TENSÃO

Tendo finalizado os testes do filtro de terceira ordem projetado, foram inseridos novamente os elementos de proteção no módulo de instrumentação de tensão, sendo estes os VDRs, diodo Schottky e diodo Zener, a fim de verificar o funcionamento do módulo e as possíveis distorções que esses elementos possam provocar no sinal de saída.

Após ter-se o módulo com todos os componentes, foi realizado o teste de calibração da PCB de instrumentação de tensão. Como há a utilização de um MOSFET, a PCB opera em dois modos diferentes. Serão apresentados dois testes, com o módulo operando até 500 V (MOSFET conduzindo) e ele operando até 1 kV (MOSFET em aberto).

Ambos os testes de calibração da PCB realizados consideraram três regiões de operação, sendo a região 1 com o circuito aquecendo, medido do valor mínimo até o valor máximo da tensão de entrada. A região 2 é considerado o circuito esfriando, medindo do valor máximo de entrada até o valor mínimo da tensão de entrada. Por fim a região 3 é referente aos valores medidos com o circuito após um tempo de operação de aproximadamente cinco minutos, levando este do valor central da medida até os extremos de operação (superior e inferior).

A realização do teste separado em três regiões possui o objetivo de analisar o efeito de temperatura dos componentes quando o circuito está esquentando e esfriando, sendo esperado assim um possível efeito de histerese no circuito. Analisando a região 3, tem-se o objetivo de verificar os valores medidos tendo o circuito operando com uma temperatura mais estável.

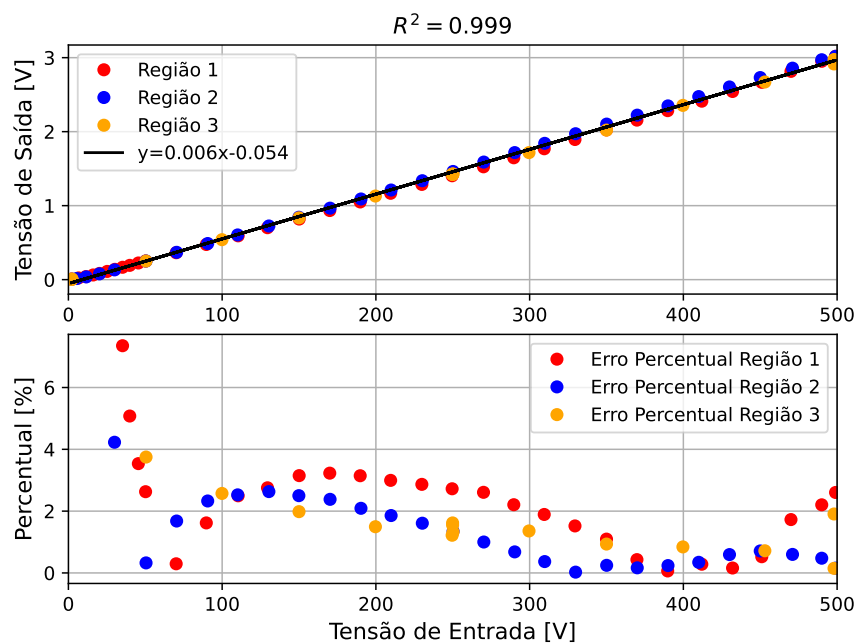
Sabendo que a tensão necessária para validar o módulo de instrumentação de tensão possui uma magnitude bem elevada, foi utilizada a fonte Magna Power do laboratório do CMEAR (Célula de Pesquisas em Microrredes de Energias Alternativas e Renováveis), sendo capaz de fornecer 1 kV de tensão CC. Assim não se fez necessária a utilização de nenhum circuito auxiliar para a realização dos testes de calibração.

4.4.1 Teste de calibração até 500 V

A Figura 21 exibe o resultado do teste de calibração realizado até 500 V. As três regiões declaradas anteriormente estão representadas por cores, conforme mostra a legenda do gráfico. Tendo os valores dos pontos foi calculada, através da linguagem Python, a linha de tendência do gráfico. A legenda do gráfico informa os coeficientes angular e linear da reta gerada.

Tendo calculado a linha de tendência, foi calculado também o coeficiente de determinação (R^2) e foi obtido o valor de 0,999, também exposto na Figura 21. Este coeficiente é uma medida de ajuste do modelo estatístico linear, usado para determinar quão próximo sua linha de tendência está dos pontos medidos, este coeficiente varia entre zero e um (MARTINS, 2018).

