

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Joelmir Augusto Konzen

**UNIDADE DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS COMO
ELEMENTO DE INTERFACE ENTRE TRANSFORMADORES DE
INSTRUMENTAÇÃO E DISPOSITIVO DE AQUISIÇÃO DE DADOS**

Santa Maria, RS, Brasil

2019

Joelmir Augusto Konzen

**UNIDADE DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS COMO ELEMENTO DE
INTERFACE ENTRE TRANSFORMADORES DE INSTRUMENTAÇÃO E
DISPOSITIVO DE AQUISIÇÃO DE DADOS**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Graduação em
Engenharia Elétrica, da Universidade Federal
de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito
parcial para a obtenção do grau de **Engenheiro
Eletricista**.

Orientador: Prof. Rafael Concatto Beltrame

Santa Maria, RS, Brasil

2019

Joelmir Augusto Konzen

**UNIDADE DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS COMO ELEMENTO DE
INTERFACE ENTRE TRANSFORMADORES DE INSTRUMENTAÇÃO E
DISPOSITIVO DE AQUISIÇÃO DE DADOS**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Graduação em
Engenharia Elétrica, da Universidade Federal
de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito
parcial para a obtenção do grau de **Engenheiro
Eletricista**.

Aprovado em janeiro de 2019.

Rafael Concatto Beltrame, Dr. Eng. (UFSM)
(Presidente/Orientador)

Ricardo Jochann Franceshi Bortolini, Me. Eng. (UFSM)

Rodrigo Oliveira de Miranda, Eng. (UFSM)

Santa Maria, RS, Brasil

2019

AGRADECIMENTOS

A toda minha família, primeiramente, pelo apoio incondicional e incentivo de sempre. Aos meus pais, Emir e Vera, pela ótima educação que me deram, desde os primeiros anos de vida e por todo o aconselhamento e suporte, emocional e financeiro, durante a minha caminhada. À minha namorada, Gabriela, por todo suporte, carinho, parceria, paciência e compreensão em momentos de ansiedade e ausência. À minha irmã, Jordana, por todo carinho, risadas e torcida pelo meu sucesso. Aos meus avós, que me ensinaram valores importantes e sempre serviram de exemplo.

Às minhas amigadas, que sempre me apoiaram e proporcionaram momentos de alegria e descontração, essenciais para superar às dificuldades desta caminhada. À gurizada do Paraná, da Vila Catarina e aos 1000 Atoas que me acompanharam nessa trajetória em Santa Maria, pelo apoio e diversos TCCs alternativos – truco cerveja e churrasco. Em especial, ao meu amigo Jean, que se dispôs a ajudar, mesmo nos finais de semana, nas últimas etapas do trabalho.

A todos meus professores, do ensino básico à graduação, que contribuíram para minha formação como Engenheiro Eletricista e, também, na construção do meu caráter e amadurecimento pessoal. Ao meu professor orientador, Prof. Rafael Concatto Beltrame, por todos os ensinamentos, conselhos e ajuda nos momentos de dificuldade. A toda a equipe do Laboratório de Equipamentos de Média Tensão do INRI, em especial à Manuella e ao Rodrigo, pelo companheirismo e todo suporte prestado no desenvolvimento deste trabalho. A todos os integrantes do INRI e do GEPOC, que de alguma forma me auxiliaram e contribuíram para o sucesso deste trabalho.

RESUMO

UNIDADE DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS COMO ELEMENTO DE INTERFACE ENTRE TRANSFORMADORES DE INSTRUMENTAÇÃO E DISPOSITIVO DE AQUISIÇÃO DE DADOS

AUTOR: JOELMIR AUGUSTO KONZEN
ORIENTADOR: RAFAEL CONCATTO BELTRAME

Este trabalho descreve o desenvolvimento de uma unidade de condicionamento de sinais de tensão e corrente, que serve de interface entre transformadores de potencial e de corrente, utilizados em ensaios de transformadores, e um dispositivo de aquisição de dados. A unidade é composta por uma placa de condicionamento de tensão e outra de corrente, bem como as fontes de alimentação, simétricas, necessárias para o seu correto funcionamento. Esta unidade é responsável por filtrar, isolar e adequar os níveis de tensão e corrente, provenientes dos transformadores de instrumentação, à entrada de um dispositivo de aquisição de dados, que possui uma faixa de entrada de -10 V a +10 V.

Palavras-chave: Condicionamento de sinais, Transformadores de Instrumentação, PCI, Dispositivo de Aquisição de Dados.

ABSTRACT

SIGNAL CONDITIONING UNIT APPLIED AS AN INTERFACE ELEMENT BETWEEN INSTRUMENTATION TRANSFORMERS AND A DATA ACQUISITION DEVICE

**AUTHOR: JOELMIR AUGUSTO KONZEN
ADVISOR: RAFAEL CONCATTO BELTRAME**

This work describes the development of a voltage and current signal conditioning unit, applied as interface element between potential and current transformers, used in transformers tests, and a data acquisition device. This unit is composed of a voltage conditioning board and a current conditioning board, as well as symmetrical power supplies, necessary for its correct operation. This unit is responsible for filtering, isolating and converting the high powered signals of voltage and current, from the instrumentation transformers, to the input of a data acquisition device, which has an input range of -10 V to +10 V.

Keywords: Signal Conditioning, Instrumentation Transformers, PCB, Data Acquisition Device.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Revoluções Industriais.	12
Figura 1.2 - Sistema proposto para o Lab-MT.	16
Figura 2.1– Fluxograma de um sistema genérico de medição e processamento de sinais.	19
Figura 2.2– Fluxograma da conversão A/D de sinais.....	24
Figura 2.3 – Circuito S/H com ZOH: (a) Exemplo e (b) operação.....	25
Figura 2.4 – Comportamento de componentes passivos ideais em relação à variação de frequência.	27
Figura 2.5 – Resposta em frequência de filtros passa-baixas ideais.....	28
Figura 2.6 – Filtro passa-baixas RL.....	28
Figura 2.7 – Resposta em frequência de filtros passa-baixas RL: ganho de tensão.	29
Figura 2.8 – Resposta em frequência de filtros passa-baixas RL: fase.	30
Figura 2.9 – Filtro passa-baixas RC.	30
Figura 2.10 – Resposta em frequência de filtros passa-altas ideais.....	31
Figura 2.11 – Filtro passa-altas RL.....	32
Figura 2.12 – Resposta em frequência de filtros passa-altas RL: ganho de tensão.	33
Figura 2.13 – Resposta em frequência de filtros passa-altas RL: fase.	33
Figura 2.14 – Filtro passa-altas RC.	34
Figura 2.15 – Diagrama de blocos de fontes de alimentação lineares.....	36
Figura 2.16 – Ponte retificadora de onda completa: (a) Configuração em ponte e (b) seu sinal de saída para uma entrada senoidal, para um período de tempo “T”. O caminho de condução para a região (c) positiva e (d) negativa de v_i	36
Figura 2.17 – Amplificador Operacional Básico: (a) AmpOp básico, com sinais de entrada aplicados na entrada (b) positiva e (c) negativa.....	39
Figura 2.18 – Amplificador inversor.	40
Figura 2.19 – Amplificador não-inversor.	41
Figura 2.20 – Seguidor de tensão.	42
Figura 2.21 – Amplificador somador.....	42
Figura 2.22 – Amplificador subtrator.	43
Figura 2.23 – Diagrama de blocos do amplificador de isolamento ISO124.....	45
Figura 3.1 – Estágio de sensoriamento de tensão.	53
Figura 3.2 – Amplificador de isolamento ISO124U.....	55
Figura 3.3 – Estágio de isolamento do circuito de tensão.	56
Figura 3.4 - Estágio de proteção do circuito de tensão.....	57

Figura 3.5 - Circuito de condicionamento de sinais de tensão.	57
Figura 3.6 - Resistor <i>shunt</i> VCS101.	59
Figura 3.7 - Estágio de sensoriamento de corrente.	60
Figura 3.8 - Estágio de proteção e tratamento do sinal do circuito de condicionamento de corrente.	61
Figura 3.9 - Circuito de condicionamento de sinais de corrente.	62
Figura 3.10 - Esquemático da Fonte Primária de alimentação.	64
Figura 3.11 - Esquemático da Fonte Secundária de alimentação.	66
Figura 3.12 - Esquemático, do Eagle, da placa de condicionamento de tensão.	69
Figura 3.13 - <i>Layout</i> final da placa de condicionamento de tensão.	70
Figura 3.14 - Vista superior de um canal da placa de condicionamento de tensão (<i>top</i> e <i>bottom</i>).	70
Figura 3.15 - Esquemático, do Eagle, da placa de condicionamento de corrente.	71
Figura 3.16 - <i>Layout</i> final da placa de condicionamento de corrente.	71
Figura 3.17 - Vista superior de um canal da placa de condicionamento de corrente (<i>top</i> e <i>bottom</i>).	72
Figura 3.18 - Esquemático, do Eagle, da fonte primária de alimentação.	72
Figura 3.19 - <i>Layout</i> final da fonte primária de alimentação.	73
Figura 3.20 - <i>Layout</i> , do Eagle, da fonte secundária de alimentação.	73
Figura 3.21 - <i>Layout</i> final da fonte secundária de alimentação.	74
Figura 3.22 - Esquemático de simulação do circuito de condicionamento de tensão.	75
Figura 3.23 - Simulação Entrada/Saída do circuito de condicionamento de tensão.	76
Figura 3.24 - Diagrama de Bode do circuito de condicionamento de tensão.	76
Figura 3.25 - Simulação de ruído no circuito de condicionamento de tensão.	77
Figura 3.26 - Esquemático de simulação do circuito de condicionamento de corrente.	78
Figura 3.27 - Simulação Entrada/Saída do circuito de condicionamento de corrente.	79
Figura 3.28 - Diagrama de Bode do circuito de condicionamento de corrente.	79
Figura 3.29 - Simulação de ruído no circuito de condicionamento de corrente.	80
Figura 3.30 - Placas de condicionamento e fonte secundária.	81
Figura 3.31 - Placa da Fonte primária.	82
Figura 3.32 - Relação entrada/saída – Tensão.	84
Figura 3.33 – Relação entrada/saída – Corrente.	87

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 - Especificações dos Transformadores de Instrumentação.	17
Tabela 3.1 - Componentes da PCI de Tensão.	48
Tabela 3.2 - Componentes da PCI de Corrente.	49
Tabela 3.3 - Componentes das PCIs das fontes de alimentação.	49
Tabela 3.4 – Requisitos principais do circuito de condicionamento de tensões.	50
Tabela 3.5 - Especificações do amplificador de isolamento ISO124U.	54
Tabela 3.6 – Requisitos principais do circuito de condicionamento de correntes.	58
Tabela 3.7 - Dimensões e número de canais das placas projetadas.	68
Tabela 3.8 - Resultados obtidos da placa de condicionamento de tensão.	83
Tabela 3.9 - Valores interpolados – Tensão.	85
Tabela 3.10 - Resultados obtidos da placa de condicionamento de corrente.	86
Tabela 3.11 - Valores interpolados – Corrente.	88

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	- Analógico / Digital
AmpOp	- Amplificador Operacional
CA	- Corrente Alternada
CC	- Corrente Contínua
CI	- Circuito Integrado
DSP	- <i>Digital Signal Processing</i>
FPGA	- <i>Field Programmable Gate Array</i>
INMETR	- Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
O	
INRI	- Instituto de Redes Inteligentes
IoT	- <i>Internet of Things</i>
Lab-MT	- Laboratório de Média Tensão
PROCEL	- Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica
RTD	- <i>Resistance Temperature Detector</i>
S/H	- <i>Sample and Holding</i>
TC	- Transformador de Corrente
TP	- Transformador de Potencial
UFES	- Universidade Federal de Santa Maria
ZOH	- <i>Zero Order Hold</i>

SUMÁRIO

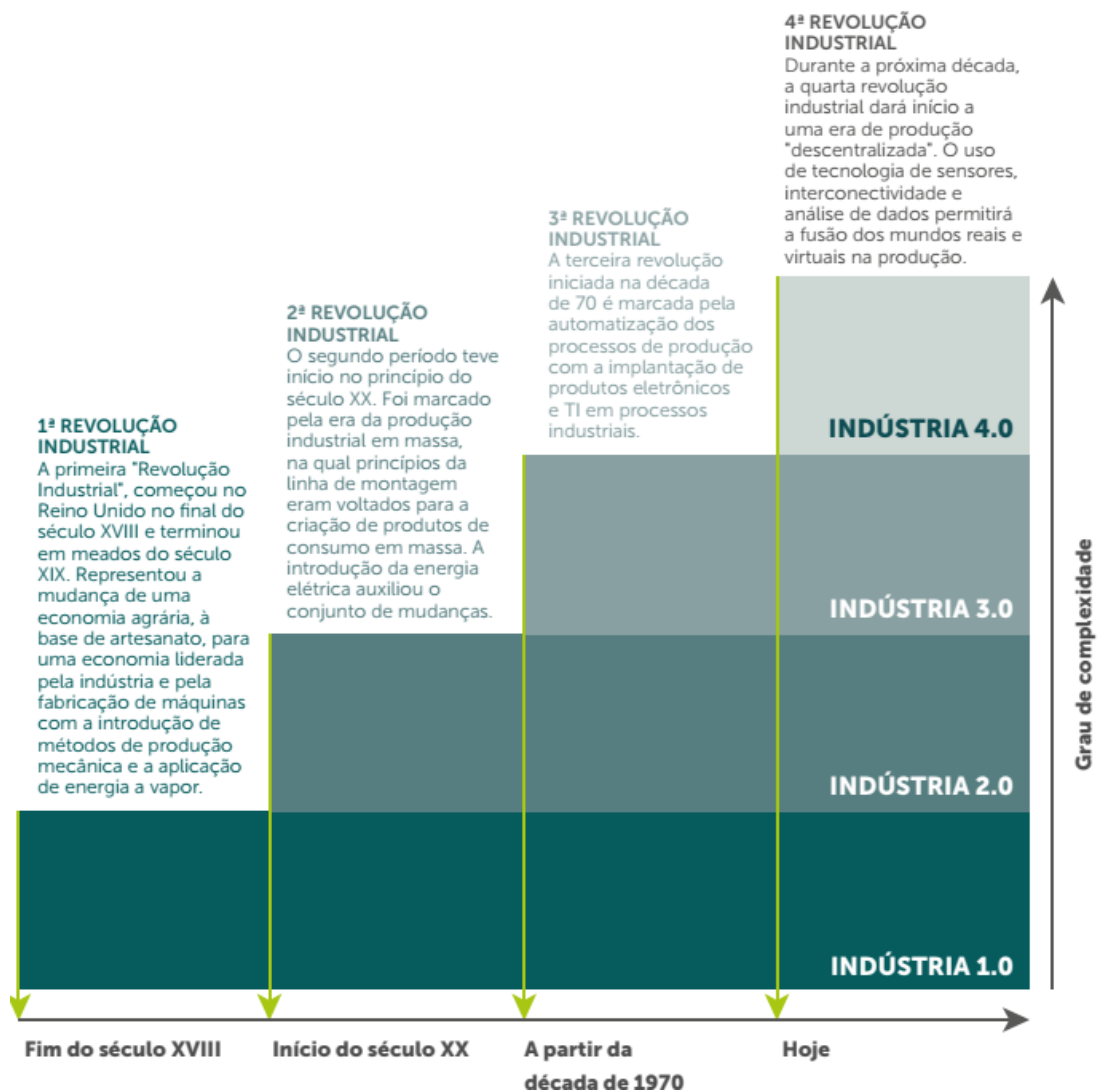
1. INTRODUÇÃO.....	12
1.1 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA.....	14
1.2 OBJETIVOS	17
2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	18
2.1 SENSORES E TRANSDUTORES.....	19
2.2 CONDICIONAMENTO DE SINAIS	20
2.2.1 Condicionamento de amplitude	21
2.2.2 Isolação.....	22
2.2.3 Filtragem.....	22
2.2.4 Linearização	23
2.2.5 Outras.....	23
2.3 CONVERSOR A/D.....	23
2.4 FILTROS ANALÓGICOS	26
2.4.1 Filtros passa-baixas.....	27
2.4.2 Filtros passa-altas.....	31
2.4.3 Filtros passa-faixa e rejeita-faixa.....	35
2.5 FONTE DE ALIMENTAÇÃO	35
2.5.1 Retificadores	36
2.5.2 Filtro capacitivo.....	37
2.5.3 Reguladores de tensão	38
2.6 AMPLIFICADORES OPERACIONAIS.....	38
2.7 DISPOSITIVOS DE PROTEÇÃO	44
2.7.1 Amplificador de isolamento	44
2.7.2 Amplificadores Rail-to-rail	45
2.7.3 Diodos Schottkys	46
3. UNIDADE DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS.....	47
3.1 MATERIAIS E MÉTODOS	47
3.2 CIRCUITO PROPOSTO PARA O CONDICIONAMENTO DE TENSÃO	50
3.3 CIRCUITO PROPOSTO PARA O CONDICIONAMENTO DE CORRENTE.....	57
3.4 FONTE DE ALIMENTAÇÃO	63
3.4.1 Fonte primária.....	64
3.4.2 Fonte secundária	65
3.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	67

3.5.1 Dimensionamento e <i>layouts</i> das placas.....	67
3.5.2 Simulações.....	74
3.5.3 Montagem das placas de circuito impresso	81
3.5.4 Testes e ensaios propostos	82
4. CONCLUSÃO.....	89
4.1 TRABALHOS FUTUROS	89

1. INTRODUÇÃO

Vivemos em uma sociedade extremamente dependente de equipamentos e aparelhos eletrônicos e, cada vez mais, automatizada. O avanço e modernização das tecnologias possibilitou que as pessoas pudessem estar constantemente conectadas, seja a outras pessoas ou, então, a processos, tornando tarefas que já foram manuais e trabalhosas, em simples e rápidas. A evolução das tecnologias e do modo de realizar tarefas contribui para uma maior eficiência, economia de tempo e, em muitos casos, redução de custos, além de facilitar a integração de informações.

Figura 1.1 – Revoluções Industriais.



Presencia-se, atualmente, o surgimento de uma nova revolução industrial (Figura 1.1), que vem sendo chamada de 4ª Revolução Industrial, ocasionando maior conectividade e utilização da Internet das Coisas – IoT (do inglês *Internet of Things*). Esta revolução, nos processos industriais, foi chamada de Indústria 4.0, termo originado na Alemanha, em 2011, e já deixou de ser uma tendência para se tornar realidade (Hermann; Pentek; Otto, 2015). O surgimento da Indústria 4.0 implicará em impactos e mudanças nos processos industriais e de diversas áreas, tornando operações cada vez mais automatizadas.

A tendência é de que indústrias imerjam cada vez mais nesse universo cyber-físico, buscando maior conectividade e interação entre processos, equipamentos e ambientes. Além disso, instituições de ensino e laboratórios também devem buscar transformar seus processos e aumentar a produtividade através da inovação, abrindo portas para pesquisa e desenvolvimento. Porém, para que ocorra essa fusão entre o mundo físico e virtual, é necessário que haja uma conversão e condicionamento de sinais e processos analógicos em digitais, comunicação eficiente e universalizada, entre outros aspectos.

Conforme Puhmann (2014), ainda que utilizem aparelhos como celulares, televisores e computadores no dia-a-dia, grande parte das pessoas não faz ideia da complexidade dos processos e tecnologias envolvidas num simples apertar de botão, por exemplo. Uma técnica essencial para o funcionamento de tais aparelhos eletrônicos é o processamento digital de sinais (DSP – *Digital Signal Processing*), que consiste, basicamente, em digitalizar sinais e processá-los.

Em sua essência, grandezas físicas e processos ou sistemas naturais são analógicos, que, por natureza, são contínuos no tempo. Por isso, a medição de grandezas como temperatura, pressão, corrente, tensão, etc., já foram desafiadoras e muito mais complexas, visto que, antigamente, toda a instrumentação era analógica. Não existiam métodos computacionais viáveis para realizar o condicionamento de sinais e a implementação de equipamentos. Apenas com o avanço e desenvolvimento da eletrônica e o surgimento de circuitos integrados e microprocessadores, pôde-se pensar na utilização de processamento digital de sinais de forma efetiva.

Existem várias etapas necessárias antes da digitalização e processamento de sinais por *softwares*. Inicialmente, a grandeza deve ser medida por sensores e, então, convertida para sinais elétricos. Posteriormente, os sinais elétricos, que são analógicos e contínuos no tempo, devem ser amostrados e discretizados. Embora existam sensores e transdutores capazes de converter grandezas físicas em sinais elétricos, na maioria das vezes os sinais precisam ser

condicionados antes de serem processados e digitalizados, seja por incompatibilidades de amplitude, não-linearidades ou até presença de ruídos.