Figura 21 – Teste de calibração da PCB de tensão até 500 V



Fonte: Próprio Autor (2022)

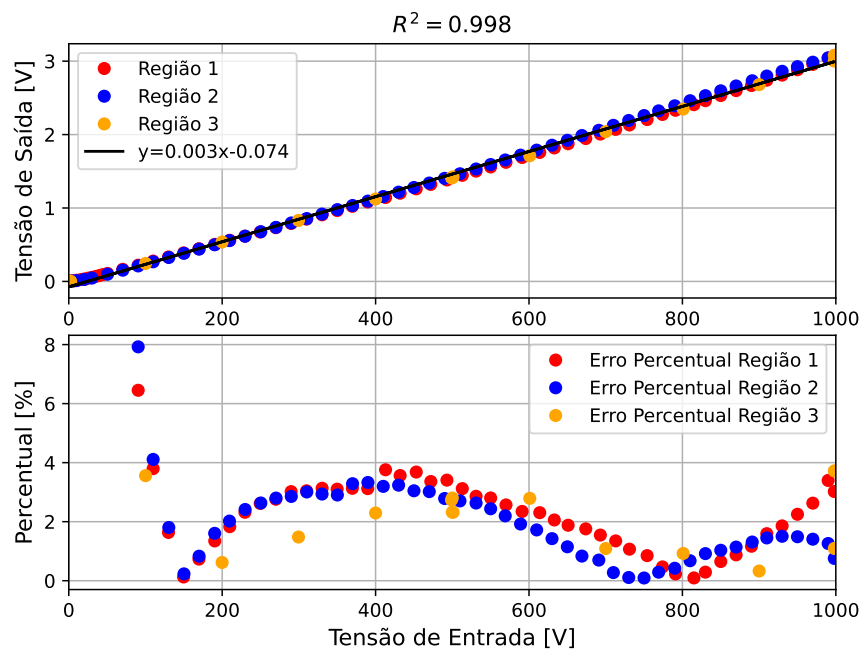
Pode-se analisar ainda na Figura 21 o erro percentual obtido, este calculado entre os valores medidos e a linha de tendência (esta utilizada como valor de referência). O efeito visível no teste de calibração é a variação da tensão relacionada à temperatura em que os componentes estavam. Pode-se ver que na região 1 o erro percentual apresentou o maior módulo e o menor

quando está na região 2. Pode-se ressaltar ainda que quando a tensão de entrada passa dos 300 V há uma diminuição do erro. Como o erro é calculado entre a linha de tendência e os pontos medidos, tem-se que em torno dos 300 V os valores medidos passam a ser maiores que a linha de tendência, assim o erro apresenta uma redução em sua magnitude.

4.4.2 Teste de calibração até 1 kV

A Figura 22 exibe o gráfico de calibração excursionado até 1 kV de tensão de entrada. Foi calculado novamente os coeficientes angular e linear através da interpolação numérica dos pontos medidos e gerada a linha de tendência utilizada para calcular o erro percentual. Para este gráfico vemos que o coeficiente de determinação teve seu valor em $R^2 = 0,998$, sendo este 0,001 menor do que o teste de calibração até 500 V. Portanto, tem-se que para ambos os testes de calibração o coeficiente de determinação está muito próximo da unidade, mostrando que a tensão de saída está variando como o esperado em relação a tensão de entrada.

Figura 22 – Teste de calibração da PCB de tensão até 1 kV



Fonte: Próprio Autor (2022)

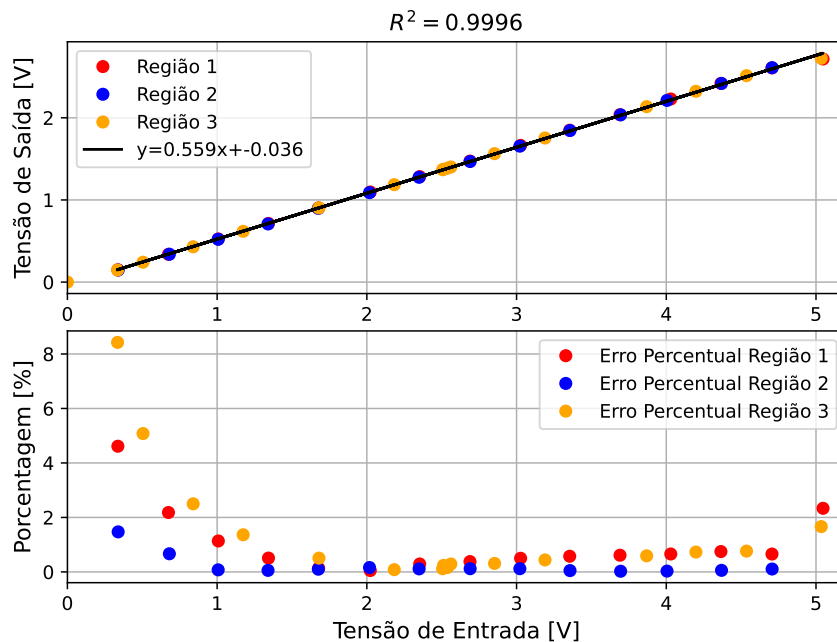
Analisando o erro percentual, mostrado na Figura 22, pode-se notar novamente uma diferença nos erros percentuais de cada região. Entretanto neste caso, houve uma aproximação do erro da região 2 com o da região 1.