Em aplicações que envolvem instrumentação eletrônica, medição e controle de processos é de extrema importância que haja um condicionamento adequado dos sinais, a fim de gerar resultados confiáveis, precisos e eficientes. Além disso, para garantir exatidão e grandes taxas de repetibilidade, todos os equipamentos e dispositivos utilizados nesses sistemas e processos devem ser confiáveis, passando por testes e ensaios periodicamente.

1.1 MOTIVAÇÃO E JUSTIFICATIVA

A necessidade de condicionamento de sinal e o grau de precisão de medidas de grandezas físicas variam muito com a aplicação e sensores utilizados, mas devem sempre seguir definições e especificações padronizadas, no que se diz respeito à precisão, exatidão, resolução, reprodutibilidade, linearidade, entre outras, para que tenham validade técnica. Por isso, devem ser realizados testes e ensaios periódicos nos equipamentos e dispositivos industriais, com o intuito de garantir a confiabilidade e a qualidade de processos e medições.

A realização de ensaios e calibração de equipamentos, conforme procedimentos e materiais prescritos em normas técnicas ou conforme orientações de profissionais qualificados, são métodos eficientes de executar processos de maneira confiável, com qualidade e para obter resultados satisfatórios de medições. Com o intuito de prover confiança e segurança à sociedade brasileira nas medições e nos produtos, foi criado o Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia – INMETRO, em 11 de dezembro de 1973. De um modo geral, a função do INMETRO é padronizar e verificar a observância de normas técnicas na realização de medidas e produção de produtos, conservando os padrões das unidades de medidas.

Segundo o INMETRO, existe uma ferramenta de avaliação, utilizada para aprovar e gerar confiança em organismos que realizam ensaios de certificação e de conformidade de produtos e processos: a acreditação. De acordo com o INMETRO, a acreditação de laboratórios não é concedida para atividades de natureza subjetiva ou interpretativa, tais como expressão de opinião, investigação de falhas ou consultoria, mesmo que essas atividades sejam baseadas em resultados de calibrações ou ensaios objetivos. A acreditação é de natureza voluntária, sendo concedida para qualquer laboratório que realize serviços de calibração e/ou ensaio, em atendimento à própria demanda interna ou de terceiros, independente ou vinculado a outra

organização, de entidade governamental ou privada, nacional ou estrangeiro, independente do seu porte ou área de atuação.

Basicamente, a acreditação de um laboratório, por exemplo, por parte do INMETRO, é uma forma de reconhecer que o mesmo está apto e atende os requisitos prescritos em normas para realizar suas atividades com confiança. Com a acreditação do INMETRO, empresas e laboratórios passam a ter um sistema de qualidade, garantindo segurança e confiabilidade aos consumidores, permitindo, inclusive, a certificação de produtos.

O Instituto de Redes Inteligentes (INRI), do Centro de Tecnologia da UFSM, abriga o Laboratório de Ensaios Fotovoltaicos, acreditado pelo INMETRO para potências até 50 kW, e o Laboratório de Média Tensão (Lab-MT), com foco em transformadores de distribuição, que está em busca da acreditação junto aos órgãos reguladores. A ideia deste último citado surgiu após a publicação de uma portaria interministerial, que exige uma série de pré-requisitos, contidos no programa de etiquetagem PROCEL-INMETRO, para que transformadores possam ser comercializados.

Neste processo de testes de transformadores, o INMETRO exige a realização de diversos ensaios, dentre eles:

- Medição da resistência de isolamento.
- Medição da relação de transformação.
- Medição da resistência dos enrolamentos.
- Medição das perdas em vazio e corrente de excitação.
- Medição de impedância de curto-circuito e das perdas em carga.
- Ensaio de tensão suportável à frequência industrial (ou tensão aplicada).
- Ensaio de elevação de temperatura (temperatura no topo do óleo e temperatura média dos enrolamentos).

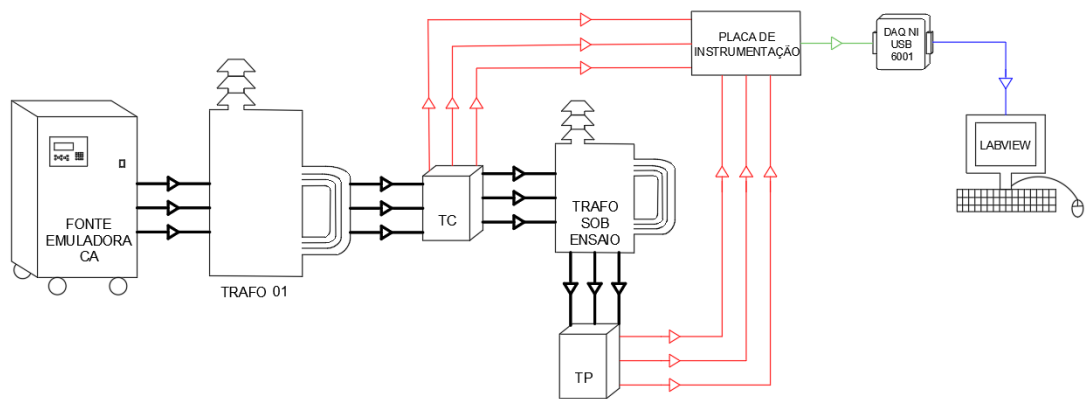
Diante da necessidade de melhorar e, de certa forma, facilitar os ensaios e processos de medição, buscou-se automatizar o processo, fazendo uso da instrumentação virtual. Além de aumentar a eficiência, otimizando processos e recursos sem perder qualidade, pode-se projetar um sistema de instrumentação personalizado para as necessidades do laboratório, ao invés de adquirir equipamentos de custo mais elevado e com funções limitadas e pré-definidas pelos fabricantes.

Embora possa ser considerado o elemento central da instrumentação virtual, o *software* ainda possui desempenho diretamente dependente do *hardware* utilizado. Antes de o sinal ser processado, analisado e alterado, já no formato de bits, deve passar por sensores, circuitos de

condicionamento de sinais, placas de aquisição de dados e conversores A/D (Antunes; Kakizaki, 2010, p. 11 apud Schneider, 2009). Portanto, o projeto e/ou determinação dos componentes utilizados deve passar por uma escolha bem ponderada, visando eficiência, precisão e qualidade.

Para o Lab-MT, foi proposto um sistema composto por transformadores de corrente e potencial (TCs e TPs), que realizam a medição de correntes e tensões, respectivamente, dos ensaios de transformadores, que serão processadas e analisadas, após um processo de condicionamento e aquisição de dados, pelo software desenvolvido no ambiente de programação *LabView*, da National Instruments®. O esquemático do sistema de ensaios está representado na Figura 1.2:

Figura 1.2 - Sistema proposto para o Lab-MT.



Fonte: (MARCHESAN et. al, 2018, p. 2)

A fonte emuladora trifásica é responsável pela alimentação do transformador elevador, nomeado de “Trafo 01”, para alimentar os transformadores sob ensaio. Os TCs e o TPs são responsáveis por reduzir os níveis de tensão e corrente para uma posterior aquisição de dados. O transformador de potencial converte tensões de até 3300 V, dependendo do *tap* selecionado, para, no máximo, 110 V, enquanto que o transformador de corrente converte correntes de até 100A (ou até 1500 A, utilizando a janela do próprio TC), dependendo, também, do *tap* selecionado, para 5 A. Os dados dos transformadores de instrumentação são apresentados na tabela abaixo:

Tabela 1.1 - Especificações dos Transformadores de Instrumentação.

<i>Transformador</i>	<i>Marca</i>	<i>Tensão / Corrente Primária (taps)</i>	<i>Tensão / Corrente Secundária</i>	<i>Potência</i>	<i>Precisão</i>
TP	Yokogawa	0 / 220 / 440 / 2200 / 3300 V	110 V Máx.	15 VA	0,20%
TC	Yokogawa	10 / 30 / 50 / 100 / 1500 A	5 A Máx.	15 VA	0,20%

Fonte: Autoria própria

Para que seja possível a aquisição de dados, é imprescindível que os sinais de corrente e tensão passem por uma placa de condicionamento de sinais, que, além de isolar eletricamente, converte estes sinais de alta intensidade para tensões de -10V a $+10\text{V}$, o que visa a otimização da resolução de entrada da placa de aquisição de dados. Visando utilizar a maior faixa de entrada da placa de aquisição de dados, utilizando toda a sua resolução e permitindo a operação em fundo de escala, optou-se por desenvolver uma unidade de condicionamento de sinais (UCS) específica para este caso, tornando-se tema principal deste trabalho.

1.2 OBJETIVOS

O presente trabalho tem como objetivo principal desenvolver uma unidade de condicionamento de sinais, que adeque e isole, eletricamente, sinais de alta amplitude de tensões e correntes, provenientes de TPs e TCs, utilizados em ensaios de transformadores, aos níveis de entrada de uma placa de aquisição de dados, que compõem o sistema proposto para o Lab-MT. Além disso, é essencial o cumprimento dos seguintes objetivos para que se alcance, de forma satisfatória, o objetivo principal:

- Pesquisar e realizar um estudo sobre os conceitos, técnicas, componentes, dispositivos e circuitos eletrônicos utilizados em circuitos de condicionamento de sinais.
- Descrever os métodos e premissas adotadas para o projeto, desenvolvimento e confecção da UCS.
- Validar os circuitos projetados, através de simulações baseadas em SPICE.
- Realizar testes e ensaios, a fim de verificar o correto funcionamento das placas e identificar possíveis falhas imprevistas, garantindo eficácia, qualidade, precisão e segurança.

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

É fundamental iniciar a revisão abordando alguns conceitos básicos sobre sinais e sistemas de medição, desde características dos sinais analisados e medidos até as etapas e estágios envolvidos no processo. Enquanto sinais são definidos como funções de uma ou mais variáveis, que carregam informações sobre algum fenômeno, sistemas respondem a sinais específicos e geram uma resposta, seja esta outro sinal ou algum comportamento desejado (Oppenheim; Willsky, 2010). Em um conceito mais específico, sistemas de medição são compostos por dois ou mais elementos, capazes de descrever valores, propriedades ou qualidades de um objeto ou evento, com resultados independentes do observador (Pallàs-Areny; Webster, 2001).

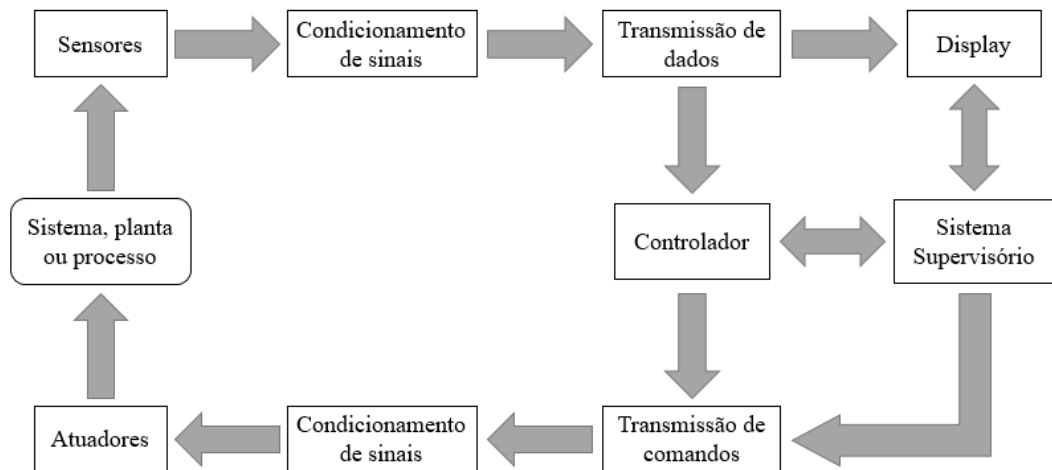
Oppenheim e Willsky (2010) afirmam que, embora possam possuir naturezas físicas muito diferentes, sinais e sistemas das mais diversas áreas possuem características básicas em comum. Em geral, sinais podem variar continuamente no tempo ou possuir uma evolução que se dá em instantes discretos no tempo. Matematicamente, sinais descritos no tempo contínuo possuem uma variável independente real (no caso, o tempo), enquanto que sinais discretos no tempo possuem variável independente inteira.

Os sinais de tempo contínuo são mais frequentemente abordados em questões relacionadas à física, sistemas de medições e comunicações. Já os sinais de tempo discreto são muito utilizados em análises numéricas, estatísticas, financeiras e demográficas. Entretanto, o avanço da eletrônica e das técnicas de processamento digital de sinais acarretou no surgimento de uma classe, extremamente importante, de sinais de tempo discreto: sinais decorrentes da amostragem de sinais de tempo contínuo, isto é, a representação discreta de fenômenos contínuos no tempo, através de amostras sucessivas dos mesmos.

No entanto, para que grandezas físicas sejam processadas digitalmente, ou seja, para trazer grandezas de fenômenos do mundo real para o processador de computadores, são necessários vários processos para que ocorra uma conversão correta e precisa. Um sistema de medição e processamento digital de sinais pode ser representado pelo fluxograma da Figura 2.1. Tais sistemas podem ser utilizados para monitorar processos, como medição de grandezas físicas (temperatura, pressão, tensão e corrente elétrica, etc.), além de poder controlar os processos, com o auxílio de atuadores. De maneira geral, é necessário que os sinais sejam medidos por sensores, tendo o devido condicionamento para a correta aquisição de dados, para,

posteriormente, serem processados e apresentados de forma perceptível aos sentidos humanos. Este processo pode envolver sistemas de comunicação e transmissão de dados.

Figura 2.1– Fluxograma de um sistema genérico de medição e processamento de sinais.



Fonte: Adaptado de: (PALLÁS-ARENY; WEBSTER, 2001, p. 10)

2.1 SENSORES E TRANSDUTORES

De acordo com Puhlmann (2015), o primeiro passo para o processamento digital de sinais é transformar as grandezas a serem medidas em sinais elétricos. Para isto, são necessários sensores ou transdutores. Embora sejam, na prática, utilizados como sinônimos, sensores e transdutores possuem definições diferentes. Transdutores são dispositivos que convertem sinais de uma grandeza física em sinais de outra natureza física com valor correspondente, enquanto que sensores são dispositivos capazes de adquirir informações de grandezas físicas não perceptíveis aos sentidos humanos, na maioria das vezes. Assim, adota-se, atualmente, o termo sensores para transdutores de entrada, que convertem grandezas físicas em sinais elétricos, e atuadores para transdutores de saída, que convertem sinais elétricos em ações ou exibição de resultados.

A variedade de sensores e suas aplicações é muito ampla, sendo utilizados nas mais diversas áreas da ciência e tecnologia, como aplicações industriais e de manufatura, engenharia biomédica, sistemas de comunicações, controle de processos químicos, entre outras. Podem ser utilizados para medir sinais mecânicos, térmicos, magnéticos, elétricos, químicos e de radiações

eletromagnéticas (como a luz, por exemplo). Conforme Cassiolato (2012), os sensores podem ser classificados de acordo com alguns critérios:

- Princípio de funcionamento: resistivos, indutivos, capacitivos, ópticos, ultrassônicos, ressonantes.
- Variável medida: temperatura, pressão, densidade, vazão, umidade, posição, velocidade, torque, etc.
- Alimentação: ativos, que necessitam de uma fonte externa, ou passivos, que não consomem energia significativa e a potência de saída vem da entrada.
- Saída: analógica ou digital.

Independentemente do modo de operação ou princípio de funcionamento, espera-se que sensores mensurem e sejam sensíveis apenas ao sinal de entrada da grandeza a ser medida, além de respeitarem fatores primordiais como exatidão, precisão, linearidade e velocidade de resposta. Embora sofram com interferências internas e/ou externas, como ruídos e perturbações ambientais (temperatura, pressão e interferências eletromagnéticas, por exemplo), existem técnicas de blindagem e condicionamento de sinais que compensam esses problemas. Algumas destas técnicas serão abordadas a seguir.

2.2 CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Como já mencionado anteriormente, grande parte das aplicações necessitam medições de grandezas físicas analógicas, provenientes de sensores. Tais sinais possuem, muitas vezes, baixa intensidade, não-linearidades, ruídos, entre outros distúrbios, necessitando de um tratamento prévio antes de serem analisadas e/ou digitalizadas. O objetivo de circuitos de condicionamento de sinais é adequar sinais à aquisição e processamento de informações, servindo de interface entre os sensores e os sistemas de aquisição de dados e/ou controle das máquinas ou processos. Além disso, são elementos que buscam garantir eficácia, exatidão, precisão e melhorias no desempenho de sistemas de medição.

Embora existam módulos de condicionamento de sinais comerciais, muito úteis para projetos de sistemas mistos, com possíveis expansões ou alterações, o desenvolvimento de unidades de condicionamento de sinais customizadas pode ser mais eficiente em alguns casos. Mas para que se obtenha sucesso, segundo Ashlock e Warren (2015), os seguintes fatores devem ser levados em consideração no projeto de uma UCS.

- Integração e conectividade: a UCS deve ser, facilmente, integrada ao restante do sistema, com praticidade e eficiência na conectividade. Para isto, é necessário analisar o sistema para determinar a melhor forma de integração entre a UCS e o restante do sistema.
- Modularidade: se possível, deve-se projetar a UCS o mais modular possível, com flexibilidade de expansão futura.
- Segurança e isolamento: deve-se prezar pela segurança dos equipamentos e operadores, adotando sempre fatores de segurança adequados para o isolamento.
- Largura de banda: deve-se projetar o sistema com largura de banda compatível e suficiente para as taxas de amostragem e transferência de dados, levando em consideração a resposta dos sensores e as especificações das placas de aquisição de dados.
- Software: recomenda-se utilizar plataformas prontas e específicas para este tipo de aplicação, minimizando custos de desenvolvimento. Além disso, fazer máximo uso de software e simulações, como, por exemplo, em calibrações e compensação de erros.
- Configuração, instalação e manutenção: a UCS deve ser fácil de instalar, operar e realizar manutenções. Deve-se documentar detalhadamente e organizadamente todo o sistema, desde funcionamento a procedimentos de testes, operação e reparos.
- Calibração: além de utilizar componentes de precisão, devem-se realizar calibrações periódicas em todo o sistema.

O condicionamento de sinais possui diversas etapas, de acordo com a natureza dos sensores utilizados e com o objetivo desejado, que, muitas vezes, depende das especificações dos sensores e do conversor A/D utilizado. A seguir, serão descritas algumas etapas de condicionamento de sinais:

2.2.1 Condicionamento de amplitude

O condicionamento de amplitude de sinais é um dos tipos mais comuns – e simples – dentre as etapas de condicionamento de sinais. Consiste, basicamente, em aplicar um ganho aos sinais, podendo amplificar ou atenuar os mesmos.

Utiliza-se a amplificação em sinais de baixa intensidade, muito susceptíveis a ruídos, e, também, para adequar o sinal à faixa de entrada do conversor A/D. O ideal é utilizar a máxima

excursão do sinal de entrada do conversor A/D, isto é, o sinal deve ser amplificado de tal maneira que suas tensões máximas e mínimas coincidam com os limites de entrada do conversor A/D. Seguindo este critério, será aumentada a sensibilidade de medição e o conversor irá operar em fundo de escala, utilizando sua resolução máxima.

Em oposição às técnicas de amplificação, existe a atenuação ou redução de nível dos sinais. Essa técnica se faz necessária quando o nível de sinal é muito elevado, exigindo a redução da amplitude, para que seja compatível com os níveis de entrada do conversor A/D.

2.2.2 Isolação

A etapa de isolação é extremamente importante em sistemas de medição, pois isola fisicamente o caminho galvânico em sinais de entrada, geralmente de alta intensidade, do restante do circuito, protegendo componentes e dispositivos de aquisição de dados, além do próprio operador do sistema. Por meio de transformadores e acopladores capacitivos ou ópticos, os sinais de entrada passam para o próximo estágio sem uma conexão física, através da conversão em sinais ópticos ou magnéticos, que são reconstituídos na saída dos dispositivos.

Algumas destas técnicas de isolação bloqueiam e rejeitam surtos de tensão, além de garantir que sejam eliminadas as diferenças de potencial de terra ou tensões de modo comum. Essas diferenças de potencial de terra (também chamadas de *loops* de terra), podem afetar a precisão da aquisição de dados e, quando as diferenças são muito discrepantes, até danificar os equipamentos. Vale destacar que a etapa de isolação deve existir em conjunto com o estágio de atenuação, em sinais de entrada muito elevados.

2.2.3 Filtragem

Com o intuito de preservar o espectro original de frequências dos sinais analisados, utilizam-se técnicas de filtragem, que rejeitam ruídos e outros distúrbios indesejados dentro de uma determinada faixa de frequências. De acordo com a situação, são utilizados filtros passa-baixas, passa-altas ou rejeita-faixas, além de filtros *anti-aliasing*, que atuam, principalmente, em sinais de alta frequência, removendo as frequências maiores que a largura de banda do conversor A/D, evitando erros de amostragem devido ao efeito de *aliasing*.