4.5 TESTE DE CALIBRAÇÃO DO MÓDULO DE INSTRUMENTAÇÃO DE CORRENTE

Tendo sido validado o filtro de terceira ordem, foi realizado o teste com a PCB de instrumentação de corrente. Para este teste não foi gerada uma corrente de 60 A a fim de validar o funcionamento da PCB, utilizou-se a relação de espiras do sensor Hall, conforme mostrado na Equação (3.4). Deste modo foi gerada uma corrente de 15 A fazendo ligações das fontes de bancada em paralelo no laboratório do CMEAR.

Para a calibração da PCB de corrente foram divididas as tensões medidas, entrada e saída do módulo, nas mesmas regiões que a PCB de tensão, realizando o mesmo tipo de teste detalhado anteriormente. Foram calculados os coeficientes angular e linear da reta e traçada a linha de tendência no gráfico juntamente com os pontos de medição, observada na legenda da Figura 23. Em seguida foi calculado o coeficiente de determinação e obtêm-se $R^2 = 0,9996$.

Figura 23 – Teste de calibração da PCB de corrente



Fonte: Próprio Autor (2022)

Analisando o erro percentual exibido na Figura 23, é possível verificar que o maior erro ocorreu na região 1 e o menor na região 2, todavia é observável que o efeito de histerese não foi significativo para este módulo de instrumentação, apresentando resultados bem semelhantes em todas as etapas de operação. Pode-se notar também próximo aos 3 V de saída o diodo Zener passa a grampear a tensão de saída, deste modo o erro apresenta um valor maior de erro.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A realização do controle de fontes chaveadas possui sua relevância para uma solução de qualidade, para isso, se faz necessário a instrumentação do conversor. Neste trabalho foi apresentada a elaboração de um módulo de instrumentação de tensão contínua e outro de corrente contínua. Ambos os módulos possuem uma característica flexível, sendo possível sua aplicação em mais de um conversor que opere com níveis de tensão ou de corrente diferentes. Foram adicionados também componentes de proteção a este módulo, componentes que façam a limitação de tensão ou de corrente para evitar a queima dos sensores ou do DSP, este conectado à saída do módulo de instrumentação.

A utilização de um módulo de instrumentação que faz a aquisição dos sinais de modo automático pode facilitar a aplicação do controle, pois não se faz necessária a elaboração do condicionamento de sinais para cada tipo de conversor.

Estes módulos possuem uma característica de serem isolados do conversor, podem operar no intervalo de 0 V a 1 kV e de 0 A a 60 A, tendo em vista que o sinal de saída estará no intervalo de operação do DSP, de 0 V a 3 V. Esta solução pode ser utilizada em conversores que operem dentro do intervalo apresentado e que se deseje aplicar o controle digital neste conversor.

Analisando a PCB de tensão vemos que a reta traçada possui uma variação linear, analisando a tensão de entrada pela de saída. Todavia os componentes utilizados possuem variação de precisão devido à temperatura que eles estão operando, sendo possível observar uma diferença de erro em cada região de operação, conforme apresentado no Capítulo 4.

Analisando a PCB de corrente, vemos que o efeito de temperatura quase não é observável. Como ambos os módulos possuem componentes semelhantes pode-se concluir que o efeito de temperatura está associado, em grande parte, aos resistores de entrada, sendo a variação dos demais componentes desprezível.

Considerando os possíveis trabalhos futuros, uma primeira possibilidade é a realização do aperfeiçoamento do módulo de instrumentação, permitindo que este instrumento não apenas tensões CC mas também CA sem a adição de chaves seletoras. Entretanto para isso deve ser considerada a adição de um nível de *offset* para que o sinal de saída não seja menor do zero.

Com relação ao aprimoramento do filtro, poderia ser verificada a possibilidade de realizar o projeto com um filtro de maior ordem, adicionando componentes passivos para que este atue melhor nas altas frequências, devido à limitação dos amp-ops.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V. J. Instrumentação e fundamentos de medidas–vol. 1. **Livros Técnico E Científicos Editora**, 2010. 2010.
- BARBI, I. **Eletrônica de potência: Projeto de fontes chaveadas**. [S.l.]: Edição do autor, 2007.
- BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. **Dispositivos eletrônicos**. [S.l.]: São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2013.
- BURR-BROWN PRODUCTS. **TL084, TL084A, TL084B General purpose JFET quad operational amplifiers**. ST Microelectronics, 2017. Disponível em: <<https://www.st.com/resource/en/datasheet/tl084a.pdf>>. Acesso em: 15 mar. 2022.
- CARDOSO, E. Carregador de baterias off-board para carros elétricos a partir de redes monofásicas. 2021. 2021.
- CARVALHO, A. F.; MILLÉO, L. M. **Desenvolvimento de sensor de corrente elétrica a partir de um sensor efeito hall**. Dissertação (B.S. thesis) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2017.
- ELECTRONICS, I. E. **DIGITAL MULTIMETER KIT MODEL M-1007K**. 2008. Disponível em: <<https://www.elenco.com/wp-content/uploads/2017/10/M1007K-3.pdf>>. Acesso em: 05 jul. 2022.
- FERNANDES, P. G. G. **Filtro Anti-Aliasing para Sistema de Aquisição Sincronizada Implementado em FPGA**. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2011.
- GOEDEL, A. Estimador neural de velocidade para motores de indução trifásicos. **Universidade de São Paulo**, 2007. 2007.
- HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos de física. Vol. I**. [S.l.]: Grupo Gen-LTC, 2016.
- JUNIOR, A. P. **Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos. 6ª edição**. [S.l.]: São Paulo: Bookman, 2003.
- LATHI, B. P. **Sinais e sistemas lineares-2**. [S.l.]: Bookman, 2006.
- LEM COMPONENTS. **Voltage Transducer LV 20-P**. 2013. Disponível em: <https://radelectric.co/myupload/filepdf/LV%2020-P_1585922072.pdf>. Acesso em: 17 mar. 2022.
- LEM COMPONENTS. **Current Transducer LA 55-P**. 2018. Disponível em: <https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/la_55-p_e.pdf>. Acesso em: 17 mar. 2022.
- LEM COMPONENTS. **Voltage Transducer LV 25-P**. 2021. Disponível em: <https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-p.pdf>. Acesso em: 17 mar. 2022.
- MALVINO, A.; BATES, D. J. Eletrônica: volume 2. 7. **Porto Alegre. AMGH**, 2007. 2007.