De acordo com os componentes utilizados, os filtros são classificados em passivos, ativos ou digitais. Ao contrário dos filtros passivos, que utilizam resistores, capacitores e

indutores, os filtros ativos necessitam uma fonte de alimentação auxiliar para os amplificadores operacionais. Em contrapartida, os condicionadores de sinal mais recentes utilizam filtros digitais, que consistem em modelos matemáticos, que rejeitam faixas de frequências específicas, dispensando a utilização de *hardware* (exceto FPGAs ou equipamentos que rodem o *software*).

2.2.4 Linearização

A linearização é necessária quando os sinais de saída dos sensores não possuem uma relação linear com as grandezas físicas medidas. Esta técnica pode ser aplicada através de condicionamento de sinal ou apenas por *software*, consistindo em uma interpretação do sinal, compensando a não-linearidade do sensor a partir de parâmetros avaliados durante a calibração do mesmo.

2.2.5 Outras

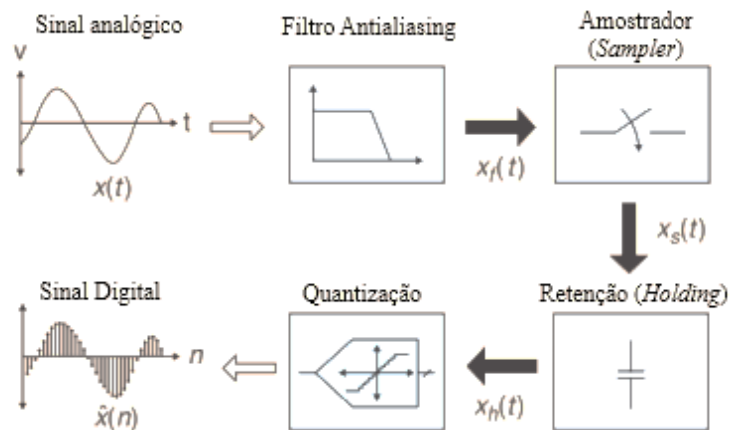
Além das etapas de condicionamento já apresentadas, existem muitas outras que são utilizadas de acordo com os casos específicos. Como exemplo, podem ser citadas a excitação, adição de sinal de *offset*, configuração de ponte, multiplexagem e compensação de junção fria.

2.3 CONVERSOR A/D

Para que informações sejam processadas e analisadas em computadores é necessário que as grandezas físicas, analógicas e contínuas no tempo, sejam convertidas em sinais digitais. Este processo é indispensável em aplicações industriais, medição de variáveis e controle computacional de processos. O dispositivo responsável por realizar a transformação de um sinal analógico, contínuo no tempo, em um sinal amostrado, discreto no tempo, quantizado em uma faixa finita de valores, é o conversor A/D (Analógico/Digital).

O processo de conversão de um sinal analógico em digital envolve várias etapas, a fim de garantir que o sinal seja reconstruído fidedignamente, sem perda de informações nem presença de ruídos ou sobreposições. Basicamente, a digitalização de sinais envolve as técnicas de amostragem (circuitos de *Sample & Holding* – S/H) e quantização, além de filtros *anti-aliasing*, quando necessários, conforme ilustrado no fluxograma da Figura 2.2.

Figura 2.2– Fluxograma da conversão A/D de sinais.

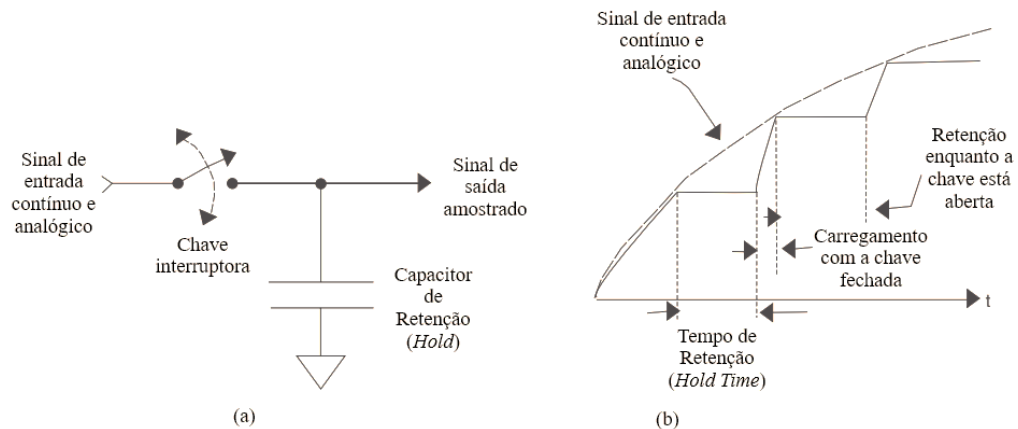


Fonte: Adaptado de: (RAUTH; RANDAL, 2005, p. 2)

O processo de amostragem consiste em obter amostras do sinal periodicamente, através de um circuito conhecido como *Sample & Holding* (amostragem e retenção, no português). Neste processo, sinais contínuos, em amplitude e tempo, são transformados em sinais discretos no tempo. Para realizar a quantização, etapa responsável por transformar amplitudes analógicas em números inteiros (como binários, por exemplo, com um número finito de bits), a amplitude deve ser mantida constante por um período de tempo para ser quantizada completamente.

Conforme Rauth e Randal (2005), para fins de exemplificação, o circuito S/H pode ser comparado a uma chave que determina o momento em que é realizada a leitura da amostra, e a um capacitor que funciona como uma espécie de memória. No instante que a chave fecha, o capacitor é carregado e, posteriormente, quando a chave é aberta, o valor de amplitude do sinal é retido até ocorrer a amostragem completa. A taxa com que se obtêm amostras depende do período de amostragem e é chamada de frequência de amostragem (f_s). Este método, utilizando um interruptor e um capacitor (Figura 2.3), é o mais simples existente e é chamado de *Zero Order Hold* (ZOH).

Figura 2.3 – Circuito S/H com ZOH: (a) Exemplo e (b) operação.



Fonte: Adaptado de: (RAUTH; RANDAL, 2005, p. 3)

A amostragem, realizada pelo circuito S/H, resulta em sinais discretos no tempo, mas com amplitudes ainda contínuas, com formas de onda no formato de escada, devido à retenção. A próxima etapa é a quantização da amplitude, que se resume em converter cada amostra, mantida constante durante o intervalo entre os pulsos de amostragem, em códigos binários correspondentes.

Baseando-se em conceitos teóricos, a amostragem ideal deveria se dar através de um trem de impulsos de largura infinitesimal, enquanto que a quantização ideal deveria utilizar um número infinito de bits. Na prática, evidentemente, busca-se chegar o mais próximo disso, mas não é possível alcançar as definições ideais. Assim, na realidade, a amostragem acaba limitando a resolução de frequência e a quantização limita a resolução de amplitude.

Portanto, devido às limitações físicas, existem distorções e perdas de informações no processo de conversão A/D. Na quantização, os erros podem ser minimizados, utilizando o maior número de bits possíveis, o que aumenta a precisão da conversão. Na amostragem, o fator limitador da resolução do conversor é a taxa de amostragem. No caso de sinais com uma banda passante larga (com grande espectro de frequências), pode ocorrer a sobreposição do sinal reconstruído, resultando no fenômeno conhecido como *aliasing* (Rauth; Randal, 2005).

Para que um sinal seja reconstruído com precisão satisfatória, deve-se seguir o Teorema de Nyquist, que diz que a frequência de amostragem deve ser, no mínimo, duas vezes maior que o sinal de entrada. No entanto, caso existam ruídos em frequências próximas da frequência de amostragem, os mesmos podem causar *aliasing* no sinal amostrado, exigindo a utilização de um filtro *anti-aliasing*.

Os filtros *anti-aliasing* são filtros passa-baixas que limitam a banda passante adquirida pelo conversor A/D, eliminando ruídos e harmônicas indesejadas. Rauth e Randal (2005) recomendam não utilizar frequências de corte exatamente na metade da frequência de amostragem. Como exemplo, pode-se utilizar frequências de amostragem até cinco vezes maiores que a largura de banda do sinal e adotar frequência de corte do filtro na faixa da largura de banda do sinal.

Após a conversão para números binários, os sinais podem ser analisados e manipulados por DSPs (*Digital Signal Processor*), que consistem em microprocessadores capazes de remover e filtrar ruídos, amplificar ou atenuar frequências específicas, detectar erros e criptografar sinais. Além disso, após o processamento digital de um sinal, o mesmo pode ser convertido, novamente, para o formato analógico (Floyd, 2007).

2.4 FILTROS ANALÓGICOS

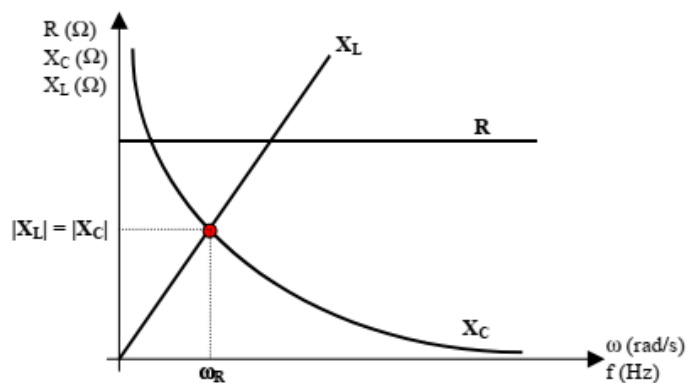
Tratando-se de condicionamento e processamento de sinais analógicos, é indispensável a utilização de filtros. Basicamente, os filtros são responsáveis por eliminar ou, ao menos, minimizar o efeito causado por ruídos e distorções, bem como selecionar frequências desejadas do espectro de sinais. Nesse contexto, Pertence Jr. (2012) define espectro como a decomposição de um sinal em uma escala amplitude *versus* frequência, que pode ser obtida através das séries de Fourier. Além disso, apresenta a definição formal de filtro: “Um filtro elétrico é um quadripolo capaz de atenuar determinadas frequências do espectro do sinal de entrada e permitir a passagem dos demais.” (PERTENCE JR., 2012, p. 142).

Conforme foi comentado na Seção 2.2.3, os filtros podem ser classificados quanto à tecnologia empregada – filtros passivos, ativos ou digitais – e, também, quanto à função executada – filtros passa-baixas, passa-altas, passa-faixa ou rejeita-faixa. Existe, também, uma classificação quanto à função de aproximação de projetos, isto é, as funções matemáticas utilizadas para obtenção das curvas de resposta dos filtros (Pertence Jr., 2012). Os tipos mais utilizados nesse contexto são os filtros *Butterworth*, *Chebyshev* e *Cauer*.

Outro conceito importantíssimo é ordem de um filtro. Segundo Pertence Jr. (2012), matematicamente, a ordem de um filtro é o número de polos de sua função de transferência, enquanto que, em termos físicos, corresponde ao número de redes de atraso em sua estrutura, sendo que quanto maior a ordem de um filtro, maior a proximidade em relação às curvas de resposta ideais.

A seguir, serão abordados apenas os filtros passivos mais relevantes para o desenvolvimento deste trabalho. A construção deste tipo de filtros depende da resposta em frequência dos componentes utilizados, isto é, do comportamento dos resistores, capacitores e indutores em relação a diferentes frequências de sinais aplicados sobre eles. O gráfico da Figura 2.4 demonstra a variação dos parâmetros dos componentes passivos em relação à frequência.

Figura 2.4 – Comportamento de componentes passivos ideais em relação à variação de frequência.



Fonte: (MUSSOI, 2004, p. 4)

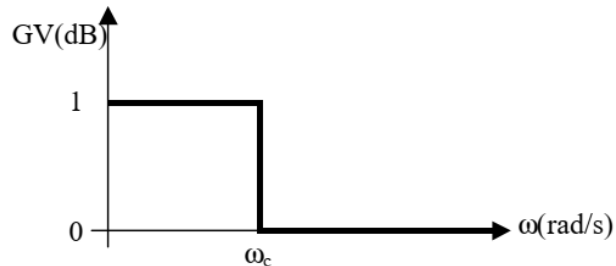
A partir do gráfico, pode-se observar que a resistência ideal independe da variação de frequência, ao contrário da reatância capacitiva e indutiva. De acordo com Mussoi (2004), a reatância capacitiva é inversamente proporcional à frequência do sinal, ou seja, quanto menor a frequência, maior a reatância capacitiva. Já a reatância indutiva é proporcional à frequência, isto é, quanto menor a frequência, menor a reatância indutiva. Para frequências iguais a zero – corrente contínua – capacitores se comportam como um circuito aberto (reatância altíssima) e indutores como curto-circuitos (reatâncias baixíssimas). Cada tipo de filtro passivo será abordado separadamente, bem como as diferentes maneiras de associar seus componentes.

2.4.1 Filtros passa-baixas

São utilizados para atenuar altas frequências, permitindo a passagem de frequências abaixo da frequência de corte (Pertence Jr, 2012). Segundo Mussoi (2004), em filtros passa-baixas ideais, para frequências abaixo da frequência de corte o ganho é unitário, enquanto que

para frequências acima da frequência de corte o ganho é zero, sendo o sinal de saída completamente atenuado. A resposta em frequência de tais filtros é apresentada na Figura 2.5.

Figura 2.5 – Resposta em frequência de filtros passa-baixas ideais.



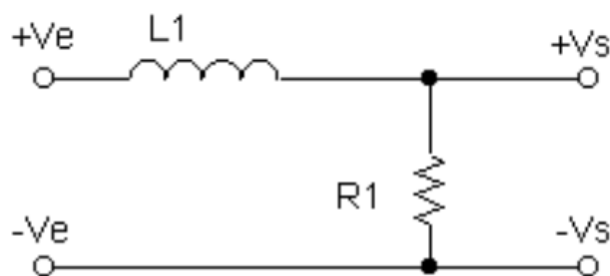
Fonte: (MUSSOI, 2004, p. 26)

É possível implementar filtros passa-baixas passivos utilizando capacitores ou indutores associados a resistores.

2.4.1.1 Filtro passa-baixas RL

Filtros passa-baixas RL utilizam resistores e indutores em sua configuração, como apresentado no exemplo da Figura 2.6.

Figura 2.6 – Filtro passa-baixas RL.



Fonte: (MUSSOI, 2004, p. 27)

Como o indutor apresenta baixa reatância para sinais de baixa frequência, a maior parte da tensão de entrada é aplicada no resistor, podendo-se dizer que o circuito permite a passagem de sinais abaixo da frequência de corte. Já para sinais de alta frequência, o indutor assemelha-

se a um circuito aberto, devido a sua alta reatância, implicando em uma saída praticamente nula, impedindo a passagem de sinais com frequência superior a de corte (Mussoi, 2012).

Analisando o circuito, pode-se definir algumas funções importantes:

$$V_s = \frac{R \cdot V_e}{R + X_L} = \frac{R}{R + j\omega L} \cdot V_e,$$

Onde V_s é o módulo da tensão de saída e V_e é o módulo da tensão de entrada. Fatorando a equação, obtém-se a Função de Transferência de Filtros passa-baixas RL (Equação 2.1):

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R}{R + j\omega L} \cdot \frac{R}{R} = \frac{1}{1 + j\omega \frac{L}{R}}$$

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega \frac{L}{R}} \quad (2.1)$$

Tomando a função de transferência como um número complexo, na sua forma polar, pode-se obter o ganho de tensão determinando o módulo e a fase. Suprimindo-se as manipulações matemáticas, as expressões de ganho (GV) e fase (α) são dadas pelas Equações (2.2) e (2.3), respectivamente.

$$|H(\omega)| = GV = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\omega \frac{L}{R}\right)^2}} \quad (2.2)$$

$$\alpha = -\text{arctg}\left(\omega \frac{L}{R}\right) \quad (2.3)$$

A partir destas equações, é possível traçar as curvas de resposta em frequência de filtros passa-baixas RL, como apresentado nas Figuras 2.7 e 2.8, abaixo.

Figura 2.7 – Resposta em frequência de filtros passa-baixas RL: ganho de tensão.

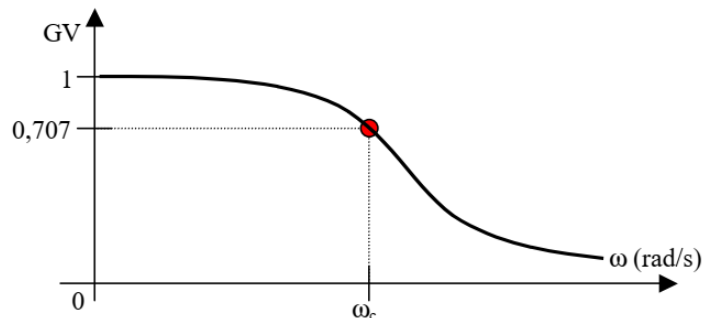
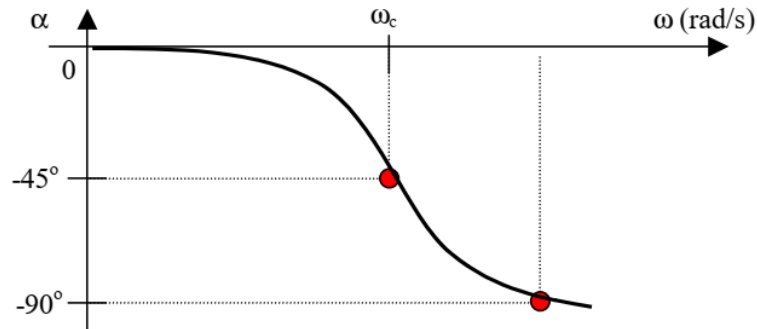


Figura 2.8 – Resposta em frequência de filtros passa-baixas RL: fase.

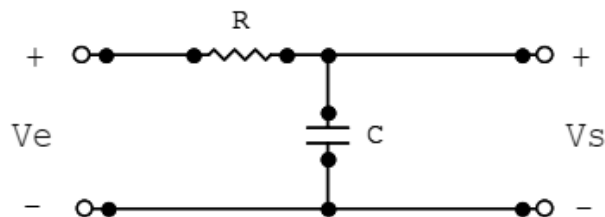


Fonte: (MUSSOI, 2004, p. 30)

2.4.1.2 Filtros passa-baixas RC

Filtros passa-baixas RC utilizam resistores e capacitores em sua configuração, como apresentado no exemplo da Figura 2.9. Ao contrário de indutores, os capacitores apresentam alta reatância para sinais de baixa frequência e, nestes casos, a maior parte da tensão de entrada é aplicada no capacitor de saída, permitindo a passagem da baixa frequência. Já para sinais de alta frequência, o capacitor se comporta como um curto-circuito, implicando em uma tensão de saída muito pequena, impedindo a passagem de sinais com altas frequências (Mussoi, 2012).

Figura 2.9 – Filtro passa-baixas RC.



Fonte: (MUSSOI, 2004, p. 32)

Analisando o circuito, podem ser definidas algumas equações importantes:

$$V_s = \frac{X_C \cdot V_e}{R + X_C} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot V_e,$$

Onde V_s é o módulo da tensão de saída e V_e é o módulo da tensão de entrada. Fatorando a equação, obtém-se a Função de Transferência de Filtros passa-baixas RC (Equação 2.4):

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{R}{R} = \frac{\frac{1}{j\omega RC}}{1 + \frac{1}{j\omega RC}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (2.4)$$

Tomando, novamente, a função de transferência como um número complexo, na sua forma polar, pode-se obter o ganho de tensão determinando o módulo e a fase. Suprimindo-se as manipulações matemáticas, as expressões de ganho (GV) e fase (α) são dadas pelas Equações (2.5) e (2.6), respectivamente.

$$|H(\omega)| = GV = \sqrt{\frac{1}{1 + (\omega RC)^2}} \quad (2.5)$$

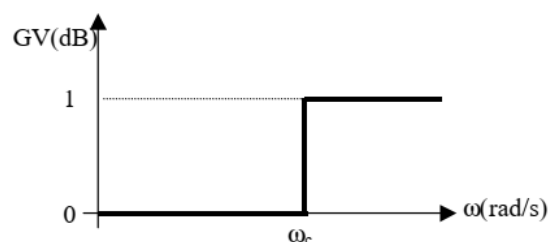
$$\alpha = -\arctg(\omega RC) \quad (2.6)$$

As curvas das respostas em frequência de filtros passa-baixas RC e RL são idênticas, diferindo apenas pela frequência de corte – que depende dos componentes utilizados na construção do circuito.