MARTINAZZO, C. A.; ORLANDO, T.; URI, E. da. **Desenvolvimento de um sistema de aquisição de dados de corrente e tensão para módulos fotovoltaicos**. [S.l.]: PERSPECTIVA, Erechim, 2017.

MARTINS, E. Coeficiente de determinação. **Revista Ciência Elementar**, 2018. v. 6, n. 1, p. 24, 2018.

MUSSOI, F. L. R. Filtros passivos. **Centro Federal de Educação Tecnológica de Santa**, 2004. 2004.

NETO, C. M. de S.; SOUZA, L. M. de F. Efeito da wavelet mãe na detecção de distúrbios transitórios em geradores síncronos de polos salientes. **Brazilian Journal of Development**, 2021. v. 7, n. 2, p. 13835–13845, 2021.

PIRES, P. V. L.; MAGRI, L. P. Circuito de proteção contra sobretensão na rede de alimentação monofásica, utilizando a filosofia de proteção escalonada e alta perda por inserção na frequência de ressonância. **Caderno de Estudos em Engenharia Elétrica**, 2019. v. 1, n. 1, 2019.

RAMOS, A. **Análise de Sistemas Eletromagnéticos**. [S.l.]: Editora Edgard Blücher Ltda., 2020.

REMES, C. L. Aplicação de metodologias de controle baseado em dados em conversores cc-cc. 2021. 2021.

ZUMBAHLEN, H. Sallen-key filters. **Analog Devices Mini Tutorial MT-22**, 2012. 2012.

APÊNDICE A – Memorial de Cálculo

Neste apêndice consta todos os cálculos desenvolvidos para o projeto do módulo de instrumentação de tensão e de corrente. Também será apresentado o projeto do filtro utilizado em ambos os módulos.

A.1 MÓDULO DE INSTRUMENTAÇÃO DE TENSÃO

Para o projeto dos resistores foi utilizado os extremos de operação do módulo, sendo esta tensão de 500 V, considerando primeiramente o MOSFET conduzindo. Escolhendo inicialmente a corrente máxima como $I_{max} = 13,5 \text{ mA}$.

A.1.1 Cálculo dos resistores

Considerando a resistência interna do sensor Hall como $R_{max,s} = 250 \Omega$, segundo LEM Components (2013). Calcula-se a máxima queda de tensão no sensor (A.1).

$$V_{max,s} = I_{max} \cdot R_{max,s} = 3,375 \text{ V} \quad (\text{A.1})$$

$$R_a = \frac{500 \text{ V} - V_{max,s}}{I_{max}} = 36,79 \text{ k}\Omega \quad (\text{A.2})$$

Calculando a potência do resistor em A.3.

$$P_{ra,ini} = R_a \cdot I_{max}^2 = 6,70 \text{ W} \quad (\text{A.3})$$

Devido à alta potência do resistor e dificuldade de aquisição do mesmo, optou-se pela utilização de dois resistores em paralelo, dividindo assim a potência dos resistores. Escolhendo o resistor de $R_{a1} = R_{a2} = 82 \text{ k}\Omega$, tem-se a resistência equivalente igual a $41 \text{ k}\Omega$, calcula-se assim a nova corrente máxima em (A.4) e a tensão máxima que o sensor está submetido em (A.5).

$$I_{max} = \frac{500 \text{ V}}{41 \text{ k}\Omega} = 12,20 \text{ mA} \quad (\text{A.4})$$

$$V_{sensor} = I_{max} \cdot \frac{R_{a1}}{2} = 500 \text{ V} \quad (\text{A.5})$$

Calculando a nova potência dos resistores em (A.6).

$$P_{ra,new} = R_{a1} \cdot \left(\frac{I_{max}}{2}\right)^2 = 3,05 \text{ W} \quad (\text{A.6})$$

Assim foi escolhido um resistor de 5 W de $82 \text{ k}\Omega$. Para determinar o resistor responsável pelo divisor resistivo, considera-se novamente o pior caso, calculamos o resistor R_b em (A.7).

$$500 \text{ V} = \frac{R_b}{R_{a1} // R_{a2} + R_b} \cdot 1 \text{ kV} \quad (\text{A.7})$$

Manipulando (A.7) obtém-se que $R_{a1} // R_{a2} = R_b$. Como o resistor está submetido a mesma tensão e a mesma corrente, este dissipará a mesma potência, assim, pelos mesmos motivos apresentados anteriormente, foi escolhido dois resistores em paralelo de $82 \text{ k}\Omega$.

Como há mudança da corrente máxima, devido a escolha dos resistores comerciais, calcula-se novamente a queda tensão máxima que o sensor Hall apresentará em (A.8).

$$V_{max,s} = I_{max} \cdot R_{max,s} = 3,05 \text{ V} \quad (\text{A.8})$$

A.1.2 Escolha do MOSFET

Para escolher o MOSFET foi considerado uma margem de 50% de tensão acima do máximo que este estará submetido. Como a máxima tensão será de 500 V, colocando uma margem de 50% temos que este deverá suportar no mínimo 750 V.

Assim foi escolhido o MOSFET 2SK1611, este suporta até o potencial de 800 V e possui uma resistência interna de $R_{DSON} = 4 \Omega$. Como o MOSFET não estará operando com um sinal PWM (*Pulse-Width Modulation*, modulação por largura de pulso), ou seja chaveando com uma alta frequência, as perdas de comutação são desprezíveis. Já as perdas de condução são calculadas em (A.9).

$$P_{NMOS} = R_{DSON} \cdot I_{max}^2 = 595,36 \text{ mW} \quad (\text{A.9})$$

A.1.3 Tensão de saída do sensor e amplificador de instrumentação

Utilizando a Equação (3.1) calcula-se a máxima corrente de saída do sensor Hall como $I_{s,max} = 30,49 \text{ mA}$. Tendo escolhido o resistor de saída do sensor Hall pelo *datasheet* igual a $R_M = 91 \Omega$, calcula-se a potência dissipada no mesmo em (A.10).

$$P_M = R_M \cdot I_{s,max}^2 = 84,59 \text{ mW} \quad (\text{A.10})$$

Tendo sido escolhido os resistores do amplificador de instrumentação conforme informado pelo *datasheet* do CI INA128P, pode-se utilizar a equação por eles informada para calcular a máxima tensão de saída, conforme mostrado em (A.11).

$$V_{max,out} = \left(1 + \frac{50 \text{ k}\Omega}{R_P}\right) \cdot (I_{s,max} \cdot R_M) = 2,91 \text{ V} \quad (\text{A.11})$$

A.2 MÓDULO DE INSTRUMENTAÇÃO DE CORRENTE

Para o módulo de instrumentação de corrente, devido à utilização do sensor Hall de corrente, não necessitou de nenhum circuito auxiliar de entrada. Assim calcula-se a máxima corrente de saída do sensor, utilizando a Equação (3.4), conforme conforme o máximo valor de corrente de entrada em (A.12), sendo este de $I_{P,max} = 60 \text{ A}$.

$$I_{s,max} = \frac{I_{P,max}}{1000} = 60 \text{ mA} \quad (\text{A.12})$$

Sabendo a máxima corrente de saída do sensor e tendo escolhido $R_M = 82 \Omega$ conforme o *datasheet* do sensor, calcula-se a tensão de entrada no amplificador de instrumentação em (A.13) e a potência dissipada no resistor de saída do sensor Hall em (A.14).

$$V_{M,max} = R_M \cdot I_{s,max} = 4,92 \text{ V} \quad (\text{A.13})$$

$$P_{M,max} = V_{M,max} \cdot I_{s,max} = 295,2 \text{ mW} \quad (\text{A.14})$$

A potência dissipada no resistor R_M , conforme (A.14), é maior que 1/4 W, precisa-se de um resistor de 1/2 W de potência.

Como a tensão de entrada máxima do amplificador de instrumentação, calculado em (A.13), é maior que o suportado pelo DSP precisa-se de um ganho menor que a unidade para ajustar o nível de tensão. Em (A.15) calcula-se o ganho com $R_P = 100 \text{ k}\Omega$, o sinal negativo vem da porta de entrada do amplificador de instrumentação conforme detalhado no Capítulo 3.

$$V_{o,max,INA} = - \left(1 + \frac{50 \text{ k}\Omega}{R_P} \right) \cdot (I_{s,max} \cdot R_M) = -7,38 \text{ V} \quad (\text{A.15})$$

Utilizando a Equação (3.7), calcula-se a tensão máxima de saída do módulo de instrumentação de corrente em (A.16).

$$V_{out,max} = - \frac{R_{I2}}{R_{I1}} \cdot V_{o,max,INA} = 2,93 \text{ V} \quad (\text{A.16})$$

A.3 FILTRO DE 3° ORDEM

Como mencionado no Capítulo 3, o filtro foi projetado separadamente, o ativo de segunda ordem para a frequência de corte de $f_{c2} = 100 \text{ kHz}$ e o passivo de primeira ordem para $f_{c1} = 200 \text{ kHz}$.