2.4.2 Filtros passa-altas

São utilizados para atenuar baixas frequências, permitindo a passagem de frequências acima da frequência de corte (Pertence Jr, 2012). Segundo Mussoi (2004), em filtros passa-altas ideais, o ganho é unitário acima da frequência de corte, enquanto que abaixo dela o ganho é zero, sendo o sinal de saída completamente atenuado. A resposta em frequência de tais filtros é apresentada na Figura 2.10. Analogamente a filtros passa-baixas, é possível implementar filtros passa-altas passivos utilizando capacitores ou indutores associados a resistores.

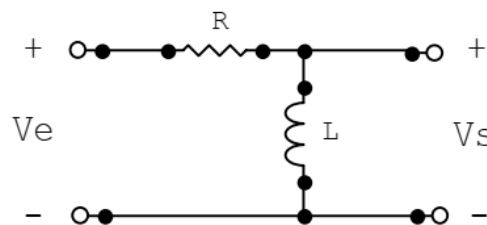
Figura 2.10 – Resposta em frequência de filtros passa-altas ideais.



2.4.2.1 Filtro passa-altas RL

Filtros passa-altas RL utilizam resistores e indutores em sua configuração, como apresentado no exemplo da Figura 2.11. A construção dos circuitos de filtros passa-altas é oposta à de filtros passa-baixas, no qual o indutor estava em série com o resistor. Neste caso, para sinais de alta frequência, o indutor opera como um circuito aberto, gerando na saída, praticamente, sua própria tensão, permitindo a passagem destes sinais. Já para sinais de baixa frequência, a tensão no indutor é baixíssima, sendo que a maior parte da tensão de entrada fica aplicada no resistor. Assim, a tensão de saída é, praticamente, nula, impedindo a passagem de sinais abaixo da frequência de corte (Mussoi, 2012).

Figura 2.11 – Filtro passa-altas RL.



Fonte: (MUSSOI, 2004, p. 41)

Analisando o circuito, podem ser definidas algumas equações importantes:

$$V_s = \frac{X_L \cdot V_e}{R + X_L} = \frac{j\omega L}{R + j\omega L} \cdot V_e,$$

Onde V_s é o módulo da tensão de saída e V_e é o módulo da tensão de entrada. Fatorando a equação, dividindo numerador e denominador por " $j\omega L$ ", obtém-se a Função de Transferência de Filtros passa-altas RL (Equação 2.7):

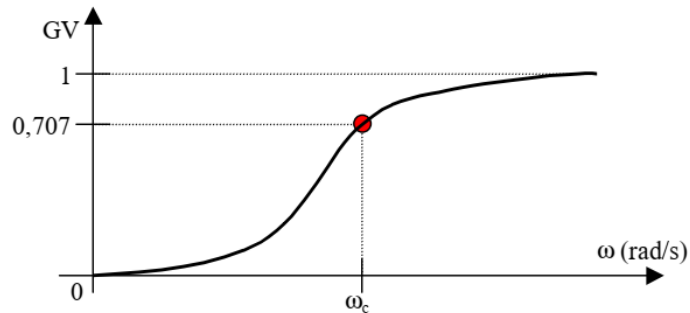
$$H(\omega) = \frac{1}{1 - j \frac{R}{\omega L}} \quad (2.7)$$

Tomando a função de transferência como um número complexo, na sua forma polar, pode-se obter o ganho de tensão determinando o módulo e a fase. Suprimindo-se as manipulações matemáticas, as expressões de ganho (GV) e fase (α) são dadas pelas Equações (2.8) e (2.9), respectivamente. A partir destas equações é possível traçar as curvas de resposta em frequência de filtros passa-altas RL, como apresentado nas Figura 2.12 e Figura 2.13.

$$|H(\omega)| = GV = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2}} \quad (2.8)$$

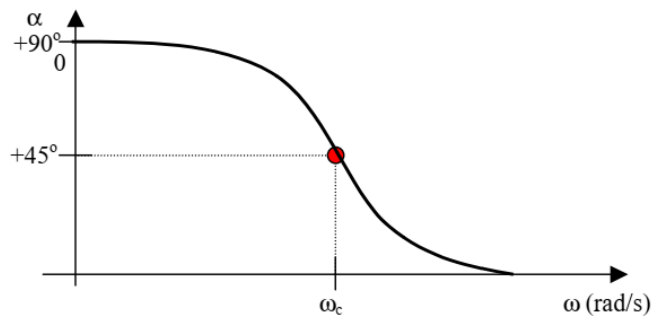
$$\alpha = \arctg\left(\frac{R}{\omega L}\right) \quad (2.9)$$

Figura 2.12 – Resposta em frequência de filtros passa-altas RL: ganho de tensão.



Fonte: (MUSSOI, 2004, p. 43)

Figura 2.13 – Resposta em frequência de filtros passa-altas RL: fase.



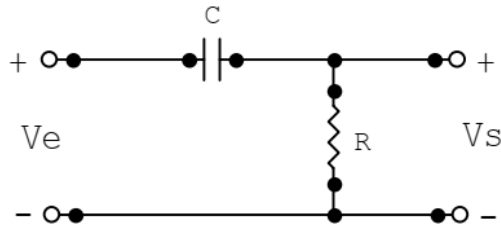
Fonte: (MUSSOI, 2004, p. 44)

2.4.2.2 Filtros passa-altas RC

Filtros passa-altas RC utilizam resistores e capacitores em sua configuração, como apresentado no exemplo da Figura 2.14. A construção dos circuitos de filtros passa-altas RC é diferente dos filtros passa-baixas, sendo que a tensão do resistor corresponde à tensão de saída. Assim, para sinais de alta frequência, o capacitor assemelha-se a um curto-circuito, implicando uma saída, praticamente, igual à tensão aplicada no resistor, permitindo a passagem destes

sinais. Já para sinais de baixa frequência, o capacitor opera semelhantemente a um circuito aberto, resultando em uma tensão de saída, praticamente, nula, impedindo a passagem de sinais abaixo da frequência de corte (Mussoi, 2012).

Figura 2.14 – Filtro passa-altas RC.



Fonte: (MUSSOI, 2004, p. 45)

Analisando o circuito, podem ser definidas algumas funções importantes:

$$V_s = \frac{R \cdot V_e}{R + X_C} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot V_e,$$

Onde V_s é o módulo da tensão de saída e V_e é o módulo da tensão de entrada. Fatorando a equação, dividindo numerador e denominador por “R”, obtém-se a Função de Transferência de Filtros passa-altas RC (Equação 2.7):

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \cdot \frac{1/R}{1/R} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}}$$

$$H(\omega) = \frac{1}{1 - j \frac{1}{\omega RC}} \quad (2.10)$$

Tomando a função de transferência como um número complexo, na sua forma polar, pode-se obter o ganho de tensão determinando o módulo e a fase. Suprimindo-se as manipulações matemáticas, as expressões de ganho (GV) e fase (α) são dadas pelas Equações (2.11) e (2.12), respectivamente.

$$|H(\omega)| = GV = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{R}{\omega L}\right)^2}} \quad (2.11)$$

$$\alpha = \arctg\left(\frac{R}{\omega L}\right) \quad (2.12)$$

As curvas das respostas em frequência de filtros passa-altas RC e RL são idênticas, diferindo apenas pela frequência de corte – que depende dos componentes utilizados na construção do circuito.

2.4.3 Filtros passa-faixa e rejeita-faixa

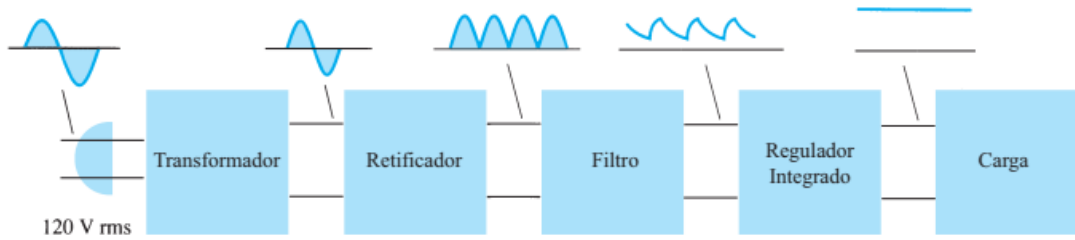
Existem ainda os filtros passa-faixa, que permitem a passagem de frequências intermediárias, entre uma frequência de corte inferior e uma frequência de corte superior, e os filtros rejeita-faixa, que impedem a passagem de uma determinada faixa de frequências, situada entre a frequência de corte inferior e a frequência de corte superior. Em termos de construção dos circuitos, ambos possuem dois tipos de configurações principais: Série e Paralelo. Estes tipos de filtros não serão abordados, por não serem relevantes para o desenvolvimento deste trabalho.

2.5 FONTE DE ALIMENTAÇÃO

Fontes de alimentação são circuitos eletrônicos responsáveis por retificar, filtrar e regular tensões alternadas. Além disso, na maioria dos casos, utilizam-se transformadores para reduzir o nível de tensão antes do processo de retificação. Quando corretamente projetadas e implementadas, fontes de alimentação fornecem tensões contínuas estáveis, independentes da corrente de carga ou distúrbios da rede, com precisão e eficiência.

Basicamente, o funcionamento de fontes de alimentação pode ser dividido em quatro estágios, conforme ilustrado na Figura 2.15. Após a tensão CA ser reduzida a níveis adequados, através de transformadores, o sinal deve ser retificado, a fim de se obter uma saída contínua. Em seguida, são necessários filtros, geralmente a capacitor, para se obter tensões CC mais constantes. No último estágio, devido a ondulações (*ripple*) ou outro tipo de variação, é de extrema importância utilizar reguladores de tensão, a fim de prover uma tensão constante e imune a variações.

Figura 2.15 – Diagrama de blocos de fontes de alimentação lineares.



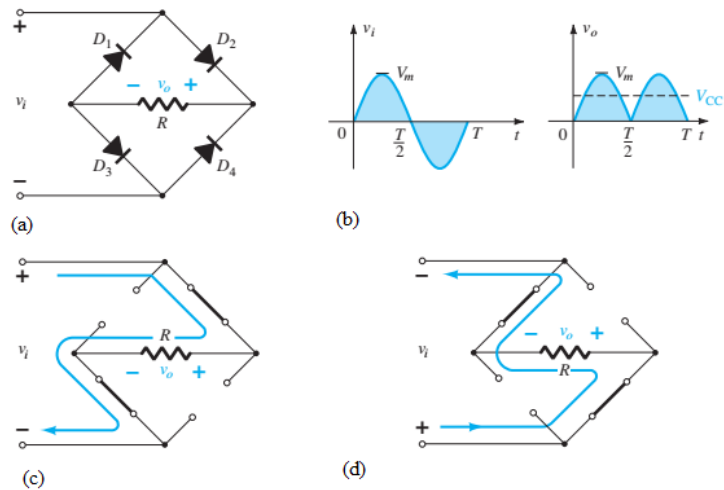
Fonte: (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013, p. 654)

Cada estágio será analisado separadamente, a fim de abordar, brevemente, alguns conceitos teóricos e matemáticos envolvidos.

2.5.1 Retificadores

Retificadores são circuitos capazes de transformar tensões CA, geralmente senoidais, em tensões contínuas (mesmo que com ondulações). Existe uma grande variedade de circuitos retificadores, com diferentes níveis de complexidade. Nesta revisão, por conveniência, serão abordados apenas os retificadores de onda completa com configuração em ponte, devido a sua relevância para o desenvolvimento deste trabalho.

Figura 2.16 – Ponte retificadora de onda completa: (a) Configuração em ponte e (b) seu sinal de saída para uma entrada senoidal, para um período de tempo “T”. O caminho de condução para a região (c) positiva e (d) negativa de v_i .



Fonte: Adaptado de: (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013, p. 67)

A configuração de ponte para retificadores de onda completa utiliza diodos em sua construção. Diodos ideais são componentes que permitem a passagem de corrente em um sentido e impedem sua circulação no sentido contrário. A Figura 2.16 apresenta uma ponte retificadora de onda completa, seu funcionamento e seu sinal de saída para uma entrada senoidal, considerando os diodos como ideais.

Em um primeiro momento, de 0 a $T/2$, os diodos D_2 e D_3 estão conduzindo, enquanto que D_1 e D_4 se comportam como um circuito aberto (Figura 2.16-c). No segundo momento, de $T/2$ a T (Figura 2.16-d), em que a polaridade da tensão de entrada é invertida, D_1 e D_4 conduzem, enquanto que D_2 e D_3 não permitem a passagem de corrente. Vale ressaltar que, neste caso, foi considerada uma ponte com diodos ideais e, por isso, a amplitude da tensão de saída é igual à de entrada. Caso fossem considerados diodos reais, de silício, por exemplo, haveria uma queda de tensão nos diodos (de 0,6 a 0,7 V, neste caso).

2.5.2 Filtro capacitivo

Embora, após o processo de retificação, o sinal possua apenas amplitudes com uma polaridade, o sinal ainda é pulsante e inadequado para alimentar componentes eletrônicos CC, como amplificadores operacionais, por exemplo. Por isso, se faz necessário o uso de filtros para reduzir o fator de ondulação, deixando a tensão mais constante.

Uma das maneiras mais básicas de solucionar esse problema é a utilização de capacitores na saída dos circuitos retificadores. Estes filtros aproveitam a capacidade de armazenamento de energia dos capacitores e possuem desempenho satisfatório em circuitos de baixa potência. Quando a tensão proveniente do retificador é maior que a tensão do capacitor, o mesmo é carregado e a carga é alimentada. Nos instantes em que a tensão dos retificadores é menor do que a do capacitor, ele mesmo fornece a energia necessária, mantendo a tensão, praticamente, constante na saída.

Caso possuíssem comportamento ideal, os capacitores manteriam a tensão constante, visto que poderiam armazenar uma quantidade infinita de energia. Na prática, os capacitores se descarregam gradualmente, causando variações na saída, que são chamadas de *ripple*. Nakashima (2013) define, matematicamente, o *ripple* ou ondulação como a relação entre o valor eficaz CA do sinal e a tensão CC (Equação 2.13), ou seja:

$$r = \frac{V_{AC(RMS)}}{V_{CC}} \times 100\% \quad (2.13)$$

Ainda segundo Nakashima (2013), o valor eficaz total de um sinal é dado pela soma das parcelas CC e CA do mesmo. Assim, tem-se que:

$$V_{m\acute{a}x} = \sqrt{V_{ac}^2 + V_{cc}^2} \quad (2.14)$$

$$V_{ac} = \sqrt{V_{m\acute{a}x}^2 - V_{cc}^2} \quad (2.15)$$

A partir da equação da potência, pode-se determinar a capacitância, conforme expresso na Equação 2.16:

$$C = \frac{P_{out}}{f(V_{m\acute{a}x}^2 - V_{cc}^2)} \quad (2.16)$$

Em projetos de fontes de alimentação, devem ser estipulados limites de ripple, para um correto dimensionamento dos capacitores.

2.5.3 Reguladores de tensão

A regulação de tensão tem como objetivo tornar o mais constante possível a tensão na saída da fonte. Existem vários tipos de regulação de tensão, podendo utilizar diodos zenner, transistores (com circuitos do tipo série ou paralelo) ou circuitos integrados. A utilização de CIs reguladores de tensão mostra-se muito eficiente, visto que possuem, em um único encapsulamento, fonte de referência, amplificador comparador e dispositivo de controle e de sobrecarga (Boylestad; Nashelsky, 2013). Tais dispositivos podem prover regulação para uma tensão fixa, positiva ou negativa, ou ajustável.

2.6 AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

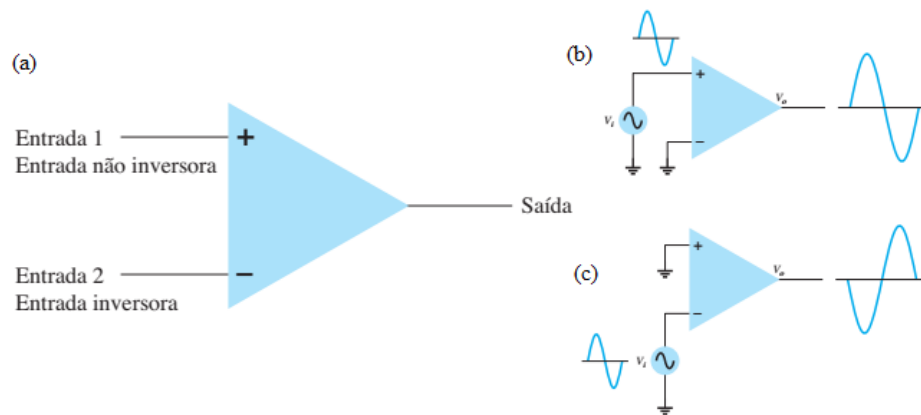
A definição de amplificador operacional (AmpOp), segundo Pertence Jr. (2012), é “O AmpOp é um amplificador CC multiestágio com entrada diferencial cujas características se aproximam de um amplificador ideal.” Os AmpOps possuem uma tensão de saída igual à tensão de entrada, multiplicada por um ganho, responsável por atenuar ou amplificar essa saída. Amplificadores operacionais ideais possuem impedância de entrada, resposta de frequência e ganho de tensão infinitos, além de insensibilidade à temperatura e impedância de saída igual a zero.

Os amplificadores operacionais podem operar com entradas simples, obtidas quando um dos sinais de entrada é aterrado, entrada dupla (diferencial) e, ainda, com saída dupla, que resulta em sinais de saída amplificados e com polaridades opostas. Quando se aplicam os

mesmos sinais nas entradas, o AmpOp opera em modo-comum, enquanto que, com sinais opostos na entrada, o AmpOp opera em rejeição de modo-comum. Este último modo de operação resulta em sinais altamente amplificados e atenuação de ruídos (Boylestad; Nashelsky, 2013).

A polaridade dos sinais de saída de AmpOps depende da conexão dos sinais de entrada. Sinais aplicados na entrada positiva do AmpOp resultam em saídas de mesma polaridade, enquanto que sinais aplicados na entrada negativa resultam em sinais de saída com inversão de fase. Um exemplo de amplificador operacional básico está ilustrado na Figura 2.17 abaixo.

Figura 2.17 – Amplificador Operacional Básico: (a) AmpOp básico, com sinais de entrada aplicados na entrada (b) positiva e (c) negativa.



Fonte: Adaptado de: (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013, p. 505 e 506)

Conforme Pertence Jr. (2012), os AmpOps são compostos por três estágios principais: estágio diferencial de entrada; estágio deslocador e amplificador intermediário; estágio acionador de saída. Basicamente, o primeiro estágio fornece uma tensão CC diferencial, que é amplificada e tem seu nível de tensão CC ajustado em um referencial zero, no segundo estágio. O último estágio é importante para garantir uma saída adequada às cargas, em termos de impedância e corrente fornecida.

Em termos de realimentação, os AmpOps podem operar de três formas: sem realimentação, com realimentação positiva ou com realimentação negativa. Operando em malha aberta, isto é, sem realimentação, o ganho é invariável, sendo estipulado pelo próprio fabricante. Já a operação em malha fechada pode ocorrer através da conexão de um resistor de realimentação entre a saída e o terminal de entrada, positivo ou negativo, do AmpOp. Em geral,

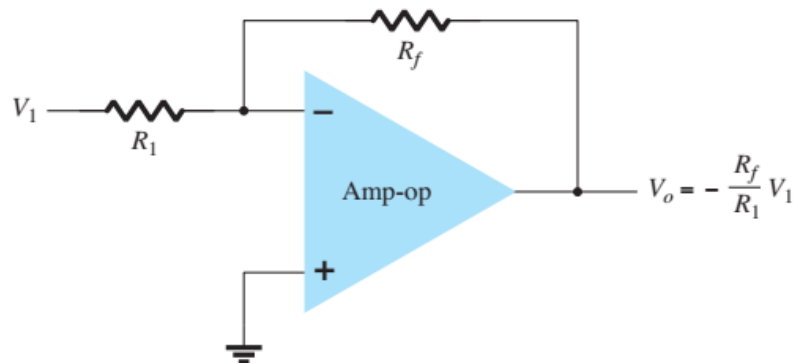
circuitos com realimentação positiva são instáveis, enquanto que circuitos com realimentação negativa possuem respostas lineares e são amplamente utilizados.

Embora possuam grande importância em diversas aplicações eletrônicas, como circuitos comparadores e osciladores, por exemplo, circuitos não-lineares com AmpOps não serão abordados neste trabalho. A seguir, serão abordados alguns circuitos lineares básicos com AmpOps.

2.6.1.1 Amplificador inversor

Como o próprio nome sugere, o amplificador inversor aplica um ganho, constante, e inverte o sinal de saída, isto é, o sinal de saída fica defasado em 180° em relação à entrada. O ganho é proporcional à relação entre o resistor de entrada (R_1) e o resistor de realimentação (R_f). A configuração padrão do circuito está ilustrada na Figura 2.18 abaixo.