A.3.1 Filtro ativo

Possuindo a frequência de corte desejada e o $\zeta = 0,707$ para definir tipo do filtro como butterworth, foi escolhido o capacitor $C_1 = 47 \text{ pF}$ e calculado C_2 em (A.17).

$$C_2 = \zeta^2 \cdot C_1 = 23,49 \text{ pF} \quad (\text{A.17})$$

Assim, foi escolhido $C_2 = 22 \text{ pF}$ por ser o valor comercial com maior proximidade. Através de (A.18) foi calculado o valor do resistor do filtro ativo de segunda ordem.

$$R = \frac{1}{2\pi f_{c2} \cdot \sqrt{C_1 \cdot C_2}} = 49,49 \text{ k}\Omega \quad (\text{A.18})$$

Assim, foi escolhido os resistores com $R = 47 \text{ k}\Omega$, por ser o valor comercial com maior proximidade. Em seguida foi calculado o valor real da frequência de corte e de ζ devido aos valores escolhidos de capacitância e resistência em (A.19) e (A.20) respectivamente.

$$f_{c2,r} = \frac{(C_1 \cdot C_2)^{-1/2}}{2\pi R} = 105,31 \text{ kHz} \quad (\text{A.19})$$

$$\zeta_r = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = 0,684 \quad (\text{A.20})$$

Assim, calculando o erro percentual temos que a frequência teve um erro de 5,31% e o ζ teve um erro de 3,25%. Assim foi assumido esse erro como aceitável por estar dentro da tolerância dos componentes a serem utilizados.

A.3.2 Filtro passivo

De modo semelhante ao filtro ativo, foi escolhido o capacitor $C_3 = 27$ pF e assim determinado o resistor R_4 em (A.21), tendo como base C_3 e f_{c1} .

$$R_4 = \frac{1}{2\pi f_{c1} \cdot C_3} = 29,47 \text{ k}\Omega \quad (\text{A.21})$$

Foi escolhido assim $R_4 = 27$ k Ω , por ser um valor comercial de resistência. Foi recalculado a frequência de corte em (A.22) para verificar a alteração devido ao resistor escolhido.

$$f_{c1,r} = \frac{1}{2\pi C_3 \cdot R_4} = 218,32 \text{ kHz} \quad (\text{A.22})$$

Calculando o erro percentual temos que este ficou em 9,16%, sendo também um erro tolerável devido ao erro de cada componente ser da mesma ordem.

APÊNDICE B – Tabelas de componentes dos módulos de instrumentação de tensão e de corrente desenvolvidos

Neste apêndice consta as tabelas com os componentes necessários para o desenvolvimento dos módulos de instrumentação, sendo a Tabela 3 para a PCB de tensão e a Tabela 2 para a PCB de corrente.

Tabela 2 – Componentes calculados e modelos escolhidos dos componentes por etapa do módulo de instrumentação de corrente

Etapas de operação	Componentes	Valores/Modelos escolhidos	Quantidade
Aquisição do sinal	Sensor Hall	LA 55-P	1
	R_M	82 Ω - 1/2 W	1
Amplificador de Instrumentação	R_1	22 k Ω - 1/4 W	2
	R_2	39 k Ω - 1/4 W	4
	R_P	100 k Ω - 1/4 W	1
	Amp-op	TL084	1
Amplificador Inversor	R_{I1}	6,8 k Ω - 1/4 W	1
	R_{I2}	2,7 k Ω - 1/4 W	1
Filtro & Proteção	R	47 k Ω - 1/4 W	2
	R_3	100 Ω - 1/4 W	1
	R_4	27 k Ω - 1/4 W	1
	C_1	22 pF	1
	C_2	47 pF	1
	C_3	27 pF	1
	Diodo Zener	1N4748A	1
	Diodo Schottky	1N5822	1
	Amp-op	TL081	1
Capacitores de Desacoplamento	Eletrolítico	1 μ F - 50 V	3
	Cerâmico	100 pF	4
		1 nF	1
		10 nF	2
		100 nF	4

Fonte: Próprio autor (2022)

Tabela 3 – Componentes calculados e modelos escolhidos dos componentes por etapa do módulo de instrumentação de tensão