Figura 2.18 – Amplificador inversor.



Fonte: (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013, p. 518)

Supondo um AmpOp ideal, com impedância de entrada infinita, não há corrente circulando nos terminais de entrada do amplificador. Além disso, devido à realimentação negativa, pode-se considerar que existe um curto-circuito virtual no nó de conexão entre os resistores de entrada e realimentação, ou seja, a tensão (v_a) entre os terminais de entrada pode ser considerada nula. Definindo I_f e I_1 como as correntes de realimentação e de entrada, respectivamente, pode-se determinar o ganho de tensão do circuito amplificador inversor:

$$I_1 + I_f = 0$$

$$\frac{v_1 - v_a}{R_1} + \frac{v_o - v_a}{R_f} = 0$$

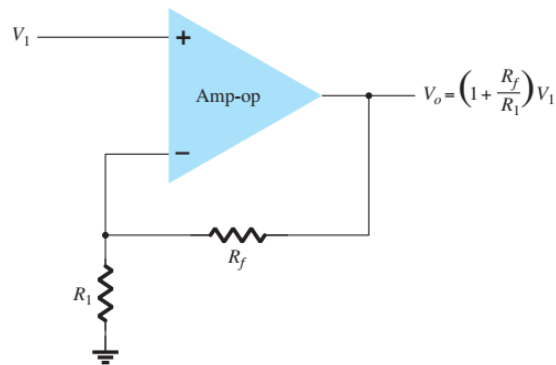
$$A_v = \frac{v_o}{v_1} = -\frac{R_f}{R_1} \quad (2.17)$$

É importante ressaltar que o sinal negativo corresponde à inversão de fase do sinal de saída em relação à entrada e que a impedância de entrada do circuito é determinada, unicamente, pelo resistor de entrada (Pertence Jr., 2012).

2.6.1.2 Amplificador não-inversor

O amplificador não-inversor também é conhecido como multiplicador de ganho constante, justamente por amplificar o sinal sem inversão de fase do sinal de saída. A configuração deste circuito é apresentada na Figura 2.19.

Figura 2.19 – Amplificador não-inversor.



Fonte: (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013, p. 518)

Calculando-se o divisor de tensão, através do resistor de entrada e o de realimentação, obtém-se o ganho de tensão deste circuito:

$$v_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot v_o$$

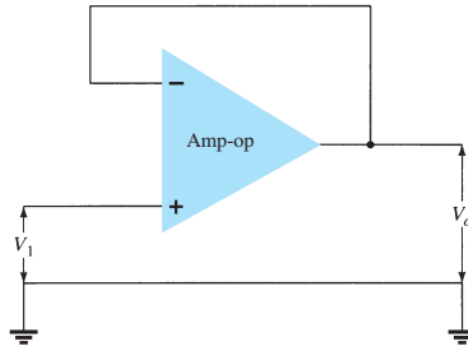
$$A_v = \frac{v_o}{v_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (2.18)$$

2.6.1.3 Seguidor de tensão (buffer)

O circuito seguidor de tensão, ou *buffer*, é semelhante ao amplificador não-inversor, mas com uma impedância de entrada altíssima e de saída baixíssima, ou seja, características

muito próximas das ideais. Este tipo de circuito possui ganho unitário e é comumente utilizado como isolador de estágios, casador de impedâncias, etc. Além da configuração padrão, apresentada na Figura 2.20, muitas vezes são colocados resistores idênticos na entrada não-inversora e na malha de realimentação.

Figura 2.20 – Seguidor de tensão.

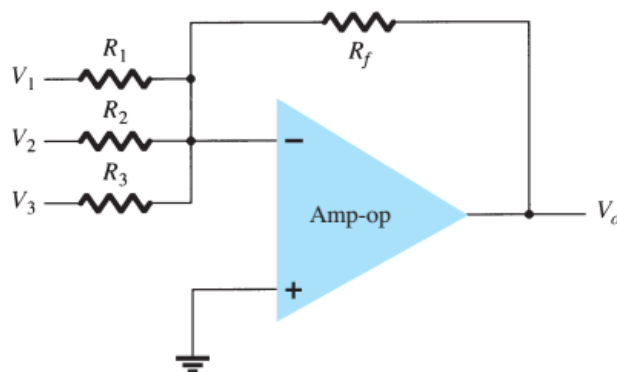


Fonte: (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013, p. 519)

2.6.1.4 Amplificador somador

O amplificador somador é responsável por somar várias entradas, cada uma delas multiplicada por um ganho constante (Boylestad; Nashelsky, 2013). O número de entradas pode variar, sendo que, para uma entrada, tem-se um amplificador inversor.

Figura 2.21 – Amplificador somador.



Fonte: (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013, p. 519)

Aplicando LCK nos nós de conexão entre as entradas e a malha de realimentação determina-se a tensão de saída do circuito:

$$\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} + \frac{v_0}{R_f} = 0$$

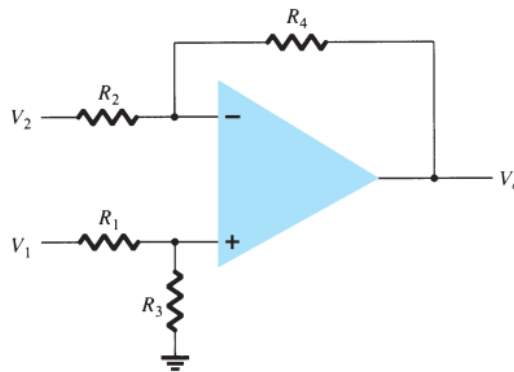
$$v_o = -R_f \cdot \left(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3} + \frac{v_0}{R_f} \right) \quad (2.19)$$

Vale ressaltar que o amplificador somador inverte o sinal de saída, isso é, o defasa em 180° em relação à entrada.

2.6.1.5 Amplificador subtrator

O amplificador subtrator realiza a subtração de dois sinais de entrada, resultando em uma saída proporcional à diferença das entradas, multiplicada por um ganho. A configuração padrão está representada na Figura 2.22.

Figura 2.22 – Amplificador subtrator.



Fonte: (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013, p. 545)

Definindo como “ v_a ” a tensão na entrada inversora e “ v_b ” a tensão na entrada não-inversora, determina-se a equação da tensão de saída do amplificador (Equação 2.20), através da LCK:

$$\frac{v_2 - v_a}{R_2} + \frac{v_o - v_a}{R_4} = 0 \quad (2.20)$$

$$\frac{v_1 - v_b}{R_1} - \frac{v_b}{R_3} = 0 \quad (2.21)$$

Isolando v_b na Equação 2.21, obtém-se:

$$v_b = v_1 \cdot \frac{R_3}{R_1 + R_3}$$

Substituindo v_b na Equação 2.20 e manipulando-a algebricamente, determina-se a tensão de saída:

$$v_o = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \cdot \frac{R_2 + R_4}{R_2} \cdot v_1 - \frac{R_4}{R_2} \cdot v_2 \quad (2.22)$$

Para o caso específico de $R_1 = R_2 = R_i$ e $R_3 = R_4 = R_f$ (que pode ser projetado dessa forma), a Equação 2.23 se resume a:

$$v_o = \frac{R_f}{R_i} \cdot (v_1 - v_2) \quad (2.23)$$

2.7 DISPOSITIVOS DE PROTEÇÃO

Seja para prover isolamento galvânica entre estágios ou proteção contra surtos de tensão e corrente, dispositivos de proteção são essenciais para garantir a segurança e integridade de equipamentos e dos operadores de circuitos e equipamentos eletrônicos.

2.7.1 Amplificador de isolamento

Amplificadores de isolamento são dispositivos que proporcionam isolamento galvânica entre dois sinais, geralmente de alta e baixa potência. Além de aplicações para sinais de alta tensão, amplificadores de isolamento são requeridos em aplicações médicas, onde há contato com paciente, a fim de garantir uma interface segura entre equipamentos e usuários (Pallàs-Areny; Webster, 2001).

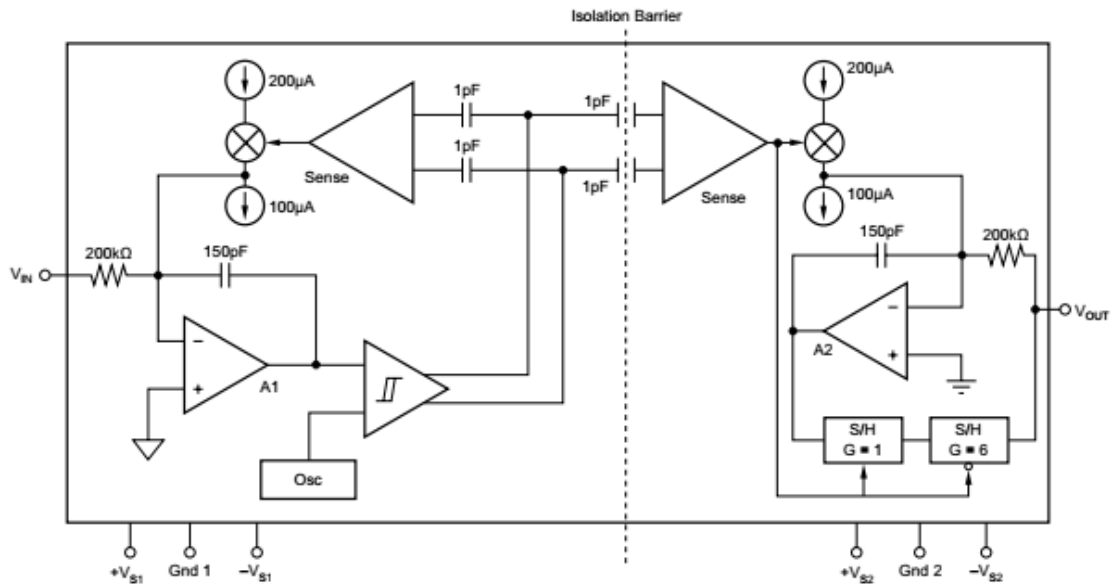
Ainda segundo Pallàs-Areny e Webster (2001), amplificadores de isolamento não são amplificadores operacionais, diferenciais nem de instrumentação, porém, muitas vezes, possuem estágios de entrada que cumprem essas funções. Para que haja esses estágios, deve ser fornecida uma alimentação adequada e isolada.

Seu funcionamento consiste em uma barreira isoladora, em que os sinais podem ser acoplados magneticamente, por optoacopladores ou capacitores em série. A alimentação deve ser provida por duas fontes diferentes, isoladas, o que evita *loops* de terra entre os sinais de entrada e saída. Vale destacar que, em sistemas de medições, muitos dispositivos e sensores,

como sensores de efeito Hall, transformadores e sensores piezoelétricos, já possuem uma isolamento inerente devido ao seu princípio de funcionamento.

Como exemplo de amplificador de isolamento, pode-se citar a série ISO124, fabricado pela *Texas Instruments*[®], que são amplificadores de precisão, de baixo custo, com ganho unitário, operação bipolar e isolamento de 1500 Vrms (*Texas Instruments*[®], 2016). Neste amplificador, o sinal é transmitido por uma barreira capacitiva diferencial, através de modulação digital. Na saída, o sinal é demodulado, removendo componentes relativas à ondulação. O diagrama de blocos do amplificador ISO124 está representado na Figura 2.23.

Figura 2.23 – Diagrama de blocos do amplificador de isolamento ISO124



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2013, pg. 8)

2.7.2 Amplificadores Rail-to-rail

Amplificadores *rail-to-rail* possuem uma arquitetura que possibilita uma faixa de operação fiel ao seu *range* de alimentação, ou seja, permite a variação do sinal do menor potencial negativo ao maior potencial positivo. A maioria dos amplificadores comuns possui saída limitada, devido à saturação dos componentes, não sendo possível operar com excursão total da faixa de alimentação.

Além de possuir uma faixa de operação maior do que amplificadores comuns, esta característica de *range* de saída é útil na proteção e controle da amplitude máxima de saída de sinais. As tensões de saída dos amplificadores podem ser limitadas através da sua tensão de

alimentação, o que pode ser útil e prático para, por exemplo, proteger dispositivos de aquisições de dados.

2.7.3 Diodos Schottkys

Diodos são utilizados, amplamente, em proteção de circuitos, principalmente contra inversão de polaridades e limitações de tensão (*clipping*). Porém, para proteção contra transientes, isto é, picos de tensão de curta duração, a utilização de diodos Schottkys se mostra bastante eficaz, devido a sua comutação rápida, baixa tensão de condução e capacidade de operar com correntes elevadas. A limitação de tensão consiste, basicamente, em fazer uso do limiar de condução de diodos no sentido direto, podendo limitar tensões em dois sentidos, utilizando dois diodos antiparalelos (Braga, [20--?]).

Diodos Schottkys possuem características construtivas diferenciadas, com a adição de um metal ao semicondutor, seja do tipo n ou p (embora, usualmente, o semicondutor seja do tipo n). Na prática, filmes metálicos são adicionados à superfície do semicondutor, sendo que o metal funciona como anodo, enquanto que o semicondutor é o catodo. Independente do material utilizado, nesses diodos o elétron é o portador majoritário e, nos metais, o número de lacunas é insignificante, resultando em um fluxo muito mais rápido, do material semicondutor para o metal (Boylestad; Nashelsky, 2013).

3. UNIDADE DE CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Após uma revisão teórica sobre conceitos e técnicas utilizadas em condicionamento de sinais, serão apresentados os principais conceitos, características e critérios adotados para o projeto e implementação da UCS, cujo objetivo é servir de interface entre sinais oriundos de transformadores de instrumentação, utilizados em ensaios de transformadores, e a placa de aquisição de dados, responsável por converter os sinais analógicos em digitais, para uma posterior análise e manipulação computacional. Em virtude dos equipamentos utilizados no Lab-MT (TCs e TPs), foi necessário o desenvolvimento de uma placa de condicionamento de sinais de tensão e outra de corrente, além de fontes de alimentação.

Ambos os sinais, de corrente e tensão, apresentam valores inadequados para a aquisição de dados, ou seja, não se situam na faixa de entrada do conversor A/D. Além disso, necessitam de um processo de isolamento, filtragem, proteção e, para os sinais de corrente, uma conversão para sinais de tensão. Assim, deseja-se converter sinais de tensão de até $190 V_{\text{pico}}$ e sinais de corrente de até $5 A_{\text{RMS}}$, para tensões de $-10 V$ a $+10 V$, compatíveis com a entrada do dispositivo de aquisição de dados.

Vale ressaltar que, no projeto da UCS – e em qualquer projeto de instrumentação eletrônica – deve sempre haver uma preocupação quanto à isolação dos sinais de alta intensidade do restante do circuito, prezando pela segurança de equipamentos e operadores, bem como a realização de medições confiáveis e precisas, com respostas de saída fiéis aos sinais amostrados, com a menor defasagem temporal possível (Souza, 2012). A seguir, abordar-se-á a metodologia utilizada no desenvolvimento da UCS, incluindo os estágios de condicionamento, cálculos e dimensionamento de circuitos, componentes utilizados e demais especificações de projeto, além de simulações e resultados práticos obtidos.

3.1 MATERIAIS E MÉTODOS

Nesta seção, serão apresentados os principais componentes, *softwares* e equipamentos utilizados no desenvolvimento da UCS. Os cálculos para dimensionamento de componentes e circuitos, bem como os métodos, premissas e critérios adotados, serão abordados nas seções seguintes.

A elaboração de esquemáticos e representações dos circuitos foi realizada utilizando o *software* NI Multisim 13.0, que é um ambiente de captura e simulação de circuitos eletrônicos da *National Instruments*[®]. Já para as simulações, principalmente aquelas que envolvem análise de respostas em frequência (como de filtros, por exemplo), utilizou-se a versão *free trial* do *software* OrCAD, produzido e comercializado pela Cadence[®], que possui um simulador SPICE (*Simulated Program with Integrated Circuits Emphasis*). Para o projeto das placas de circuito impresso, utilizou-se o *software* Eagle PCB (adquirido pela Autodesk Inc.[®] em 2016), devido a sua gratuidade para estudantes e ampla gama de componentes em sua biblioteca.

A confecção da UCS ocorreu a partir da fresagem de placas de fenolite cobreadas, sendo algumas de face dupla (*top* e *bottom* cobreados) e outras de face simples (apenas *bottom* cobreado), dependendo da complexidade dos circuitos. Em geral, optou-se por fixar todos os componentes em um lado da placa, implicando em placas de dupla face, quando utilizaram-se componentes SMD. A fresagem ocorreu no Laboratório de Prototipação do Grupo de Eletrônica de Potência e Controle, do Centro de Tecnologia da UFSM, utilizando-se a prototipadora de PCI *PCB-Proto 1S*, produzida pela TTP Indústria Mecânica[®].

Os componentes utilizados no desenvolvimento e implementação da UCS, que engloba as placas de condicionamento de tensão e de corrente, além das suas fontes de alimentação, serão listados nas tabelas a seguir. Nas tabelas, são dispostos os modelos, principais parâmetros e quantidades de componentes utilizados, permitindo uma pesquisa sobre as funcionalidades e características dos mesmos – os *links* dos componentes, nos referidos sites de comercialização, constam na coluna fabricante. Suprimiram-se alguns componentes, como as placas de fenolite cobreadas, cabos e solda.

Para alguns componentes, adquiridos em lojas físicas, não foi possível encontrar *link*, *datasheet* ou outra informação de fabricante.

Tabela 3.1 - Componentes da PCI de Tensão.

<i>Circuito de Condicionamento de Tensão</i>				
Componente	Modelo / Tipo	Montagem	Fabricante	Qtde
AmpOp de Isolamento	ISO124U; 1 kV	SMD	Texas Instruments	3
AmpOp Rail-to-rail	OPA192	SMD	Texas Instruments	3
Capacitor	Filme 0,39 nF	THT	WIMA	3
Capacitor	Filme 100 nF	THT	WIMA	18
Conector Placa-Cabo	03 vias, 180° e passo de 2,54 mm	THT	Não especificado	6

Conector Placa-Cabo	04 vias, 180° e passo de 2,54 mm	THT	Não especificado	3
Diodo Schottky	BAT54WFILMY	SMD	STMicroelectronics	6
Fusível	Vidro, 5x20 mm; 1 A	Clip	Littelfuse	3
Porta-fusível	AS-06, p/ fusível 5x20 mm	THT	Não especificado	3
Resistor	1 k Ω ; 0,1%; ¼ W	SMD	TE Connectivity	9
Resistor	14 k Ω ; 0,1%; ¼ W	SMD	TE Connectivity	6
Resistor	21 k Ω ; 0,1%; ¼ W	SMD	Panasonic	6
Resistor	365 k Ω ; 0,1%; ¼ W	SMD	Panasonic	6
Varistor	188 VAC; 100 A	THT	Littelfuse	3

Fonte: Autoria própria

Tabela 3.2 - Componentes da PCI de Corrente.

<i>Circuito de Condicionamento de Corrente</i>				
Componente	Modelo / Tipo	Montagem	Fabricante	Qtde
AmpOp de Isolamento	ISO124U (1 kV)	SMD	Texas Instruments	3
AmpOp Rail-to-rail	OPA192	SMD	Texas Instruments	3
Capacitor	Filme 8,2 nF	THT	WIMA	3
Capacitor	Filme 100 nF	THT	WIMA	18
Conector Placa-Cabo	03 vias, 180° e passo de 2,54 mm	THT	Não especificado	6
Conector Placa-Cabo	04 vias, 180° e passo de 2,54 mm	THT	Não especificado	3
Diodo Schottky	BAT54WFILMY	SMD	STMicroelectronics	6
Fusível	Vidro, 5x20 mm; 12 A	Clip	Littelfuse	3
Porta-fusíveis	AS-06, p/ fusível 5x20 mm	THT	Não especificado	3
Resistor	499 Ω ; 0,1%; ¼ W	SMD	TE Connectivity	3
Resistor	1 k Ω ; 0,1%; ¼ W	SMD	TE Connectivity	12
Resistor	21 k Ω ; 0,1%; ¼ W	SMD	Panasonic	3
Resistor Shunt	VCS101 (100 m Ω ; 0,1%; 1 W)	THT	Vishay Foil Resistors	6

Fonte: Autoria própria

Tabela 3.3 - Componentes das PCIs das fontes de alimentação.

<i>Fontes de alimentação</i>				
Componente	Modelo / Tipo	Montagem	Fabricante	Qtde
Capacitor	Eletrolítico 22 uF	THT	Não especificado	12
Capacitor	Eletrolítico 47 uF	THT	Não especificado	2

Capacitor	Eletrolítico 68 uF	THT	Não especificado	12
Capacitor	Eletrolítico 100 uF	THT	Não especificado	2
Capacitor	Eletrolítico 470 uF	THT	Não especificado	2
Capacitor	Filme 100 nF	THT	WIMA	30
Conector	02 vias, 180° e passo de 3,96 mm	THT	Não especificado	1
Placa-Cabo	04 vias, 180° e passo de 3,96 mm	THT	Não especificado	7
Conector				
Diodo	1N4148	THT	On Semiconductor	28
Fusível	Vidro, 5x20 mm; 1 A	THT	Littelfuse	1
Porta-fusíveis	AS-06, p/ fusível 5x20 mm	THT	Não especificado	1
Resistor	4,7 k Ω ; 5%; ¼ W	THT	Não especificado	14
Varistor	230 VAC; 100 A	THT	Não especificado	1
Termistor	NTC; 10 Ω ; 5%	THT	Vishay	1
Regulador de Tensão	LM7815 1 A	THT	On Semiconductor	7
Regulador de Tensão	LM7915 1 A	THT	Texas Instruments	7
Regulador de Tensão	LM7810 1 A	THT	On Semiconductor	1
Regulador de Tensão	LM7910 1 A	THT	STMicroelectronics	1
Transformador	127/220 V – 18 V; 300 mA	THT	Não especificado	6
Transformador	127/220 V – 18 V; 500 mA	THT	Não especificado	1

Fonte: Autoria própria

3.2 CIRCUITO PROPOSTO PARA O CONDICIONAMENTO DE TENSÃO

A placa de circuito impresso (PCI), responsável pelo condicionamento de sinais de tensão, deve tratar sinais provenientes do enrolamento secundário de um transformador de potencial, para adequá-los à entrada de um dispositivo de aquisição de dados. O referido TP é utilizado na medição de tensões, em ensaios de transformadores, reduzindo tensões de até 3300 V a 110 Vrms. Por sua vez, o dispositivo de aquisição de dados converte sinais analógicos em digitais, possuindo um range de entrada de -10V a +10V. Os principais requisitos para o desenvolvimento da PCI estão descritos na Tabela 3.4:

Tabela 3.4 – Requisitos principais do circuito de condicionamento de tensões.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
------------------	--------------

Tensão máxima de entrada	190 V _{pico}
Tensão máxima de saída	10 V _{pico}
Frequência de amostragem do A/D	20 kHz
Número de canais	3

Fonte: Autoria própria

O circuito proposto deve condicionar até três sinais de tensão, adequando-os aos níveis de entrada do dispositivo de aquisição de dados, isolando-os galvanicamente, filtrando ruídos, além de proteger a PCI contra surtos de corrente e/ou tensão. A fim de facilitar a análise e descrição, pode-se particionar o circuito de condicionamento de tensão em três estágios principais:

- Estágio de sensoriamento de sinais de tensão: responsável por reduzir os níveis de tensão e filtrar ruídos indesejados, através de um filtro capacitivo.
- Estágio de isolamento: responsável por isolar, galvanicamente, o sinal proveniente do divisor resistivo do restante do circuito, através de um amplificador de isolamento.
- Estágio de proteção: responsável por proteger dispositivo de aquisição de dados contra sobretensões. Adicionalmente, inseriram-se elementos de proteção contra surtos de corrente e tensão, comumente utilizados em aplicações eletrônicas (fusíveis e varistores).

No primeiro estágio, empregou-se um divisor resistivo a fim de reduzir os níveis de tensão do TP a uma faixa de valores, adequada à entrada do A/D. Embora a tensão nominal seja de 110 V_{rms} (oriunda do TP), dimensionou-se o divisor resistivo para tensões de 190 V_{pico}, considerando um fator de segurança de 20%. O cálculo da tensão máxima de entrada está descrito na equação abaixo:

$$V_{in,máx} = 110 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,2 = 186,86 V \cong 190 V_{pico} \quad (3.1)$$

Adotou-se como critério de dimensionamento uma potência de dissipação máxima, do divisor resistivo, de 100 mW e, a partir desta potência, calculou-se a resistência total mínima para o divisor. Porém, inicialmente, buscou-se projetar um circuito de fácil adaptação a tensões de 220 V_{rms}, com uma simples troca de resistor, por isso calculou-se a resistência total mínima do divisor resistivo para uma tensão de 380 V_{pico} (considerando, novamente, um fator de segurança de 20%), conforme apresentado a seguir:

$$P = \frac{V^2}{R_{total}} = \frac{(380/\sqrt{2})^2}{R_{total}} \rightarrow R_{total} = \frac{(380/\sqrt{2})}{100m} = 722k\Omega \cong 800k\Omega$$

Assim, para uma tensão de 110Vrms, acrescida de um fator de segurança de 20%, a potência dissipada é de apenas 21,78mW, conforme apresentado abaixo:

$$P = \frac{V^2}{R_{total}} = \frac{(110 \times 1,2)^2}{800 \times 10^3} = 21,78 \text{ mW}$$

Tendo os valores de tensão de entrada e saída desejada, e resistência total, podem-se calcular, utilizando os conceitos de divisor de tensão, os valores dos resistores do circuito (Figura 3.1):

$$V_{out} = \frac{R2'}{R2' + R1'} \cdot V_{in} = \frac{R2'}{R_{total}} \cdot V_{in} \quad (3.2)$$

$$R2' = \frac{V_{out} \cdot R_{total}}{V_{in}} = \frac{10 \times 800 \times 10^3}{190} = 42,105 \text{ k}\Omega \cong 42 \text{ k}\Omega$$

Onde R2' corresponde à resistência, na qual será medida a tensão; e R1' à outra resistência, integrante do circuito resistivo. Para a implementação desse divisor foram selecionados resistores SMD com precisão de 0,1% e potência 0,25W. Então, tem-se que:

$$R1' = 758k\Omega = R1+R2+R3+R4 = 2 \times 14k\Omega + 2 \times 365k\Omega$$

$$R2' = 42k\Omega = R3+R4 = 2 \times 21k\Omega$$

$$V_{out} = \frac{42k\Omega}{800k\Omega} \cdot 190 = 9,975V$$

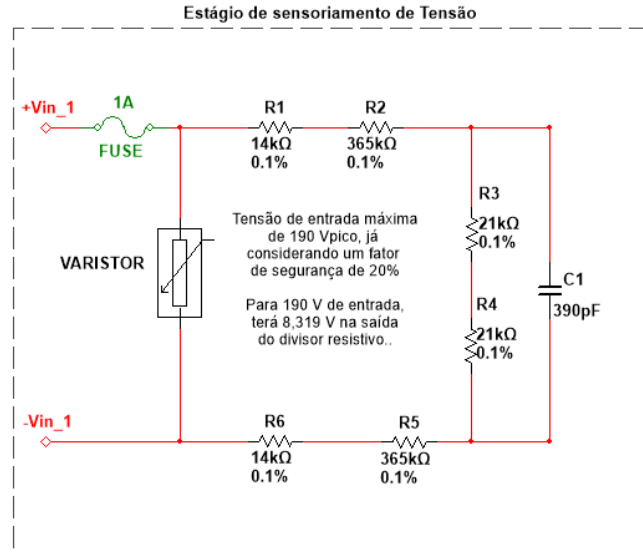
Porém, em virtude de um equívoco de projeto, não se levou em consideração a resistência interna de entrada do amplificador de isolamento, de 200 kΩ. Tal resistência dispõem-se em paralelo com o resistor R2', influenciando diretamente na tensão de saída do divisor resistivo. Portanto, para uma tensão de 190 Vpico, obtém-se, na saída do divisor resistivo, uma tensão de 8,3196 V, ao invés de 9,975 V, apresentada anteriormente.

O estágio de sensoriamento de tensão, que engloba, também, o capacitor de filtro, que será descrito a seguir, está representado na Figura 3.1. Nesse esquemático, estão representados também os dispositivos de proteção – fusível e varistor.

Para evitar ruídos de alta frequência, estipulou-se a utilização de um filtro passa-baixas passivo na entrada do amplificador de isolamento. Para o dimensionamento do capacitor fez-se necessário o cálculo da frequência de corte, a partir da máxima frequência de amostragem do

A/D. Respeitando o critério de Nyquist, definiu-se a frequência de corte como a metade da frequência de amostragem.

Figura 3.1 – Estágio de sensoriamento de tensão.



Fonte: A autoria própria

Antes de encontrar, efetivamente, a função de transferência do circuito da Figura 3.1 – Estágio de sensoriamento de tensão, definiu-se a impedância equivalente (Equação 2.30) à associação paralela entre R2 e o Capacitor C1, onde $R1 = 758k\Omega$ e $R2 = 42k\Omega // 200k\Omega = 34,711k\Omega$ (considerando a resistência de entrada do amplificador de isolamento). Em seguida, pôde-se encontrar a função de transferência do circuito e dimensionar o capacitor de filtro.

$$Z2 = \frac{R2 \cdot 1/sC}{R2 + 1/sC} \cdot \frac{sC}{sC} = \frac{R2}{sC \cdot R2 + 1} \quad (3.3)$$

Substituindo Z2 na função de transferência do circuito e manipulando-a algebricamente:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{Z2}{Z2 + R1} = V_{in} \cdot \frac{R2}{sC \cdot R2 + 1} \cdot \frac{1}{R1 + \frac{R2}{sC \cdot R2 + 1}} \cdot \frac{sC \cdot R2 + 1}{sC \cdot R2 + 1}$$

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{R2}{sC \cdot R1 \cdot R2 + R1 + R2}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R2}{sC \cdot R1 \cdot R2 \left(s + \frac{R1 + R2}{C \cdot R1 \cdot R2} \right)} = \frac{1/cR1}{s + \frac{R1 + R2}{C \cdot R1 \cdot R2}} \quad (3.4)$$

Em circuitos de 1ª ordem, a função de transferência, na sua forma padrão, é dada por:

$$G(s) = \frac{k}{s + \omega c}, \text{ onde } \omega c = 2\pi \cdot f_c \quad (3.5)$$

Comparando os termos das Equações 3.4 e 3.5, pode-se concluir que:

$$\omega_c = \frac{R1 + R2}{C \cdot R1 \cdot R2} \quad (3.6)$$

Logo, com os outros parâmetros definidos, anteriormente, obtém-se a seguinte capacitância:

$$C = \frac{R1 + R2}{\omega_c R1 \cdot R2} = \frac{792,711k\Omega}{0,5 \cdot 2\pi \cdot 20kHz \cdot 758k\Omega \cdot 34,711k\Omega} = 479,51 \text{ pF}$$

Portanto, com a utilização do capacitor C1, cuja capacitância real é de 390 pF (aproximou-se para um valor comercial disponível), serão filtrados ruídos acima de 12,286 kHz, aproximadamente metade da frequência de amostragem do A/D.

Com sinais com amplitudes adequadas, parte-se para o estágio de isolamento. Neste estágio, o amplificador de isolamento ISO124U transmite o sinal através de uma barreira capacitiva diferencial ao restante do circuito, isolando eletricamente os estágios. O amplificador ISO124U replica com alta precisão e baixa não-linearidade (0,01%) o sinal medido na saída, visto que possui ganho unitário e nenhum nível de *offset*.

Além dos fatores já citados, uma característica determinante para a escolha deste amplificador foi sua operação bipolar, com tensão de saída de -10 V a +10 V, o que se mostra perfeito para esta aplicação. A maioria dos amplificadores de isolamento analisados operam apenas com tensões positivas, o que exigiria uma etapa adicional de adição de *offset*. A partir do *datasheet* fornecido pelo fabricante, pôde-se elaborar uma tabela com as especificações mais relevantes do amplificador ISO124U, apresentada abaixo (consideraram-se condições ideais de operação):

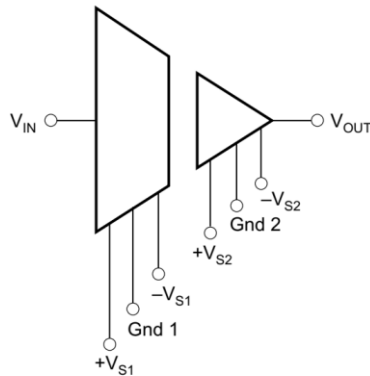
Tabela 3.5 - Especificações do amplificador de isolamento ISO124U.

<i>Parâmetro</i>	<i>Mínimo</i>	<i>Nominal</i>	<i>Máximo</i>	<i>Unidade</i>
Isolação de tensão contínua		1500		Vrms
Impedância da barreira de isolação		$10^{14} \parallel 2$		$\Omega \parallel \text{pF}$
Temperatura Ambiente	-25	-	85	°C
Tensão de entrada		± 10	$\pm 12,5$	Vpico
Resistência de entrada		200		k Ω
Tensão de alimentação	$\pm 4,5$	± 15	± 18	Vcc
Erro de Ganho		$\pm 0,05$	$\pm 0,50$	%
Não-linearidade		$\pm 0,005$	$\pm 0,010$	%
Largura de banda		50		kHz

Fonte: Adaptado de: (Texas Instruments, 2016).

Visto que é um componente ativo, é necessária uma fonte de alimentação externa. Neste caso, são necessárias duas fontes, conectadas em pontos eletricamente isolados (dois planos de terra diferentes), com uma faixa de alimentação entre $\pm 4,5\text{V}$ e $\pm 18\text{V}$. As especificações e premissas adotadas para fonte de alimentação serão descritas, posteriormente, na seção 3.3.

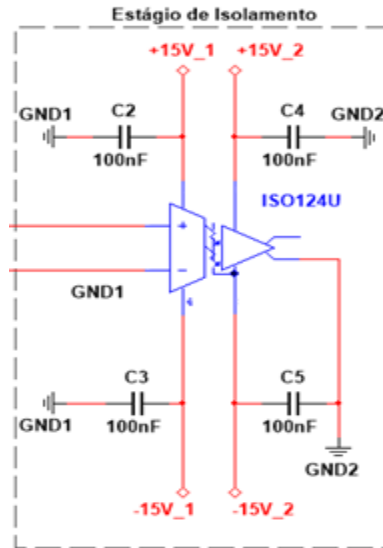
Figura 3.2 – Amplificador de isolamento ISO124U.



Fonte: (Texas Instruments, 2016).

A Figura 3.2 apresenta a simbologia do amplificador ISO124U, bem como o esquemático de alimentação recomendado. Podem-se notar os capacitores de *by-pass* ou desacoplamento, responsáveis por filtrar e fornecer um caminho de baixa impedância para ruídos e sinais de alta frequência provenientes da fonte alimentação (Sacco, 2015). Tais capacitores devem ser posicionados o mais próximo possível dos terminais de alimentação e dos planos de terra, a fim de reduzir indutâncias das trilhas e *loops* de terra.

Figura 3.3 – Estágio de isolamento do circuito de tensão.



Fonte: Autoria própria

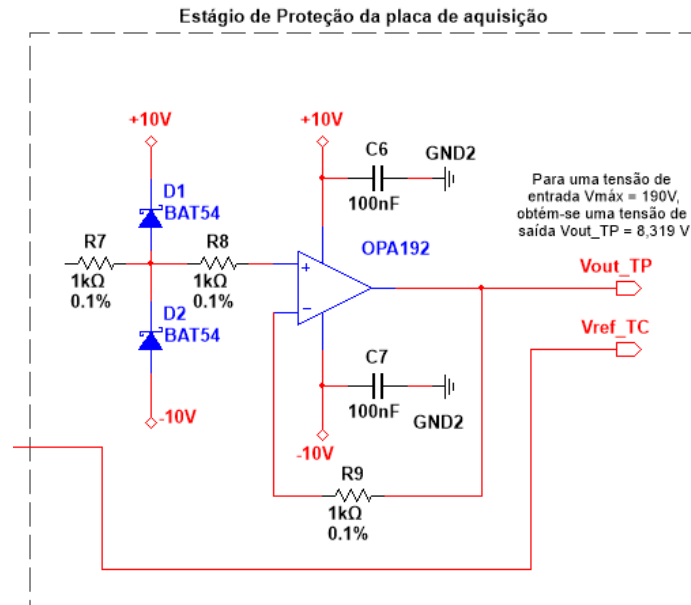
Na prática, adotou-se uma alimentação simétrica de ± 15 V, com capacitores de desacoplamento de filme, de 100 nF, junto aos terminais de alimentação do amplificador de isolamento, conforme apresentado na Figura 3.3.

O último estágio antecede o A/D e, por isso, é responsável pela proteção do mesmo contra sobretensões. A saída deste estágio deve permitir, no máximo, 10 Vpico, correspondendo ao *range* de entrada do conversor A/D. Para isto, fez-se uso de amplificadores *rail-to-rail* e diodos Schottkys.

Utilizaram-se amplificadores *rail-to-rail*, modelo OPA192, da *Texas Instruments*[®], para a proteção do último estágio. Os amplificadores foram utilizados na configuração de *buffer*, alimentados, simetricamente, com +10 V e -10 V, limitando a saída a esta faixa de tensão. Nesta configuração, o ganho é unitário, não afetando os níveis de tensão do sinal. Novamente, foram utilizados capacitores de desacoplamento na alimentação dos amplificadores.

Além dos AmpOps, empregaram-se diodos em antiparalelo, do tipo Schottky, devido a sua característica de comutação rápida e baixa queda de tensão. Pela Figura 3.4, pode-se perceber que, para tensões dentro da faixa estipulada (-10 V a +10 V), mais a própria queda de tensão do diodo, os diodos estão bloqueados, operando com polarização reversa. Apenas para tensões maiores que 10,3 V, o diodo D1 entra em modo de condução, e menores que -10,3 V, o diodo D2 entra em modo de condução, considerando a queda de tensão de 300 mV para o modelo de diodo utilizado.

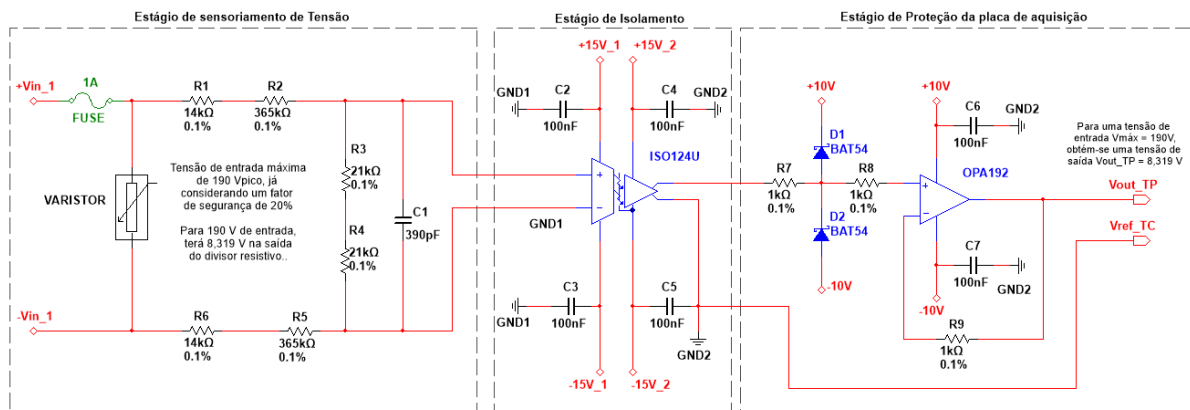
Figura 3.4 - Estágio de proteção do circuito de tensão.



Fonte: Autoria própria

Assim, o circuito completo de condicionamento de sinais de tensão pode ser representado pelo esquemático da Figura 3.5, abaixo:

Figura 3.5 - Circuito de condicionamento de sinais de tensão.



Fonte: Autoria própria

3.3 CIRCUITO PROPOSTO PARA O CONDICIONAMENTO DE CORRENTE

A placa de circuito impresso (PCI) responsável pelo condicionamento de sinais de corrente deve tratar sinais provenientes do enrolamento secundário de um transformador de corrente, para adequá-los à entrada de um dispositivo de aquisição de dados. O referido TC é

utilizado na medição de correntes, em ensaios de transformadores, reduzindo correntes de até $1500 A_{RMS}$ à $5 A_{RMS}$. Conforme mencionado anteriormente, o dispositivo de aquisição de dados converte sinais analógicos em digitais, possuindo um range de entrada de $-10 V$ a $+10 V$. Os principais requisitos para o desenvolvimento da PCI estão descritos na Tabela 3.6:

Tabela 3.6 – Requisitos principais do circuito de condicionamento de correntes

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
Corrente máxima de entrada	8,5 Apico
Tensão máxima de saída	10 Vpico
Frequência de amostragem do A/D	20 kHz
Número de canais	3

Fonte: Autoria própria

O circuito proposto deve condicionar até três sinais de corrente, adequando-os aos níveis de entrada do dispositivo de aquisição de dados, isolando, galvanicamente, os sinais de alta intensidade do restante do circuito, filtrando ruídos, além de proteger a PCI contra surtos de corrente e/ou tensão.