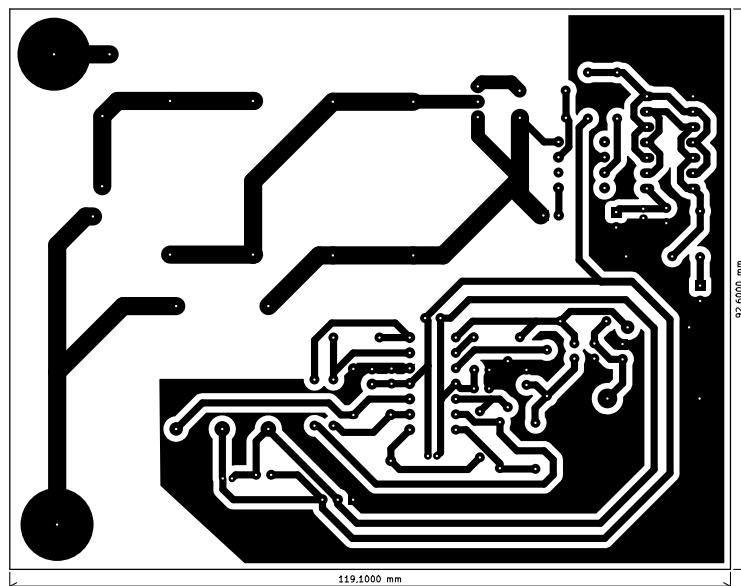
Etapas de operação	Componentes	Valores/Modelos escolhidos	Quantidade
Aquisição do sinal	Sensor Hall	LV 20-P	1
	Fusível	20 mA	1
	VDR	510 V	2
	MOSFET	2SK1611	1
	R_M	91 Ω - 1/4 W	1
	R_{a1}	82 k Ω - 5 W	1
	R_{a2}	82 k Ω - 5 W	1
	R_{b1}	82 k Ω - 5 W	1
	R_{b2}	82 k Ω - 5 W	1
	R_g	33 Ω - 1/4 W	1
	R_c	1 k Ω - 1/4 W	1
Amplificador de Instrumentação	R_1	22 k Ω - 1/4 W	2
	R_2	39 k Ω - 1/4 W	4
	R_P	1 M Ω - 1/4 W	1
	Amp-op	TL084	1
Filtro & Proteção	R	47 k Ω - 1/4 W	2
	R_3	100 Ω - 1/4 W	1
	R_4	27 k Ω - 1/4 W	1
	C_1	22 pF	1
	C_2	47 pF	1
	C_3	27 pF	1
	Diodo Zener	1N4748A	1
	Diodo Schottky	1N5822	1
	Comando	<i>Driver</i>	SN7407
Optoacoplador		HCPL3120	1
R_d		100 Ω - 1/4 W	1
R_e		1,2 k Ω - 1/4 W	1
R_f		10 k Ω - 1/4 W	1
R_h		100 Ω - 1/4 W	1
Capacitores de Desacoplamento	Eletrolítico	1 μ F - 50 V	3
	Cerâmico	100 pF	2
		1 nF	2
		10 nF	1
		100 nF	2

Fonte: Próprio autor (2022)

APÊNDICE C – Esquemáticos Desenvolvidos

Neste apêndice consta os esquemáticos desenvolvidos para a confecção dos módulos de instrumentação de tensão, Figura 24, e de corrente, Figura 25.

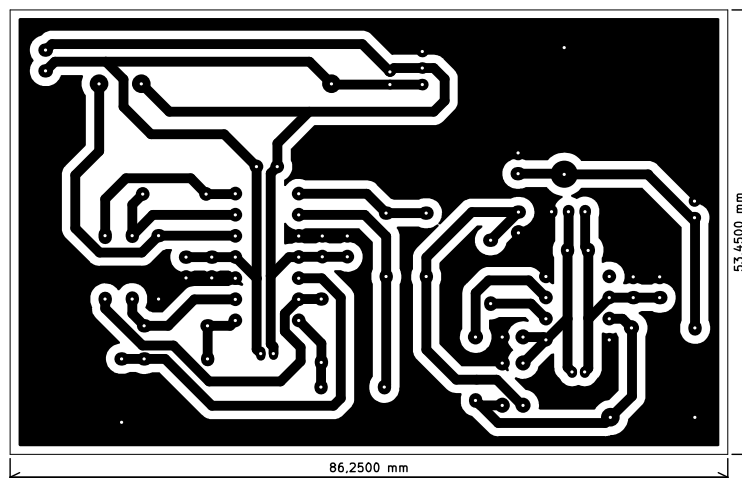
Figura 24 – *Layout* da PCB de tensão confeccionada



Fonte: Próprio autor (2022)

Pode-se destacar as dimensões mínimas projetadas para a confecção dos módulos de tensão e corrente. A PCB de tensão, Figura 24, possui a largura de 119,1 mm e profundidade de 92,6 mm. Já a PCB de corrente, Figura 25, possui uma largura de 86,25 mm e uma profundidade de 53,45 mm.