Novamente, a fim de facilitar a análise e descrição, particionou-se o circuito de condicionamento de corrente em três estágios principais:

- Estágio de sensoriamento de sinais de corrente: responsável por reduzir os níveis de corrente e convertê-los em tensões, através de resistores *shunt*.
- Estágio de isolamento: responsável por isolar galvanicamente o sinal proveniente dos resistores *shunt* do restante do circuito, através de um amplificador de isolamento.
- Estágio de proteção e tratamento do sinal: responsável por proteger dispositivo de aquisição de dados contra sobretensões, além de amplificar e filtrar o sinal, reduzido no primeiro estágio de condicionamento. Analogamente ao circuito de condicionamento de tensões, inseriram-se na entrada do circuito fusíveis contra surtos de corrente (como não se mensura tensões elevadas, é dispensável o uso de varistores).

O primeiro estágio, de sensoriamento de corrente, foi realizado com resistores *shunt*, responsáveis por gerar uma tensão, proporcional à corrente que circula por seus terminais. A conversão de corrente em tensão resulta em níveis de tensão muito baixos, da ordem de

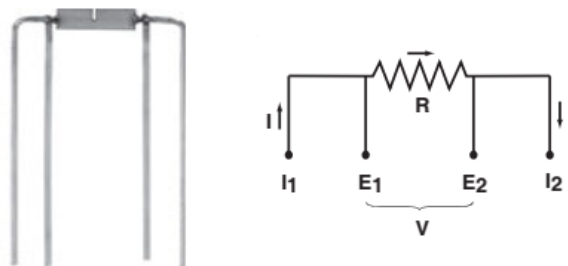
milivolts, exigindo amplificação do sinal. Essa amplificação é realizada no último estágio, de proteção, para aproveitar o amplificador *rail-to-rail*, que já seria utilizado.

Assim como os resistores utilizados no divisor resistivo, do circuito de condicionamento de tensão, buscaram-se resistores *shunt* de alta precisão, com tolerância de 0,1%, e baixo custo. Dentre as opções disponíveis no mercado, encontrou-se a série VCS, da *Vishay Foil Resistors*[®], que atende aos requisitos de corrente e precisão desejados. Porém, não havia disponibilidade no mercado da versão de 1,5 W de potência, apenas de 1 W. Por isso, utilizaram-se dois resistores em paralelo, a fim de não extrapolar os limites de potência informados pelo fabricante, garantindo a integridade dos componentes.

Esta série de resistores faz uso da conexão Kelvin, composta por quatro terminais de conexão, conforme apresentado na Figura 3.6. Dois terminais são utilizados para a circulação de corrente pelo componente, enquanto que os outros dois são responsáveis por medir a queda de tensão diretamente no material resistivo, eliminando possíveis erros de medição devido às quedas de tensões nos terminais, visto que não há corrente fluindo nos terminais de medição (*Vishay Foil Resistors*[®], 2015).

Então, a partir dos princípios da Lei de Ohm, medindo-se a tensão de uma resistência estável e conhecida, é possível se determinar a corrente que circula pelo componente, ou seja, a tensão de saída nos terminais do resistor *shunt* é proporcional à corrente nos terminais de entrada do mesmo.

Figura 3.6 - Resistor *shunt* VCS101.



Fonte: Adaptado de: (Vishay Foil Resistors, 2015, p. 1 e 2)

Na prática, utilizaram-se dois resistores *shunt* VCS101 de 100 m Ω , tolerância de 0,1% e potência de 1 W, associados em paralelo, totalizando uma resistência de 50 m Ω . A corrente

máxima de entrada, proveniente do secundário do TC, considerando um fator de segurança de 20%, é dada por:

$$I_{in.máx} = 5 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,2 = 8,4853 \cong 8,5 \text{ A}_{pico}$$

De acordo com a Lei de Ohm, a tensão nos resistores é dada pela equação abaixo:

$$V_{sh} = I_{in.máx} \cdot (R_{sh1} // R_{sh2}) = 8,5 \text{ A} \cdot 0,05 \Omega = 425 \text{ mV} \quad (3.7)$$

Pode-se confirmar, então, que a potência máxima especificada pelo fabricante é respeitada:

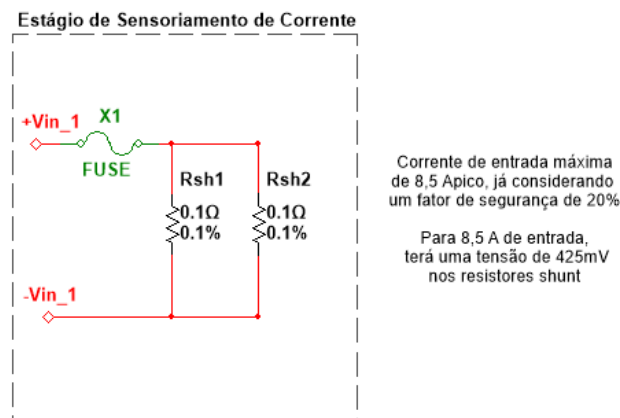
$$P = \frac{V^2}{R_{sh}} = \frac{\left(\frac{0,425}{\sqrt{2}}\right)^2}{0,1} = 903,13 \text{ mW}$$

Ou ainda, calculando-se a partir da corrente que circula por cada resistor – metade da corrente de entrada, visto que as resistências em paralelo são iguais:

$$P = R_{sh} \cdot I^2 = 0,100 \cdot (2,5 \cdot 1,2)^2 = 900 \text{ mW}$$

Pode-se notar que há uma pequena discrepância entre as potências calculadas, devido ao arredondamento da corrente máxima, utilizada no cálculo da tensão V_{sh} . Vale ressaltar, também, que caso fosse utilizado apenas um resistor *shunt*, ao invés dos dois em paralelo, a potência dissipada seria de 3,6 W (quatro vezes maior), ultrapassando os limites recomendados. O primeiro estágio, referente ao sensoriamento de corrente, é apresentado na Figura 3.7:

Figura 3.7 - Estágio de sensoriamento de corrente

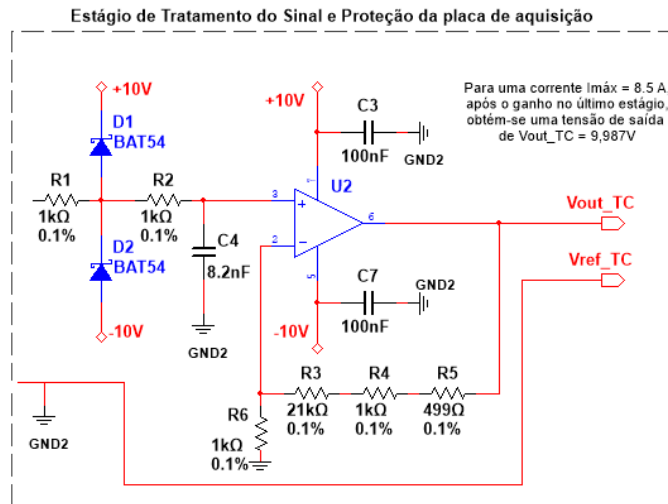


Fonte: Autoria própria

O segundo estágio, de isolamento, é idêntico ao utilizado no circuito de condicionamento de tensão (Figura 3.3), dispensando nova abordagem neste item. Porém, simultaneamente ao estágio de proteção, há a amplificação do sinal, através do amplificador de

isolamento OPA192. O último estágio do circuito de condicionamento de corrente é apresentado na Figura 3.8 abaixo:

Figura 3.8 - Estágio de proteção e tratamento do sinal do circuito de condicionamento de corrente.



Fonte: Autoria própria

Assim, além da técnica de proteção, já discutida na seção anterior, o último estágio é responsável por amplificar o sinal a valores adequados à entrada do A/D, além de eliminar ruídos através de um processo de filtragem. Para obtenção do ganho, empregou-se o amplificador *rail-to-rail* na configuração amplificador não-inversor, cujo ganho é dado pela equação 2.18 (Seção 2.6.1.2), amplificando o sinal sem inversão de fase na saída.

Definindo o valor de um resistor, pode-se calcular o valor do segundo, para a tensão de saída desejada de 10 V_{pico}, conforme demonstrado abaixo:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

Para $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $v_o = 10 \text{ V}$ e $v_i = 425 \text{ mV}$ (visto que não há amplificação no estágio de isolamento), obtém-se o valor do resistor da malha de realimentação:

$$10 = \left(1 + \frac{R_f}{1000}\right) 0,425$$

$$R_f = \left(\frac{10}{0,425} - 1\right) 1000 = 22,529 \text{ k}\Omega$$

Assim, a partir dos valores de resistores disponíveis, definiu-se $R_f = 22,499 \text{ k}\Omega$ (associando resistores de 21 kΩ, 1 kΩ e 499 Ω em série), obtendo uma saída de 9,987 V, próxima à faixa de entrada de 10 V desejada.

O dimensionamento do filtro passa-baixas segue o mesmo princípio utilizado no circuito de condicionamento de tensão. Porém, neste caso, implementou-se o filtro na entrada do amplificador *rail-to-rail*. Portanto, a partir da função de transferência do sistema, pode-se determinar o valor da capacitância adequada:

$$V_{out} = V_{in} \cdot \frac{1/sC}{\frac{1}{sC} + R} \cdot \frac{s/R}{s/R}$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{RC} \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{RC}} \quad (3.8)$$

Comparando a equação 3.8 com a função de transferência padrão, de circuitos de 1ª ordem (Equação 3.5), pode-se constatar que:

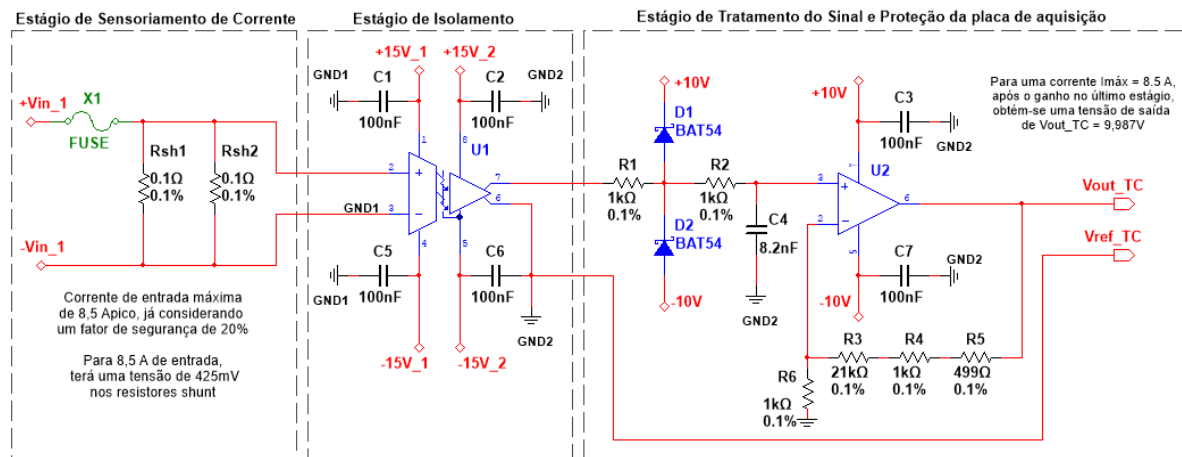
$$\omega_c = \frac{1}{RC}, \text{ onde } R = 2k\Omega$$

Logo:

$$C = \frac{1}{\omega_c \cdot R} = \frac{1}{(0,5 \cdot 20k\text{Hz} \cdot 2\pi) \cdot 2k\Omega} = 7,958 \text{ nF}$$

Adotou-se um capacitor de 8,2 nF, o valor comercial disponível mais próximo da capacitância calculada. O circuito completo de condicionamento de sinais de corrente é representado pelo esquemático da Figura 3.9, abaixo:

Figura 3.9 - Circuito de condicionamento de sinais de corrente.



Fonte: Autoria própria

3.4 FONTE DE ALIMENTAÇÃO

Projetou-se a fonte de alimentação CC para alimentar com -15 V e +15 V os terminais de entrada de seis amplificadores de isolamento, além de alimentar, isoladamente das demais, os terminais de saída destes amplificadores, com -15 V e +15 V, e os amplificadores *rail-to-rail* e diodos Schottkys utilizados na proteção do A/D, com -10 V e +10 V. Para isto, foi necessária a confecção de duas placas, uma contendo seis circuitos de alimentação, chamada de fonte primária, e outra contendo um circuito de alimentação para os estágios já isolados das placas de condicionamento, chamada de fonte secundária.

Basicamente, as fontes são compostas por quatro estágios: rebaixamento da tensão da rede, retificação e filtragem do sinal e regulação de tensão de saída. Projetou-se a fonte, estipulando uma tensão de entrada de 220 Vrms, conectada, inicialmente, a dispositivos de proteção, como fusível, varistor e termistor, comuns aos sete circuitos. Após este processo de proteção contra surtos, alimentam-se os barramentos de entrada dos circuitos de alimentação por meio de *jumpers*.

O rebaixamento da tensão da rede foi obtido por meio de transformadores. Utilizaram-se transformadores rebaixadores, de 220 V para ± 18 V, com corrente nominal de 300 mA para os circuitos da fonte primária (que alimentam, cada um, apenas um amplificador de isolamento) e com corrente nominal de 500 mA para a fonte secundária (que alimenta todos os dispositivos dos estágios de sinal já isolado das placas de condicionamento). Os transformadores selecionados possuem enrolamento primário para duas tensões, 127 V ou 220 V, e enrolamento secundário com *tap* central.

Após a conversão da tensão de entrada para níveis mais baixos, próximos dos valores de saída desejados, deve-se retificar os sinais. Para isto, foi utilizada uma configuração ponte, com quatro diodos modelo N4148. Com o intuito de reduzir o *ripple* e filtrar ruídos, utilizaram-se capacitores de filtragem e, também, capacitores de desacoplamento.

Por fim, para prover a regulação e grampeamento da tensão de saída, fez-se uso de reguladores de tensão positiva e negativa. Foram utilizados os reguladores de tensão positiva LM7815 e LM7810, com tensões de saída de +15 V e +10 V, respectivamente, enquanto que para regulação de tensão negativa utilizaram-se os reguladores LM7915 e LM7910, cujas tensões de saída são -15 V e -10 V.

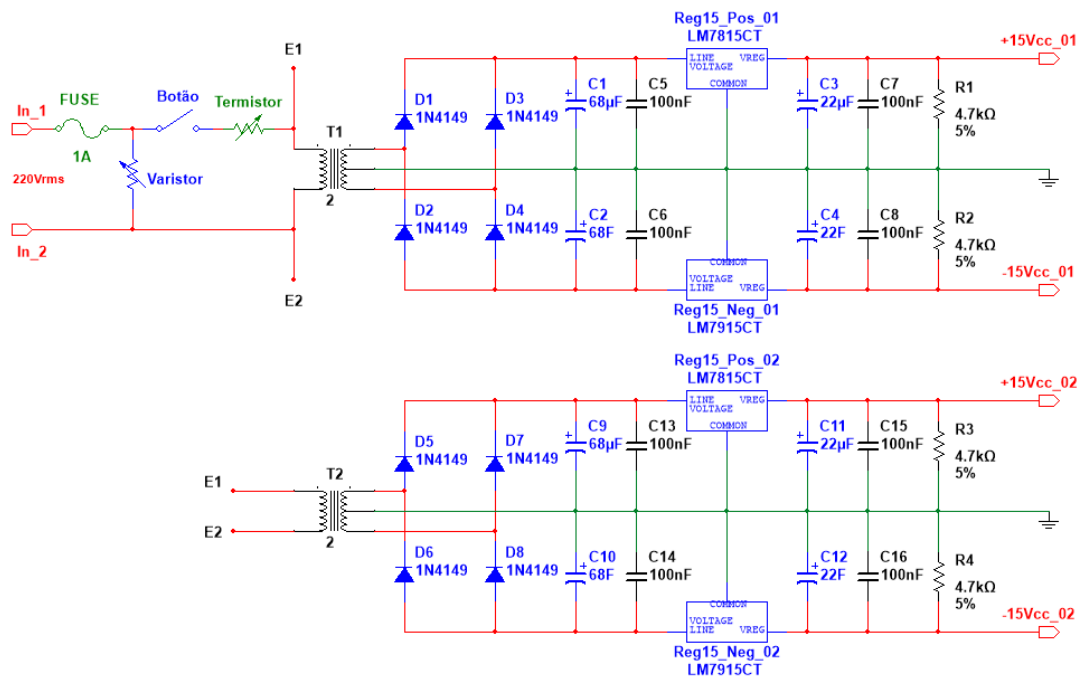
Para melhor apresentar e organizar os cálculos e esquemáticos dos circuitos, as fontes primária e secundária serão abordadas separadamente, a seguir.

3.4.1 Fonte primária

Nesta fonte, estão presentes o fusível, o varistor e o termistor, além de um conector de entrada, que são comuns aos sete circuitos de alimentação. O fusível é responsável por proteger o circuito contra correntes elevadas (utilizou-se um fusível de 1A), como, por exemplo, em casos de curto-circuitos. O varistor, que possui resistência elétrica inversamente proporcional à tensão aplicada, é disposto de tal forma que, em casos de sobretensões, sua resistência diminui a ponto de conduzir a corrente da fase para o neutro. A fim de reduzir o pico de corrente na partida do circuito, utilizou-se um termistor NTC (*Negative Temperature Coeficient*), que tem sua resistência elétrica diminuída com o aumento de temperatura – decorrente da circulação de corrente.

A entrada dos transformadores dos sete circuitos (inclusive da fonte secundária) é conectada ao circuito de entrada e proteção, representada pelos pontos “E1” e “E2” da Figura 3.10. Nesta figura, estão apresentados apenas dois circuitos da fonte primária, pois os quatro restantes são idênticos ao segundo circuito, conectados, igualmente, aos pontos “E1” e “E2”.

Figura 3.10 - Esquemático da Fonte Primária de alimentação.



Fonte: Autoria própria

Optou-se por transformadores com tensão secundária ligeiramente superior à tensão de alimentação desejada (18 Vrms para tensão de saída de 15 V em CC). Os transformadores foram dimensionados para a potência consumida na entrada do amplificador de isolamento. Da mesma forma, os capacitores de filtro foram dimensionados para esta potência de carga e não para a potência máxima do transformador. De acordo com o *datasheet* fornecido pelo fabricante, a corrente quiescente de alimentação máxima é de 7 mA e a corrente de *drive*, da saída, é de 15 mA. Portanto, a potência pode ser estimada por:

$$P = V \cdot I = 15 \cdot 15 \text{ mA} = 225 \text{ mW}$$

Assim, utilizou-se um transformador de 18 V de tensão nominal e 300 mA de corrente nominal (potência de 5,4 W), superdimensionado para contornar possíveis problemas de regulação de tensão. Em função dessa potência calculada, pôde-se dimensionar os capacitores, como apresentado a seguir:

$$C_1 = C_2 = \frac{P_{out}}{f(V_{m\acute{a}x}^2 - V_{m\acute{i}n}^2)}$$

Considerou-se um valor de *ripple* de 5%, o que implica em uma tensão mínima 5% menor que a tensão máxima. Assim, os valores de tensão máxima e mínima, de pico, são dados por:

$$V_{m\acute{a}x} = 18\sqrt{2} \quad e \quad V_{m\acute{i}n} = 0,95 \cdot 18\sqrt{2}$$

Logo, para uma frequência de 60Hz, correspondente à rede elétrica brasileira, obtém-se que:

$$C_1 = C_2 = \frac{225 \text{ mW}}{60(V_{m\acute{a}x}^2 - V_{m\acute{i}n}^2)} = 59,354 \mu\text{F}$$

$$C_3 = C_4 = 0,25 \cdot C_1 = 14,839 \mu\text{F}$$

Em virtude dos valores comerciais disponíveis, optou-se pela utilização de capacitores eletrolíticos de 68 μ F e 22 μ F, para os capacitores C_1 e C_3 , respectivamente. Adicionou-se, no final de cada circuito (positivo e negativo), um resistor de carga 4,7k Ω a fim de obter-se uma carga mínima, melhorando a regulação.

3.4.2 Fonte secundária

A fonte secundária segue o mesmo princípio de funcionamento da fonte primária. A tensão de entrada é rebaixada, através de um transformador, para 18V, e retificada por uma ponte de diodos. O que realmente difere a fonte secundária da fonte primária é a potência e os

níveis de tensão de alimentação das cargas. Neste caso, são mais amplificadores a serem alimentados e, adicionalmente, há a necessidade de alimentar os amplificadores *rail-to-rail* com ± 10 V, implicando na utilização de reguladores de tensão desta faixa de tensão.