Figura 25 – *Layout* da PCB de corrente confeccionada

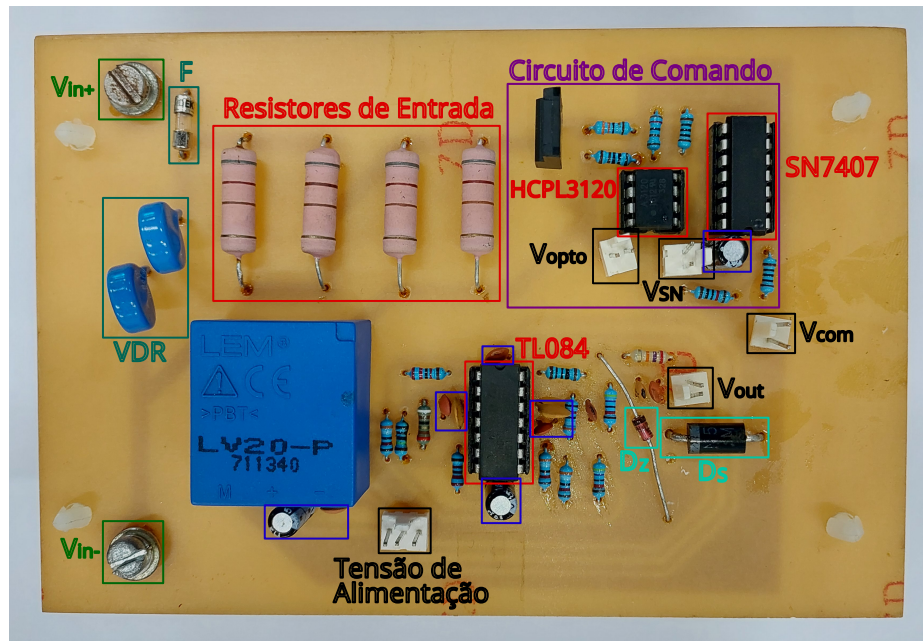


Fonte: Próprio autor (2022)

APÊNDICE D – PCBs Desenvolvidas

A Figura 26 apresenta a PCB elaborada do módulo de instrumentação de tensão, sendo descritos também a alocação dos componentes e a localização de cada estágio do módulo citado neste trabalho.

Figura 26 – PCB confeccionada do módulo de instrumentação de tensão



Fonte: Próprio Autor (2022)

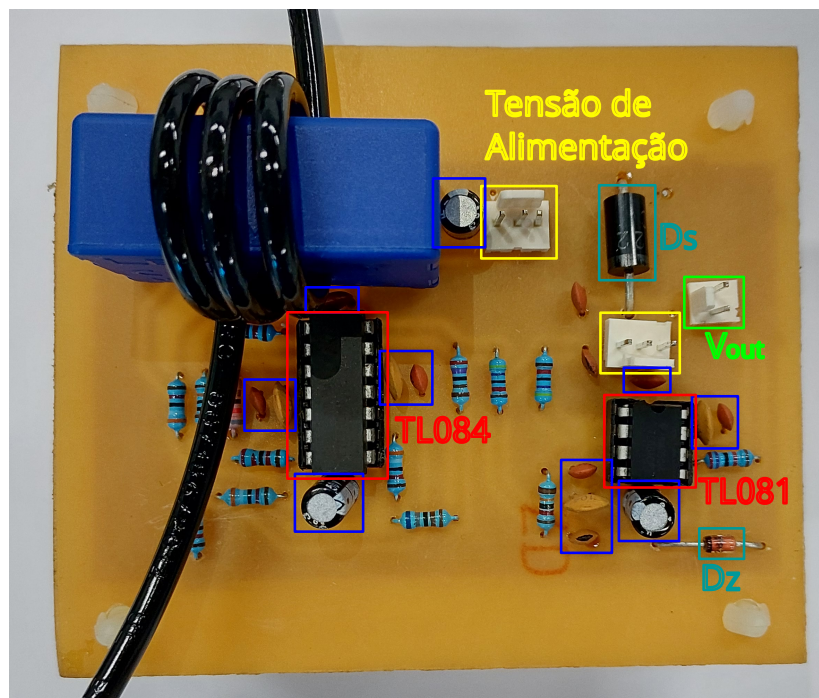
Analisando o lado esquerdo da PCB, tem-se V_{in+} como o conector da tensão de entrada positiva, já V_{in-} é a entrada negativa, F é o fusível e logo abaixo temos 2 VDRs, como não foi possível obter um varistor de 1 kV optou-se pela utilização de 2 VDRs de 510 V conectados em série para obter a capacidade de tensão desejada.

Tem-se também que os componentes circulos em azul são os capacitores de desacoplamento colocados em torno dos CIs. Já o pino V_{opto} é a tensão de alimentação do optoacoplador de 15 V isolado do circuito de comando, V_{SN} é a alimentação do CI SN7407 de 5 V, V_{com} é o sinal de 3 V vindo do DSP para chavear o MOSFET, V_{out} é a tensão de saída do módulo. Por fim o pino marcado como "Tensão de Alimentação" é a fonte simétrica de 15 V para alimentação dos amp-ops.

A Figura 27 apresenta a PCB do módulo de instrumentação de corrente, novamente destacando a disposição dos componentes em cada estágio do módulo.

A PCB de corrente confeccionada exibida na Figura 27. Pode-se observar a disposição dos componentes utilizados. Nesta PCB foi necessário a utilização de dois pinos para alimentação da tensão simétrica dos amp-ops, conforme simbolizado pela cor amarela. Os capacitores circulos em azul são os capacitores de desacoplamento utilizados e V_{out} é a tensão de saída que será levada para o DSP.

Figura 27 – PCB confeccionada do módulo de instrumentação de corrente



Fonte: Próprio Autor (2022)