Neste caso, a potência consumida é referente a seis AmpOps de isolamento e seis AmpOps rail-to-rail, modelo OPA192, cuja corrente quiescente de alimentação máxima é de 1,5 mA. De forma análoga à seção anterior, calculou-se a potência estimada da carga:

$$P = V \cdot I = 6.15.15m + 6.10.1,5m = 1,44 W$$

Utilizou-se um transformador de 18 V de tensão nominal e 500 mA de corrente nominal (potência de 9 W para alimentar todos os CIs dos estágios isolados de condicionamento de sinais. Em função dessa potência calculada e do fator de *ripple* estipulado, dimensionou-se o valor dos capacitores:

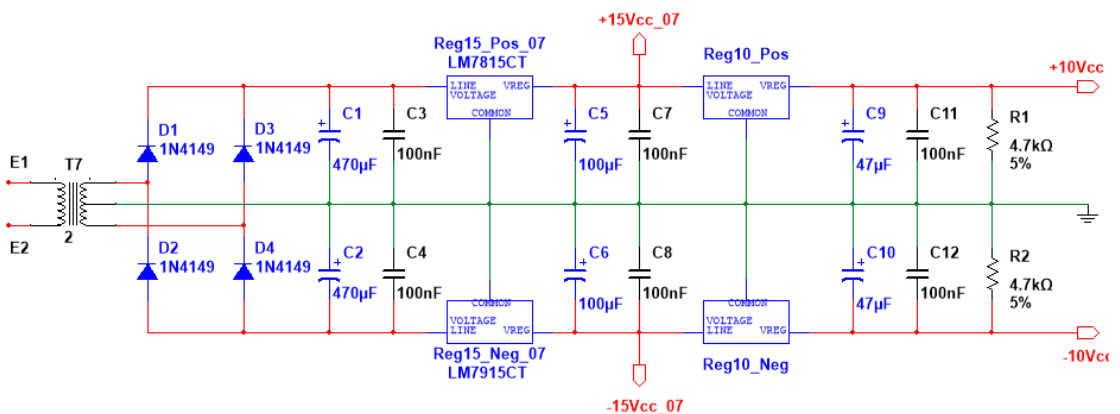
$$C_1 = C_2 = \frac{1,44W}{60(V_{máx}^2 - V_{mín}^2)} = 379,87 \mu F$$

$$C_5 = C_6 = 0,25 \cdot C_1 = 94,967 \mu F$$

$$C_9 = C_{10} = 0,125 \cdot C_1 = 47,483 \mu F$$

Em virtude dos valores comerciais disponíveis, optou-se pela utilização de capacitores eletrolíticos de 470 μF , 100 μF e 47 μF , para os capacitores C_1 , C_5 e C_9 , respectivamente. Novamente, adicionou-se no final de cada circuito (positivo e negativo) um resistor de carga 4,7 k Ω . O esquemático da fonte secundária é apresentado abaixo:

Figura 3.11 - Esquemático da Fonte Secundária de alimentação.



Fonte: Autoria própria

3.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

3.5.1 Dimensionamento e *layouts* das placas

Utilizou-se o *software* Eagle PCB Design, para desenvolver as placas de circuito impresso. Basicamente, o *software* possui três janelas principais: Painel de Controle (*Control Panel*), Esquemático (*Schematic*) e Placa (*Board*). O esquemático e a janela de edição das placas são interligados e dependem um do outro. As formas e dimensões dos componentes (*footprints*), por exemplo, são importadas automaticamente para o modo de edição, porém, a organização e disposição dos componentes na placa são manuais. Cada componente adicionado ou mudança realizada no esquemático, por exemplo, implica nas mesmas alterações no *layout* da placa.

De forma geral, para a criação dos *layouts* das placas, seguiram-se alguns passos. Inicialmente, montou-se o esquemático a partir dos componentes e circuitos pré-definidos. Neste passo, selecionaram-se os componentes na biblioteca do Eagle de acordo com modelo, especificação ou dimensões. Para os casos em que os componentes não estão inclusos na biblioteca, foi necessária a criação dos mesmos, também pelo *software* Eagle.

Após a finalização do esquemático, com os componentes e ligações devidamente alocados, partiu-se para a organização do *layout*. Após definir as dimensões da placa, organizou-se, superficialmente, a disposição desejada dos componentes na placa. O último passo consiste em fazer as ligações, pré-definidas no esquemático, por meio de trilhas e, quando necessário, vias e furos na placa. Na maioria das vezes, a pré-disposição dos componentes acaba sendo alterada para reduzir espaço ou aprimorar o *design* das trilhas na placa.

Adotaram-se algumas premissas e critérios gerais para a elaboração do *layout* das PCIs. No que tange às trilhas de cobre, definiu-se efetuar roteamento manual das trilhas, com largura mínima de 1 mm. Nas placas de condicionamento de sinal, preocupou-se em respeitar a barreira de isolamento do amplificador de isolamento, dividindo-se, praticamente, as placas em estágios de sinal não-isolado e de sinal isolado. Inclusive, devido à necessidade de fontes de alimentação isoladas, criaram-se dois planos de terra, referentes à entrada (GND1) e à saída (GND2).

Na prática, desenvolveram-se quatro PCIs: placa de condicionamento de tensão, placa de condicionamento de corrente, fonte de alimentação para o estágio não-isolado (referente à entrada dos amplificadores de isolamento, a qual denominou-se primária) e fonte de alimentação para o estágio isolado (referente à saída do amplificador de isolamento, a qual

denominou-se secundária). As placas de condicionamento possuem três canais cada uma. A fonte primária é composta por seis circuitos de alimentação, um para cada amplificador de isolamento da UCS, e a fonte secundária por um circuito de alimentação, responsável por fornecer as tensões adequadas às saídas de todos os amplificadores de isolamento e para os amplificadores *rail-to-rail*.

Tabela 3.7 - Dimensões e número de canais das placas projetadas

<i>Placa</i>	<i>Nº de canais/circuitos</i>	<i>Dimensões (LxC)</i>
Condicionamento de tensão	3	10 cm x 8 cm
Condicionamento de corrente	3	10 cm x 8 cm
Fonte primária	6	19 cm x 14 cm
Fonte secundária	1	9 cm x 8 cm

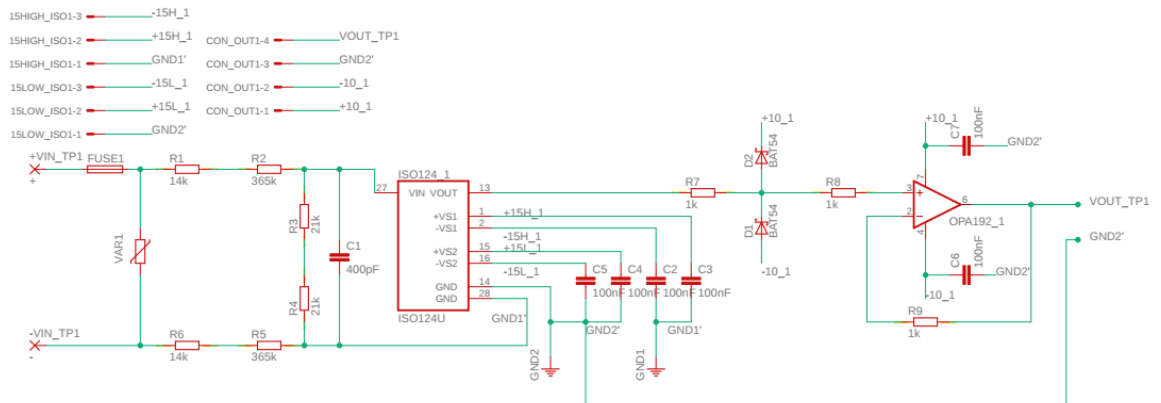
Fonte: Autoria própria

As dimensões finais das placas projetadas são descritas na Tabela 3.7, acima. Após vários testes e tentativas de layout, definiram-se os layouts finais. Inicialmente, estipulou-se a dimensão máxima de 10 cm x 8 cm para as placas, referentes à versão *Free* do Eagle, mas, posteriormente, utilizou-se a versão *Student* (sem limitações do software) e projetaram-se placas de até 19 cm x 14 cm. Por conveniência e organização, abordar-se-ão, separadamente, o *layout* de cada PCI.

3.5.1.1 Placa de condicionamento de tensão

Na Figura 3.12 abaixo, apresenta-se o esquemático elaborado no Eagle.

Figura 3.12 - Esquemático, do Eagle, da placa de condicionamento de tensão.

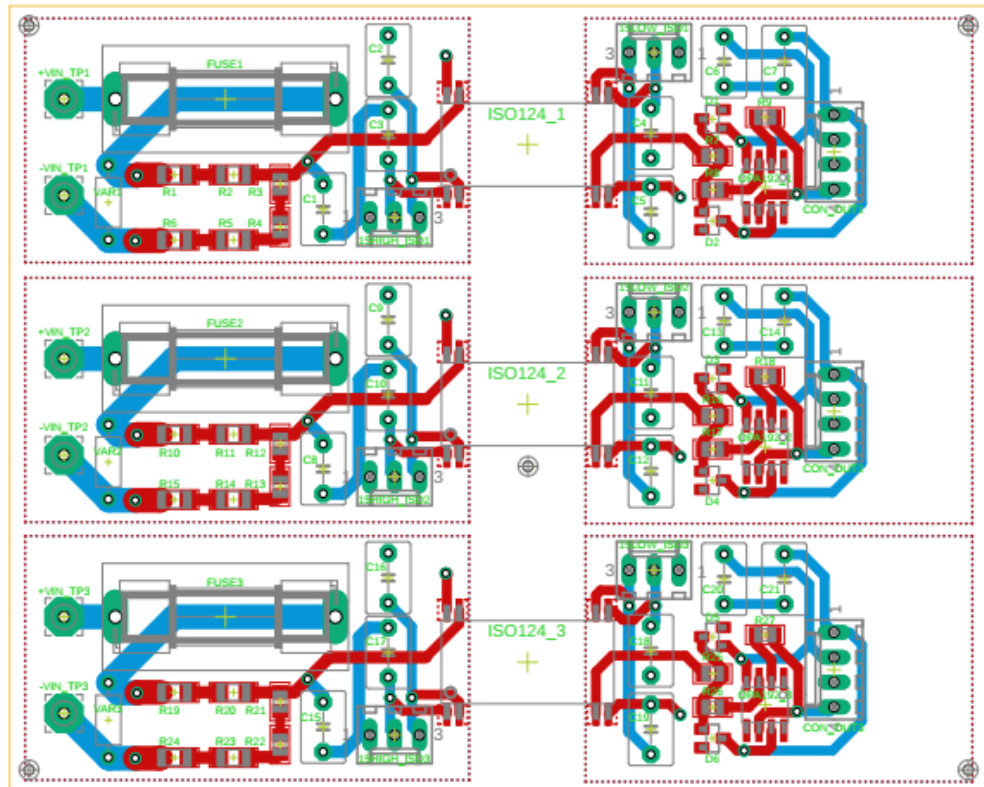


Fonte: Autoria própria

A partir deste esquemático, desenvolveu-se o *layout* da PCI, apresentado nas figuras a seguir. Nas figuras, as trilhas em azul correspondem à *layer bottom* (parte inferior) e as trilhas em vermelho à *layer top* (parte superior da placa). Além disso, os polígonos pontilhados representam as delimitações dos planos de terra, tanto do *bottom* quanto do *top*.

Pode-se observar que os dispositivos responsáveis pela aquisição de dados, correspondentes aos estágios de sensoriamento de tensão e isolamento, foram posicionados à esquerda, isolados do restante do circuito (inclusive há remoção de cobre no meio da placa, respeitando a barreira de isolamento do amplificador de isolamento).

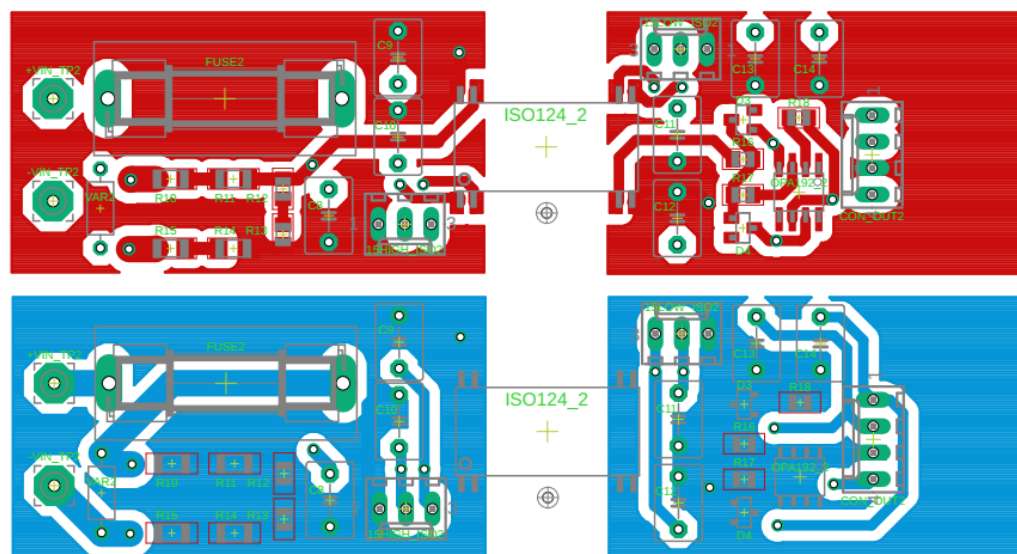
Figura 3.13 - *Layout* final da placa de condicionamento de tensão.



Fonte: Autoria própria

Com o intuito de proporcionar uma melhor visualização dos planos de terra, apresenta-se na Figura 3.14 um canal da placa de condicionamento de tensão.

Figura 3.14 - Vista superior de um canal da placa de condicionamento de tensão (*top e bottom*)

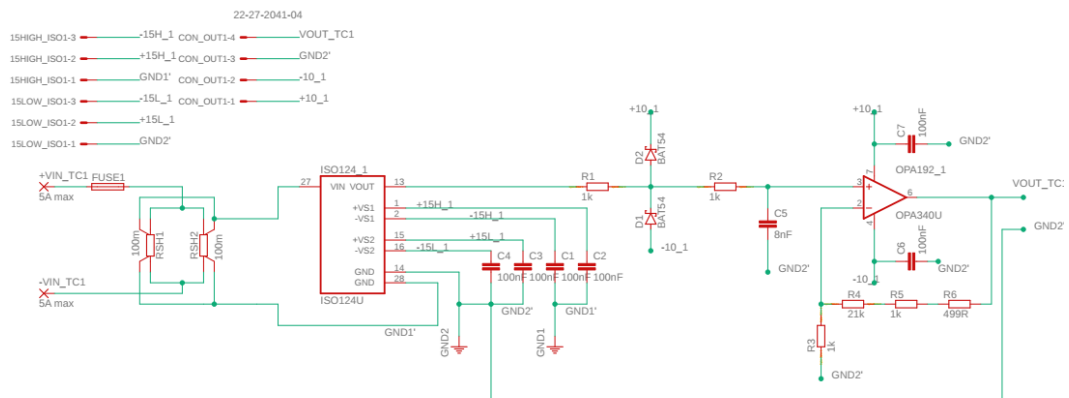


Fonte: Autoria própria

3.5.1.2 Placa de condicionamento de corrente

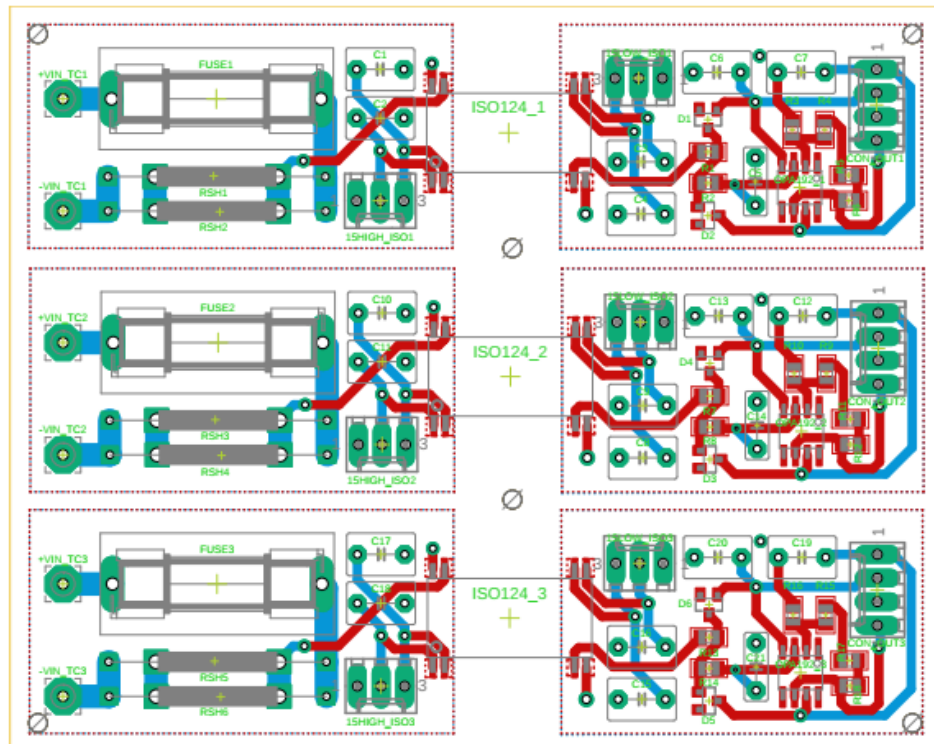
A seguir, identicamente à seção anterior, serão apresentados o esquemático, o *layout* final e a vista superior da placa de condicionamento de corrente. A organização e disposição dos componentes seguem os mesmos princípios da placa de condicionamento de tensão.

Figura 3.15 - Esquemático, do Eagle, da placa de condicionamento de corrente.



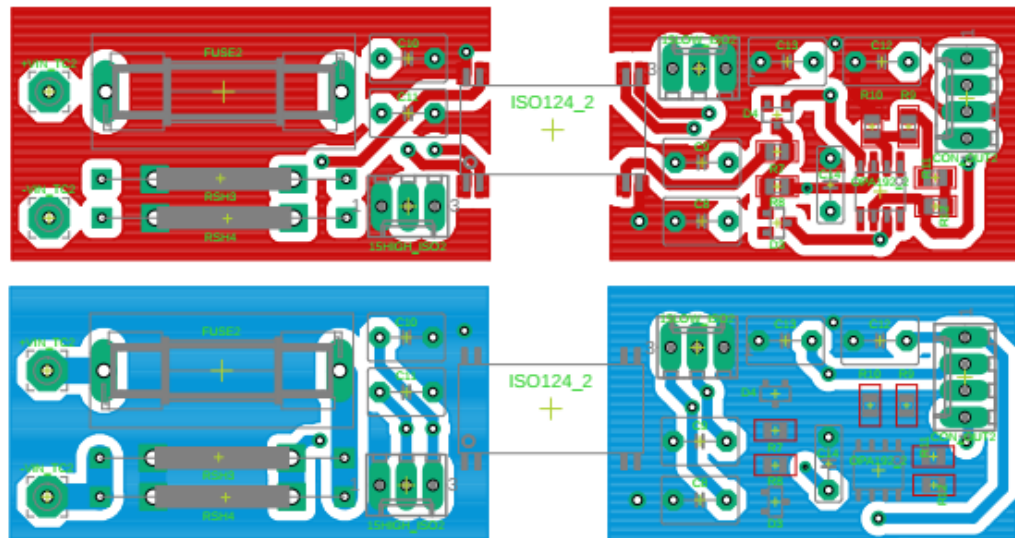
Fonte: Autoria própria

Figura 3.16 - *Layout* final da placa de condicionamento de corrente.



Fonte: Autoria própria

Figura 3.17 - Vista superior de um canal da placa de condicionamento de corrente (*top* e *bottom*).

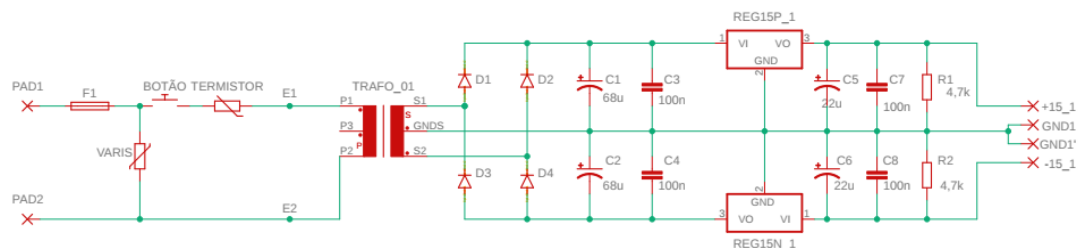


Fonte: Autoria própria

3.5.1.3 Fonte primária de alimentação

A fonte primária, devido aos seis transformadores que a compõem, possui as maiores dimensões dentre as PCIs projetadas. Abaixo é apresentado um esquemático elaborado no Eagle, referente a um circuito de alimentação.

Figura 3.18 - Esquemático, do Eagle, da fonte primária de alimentação.

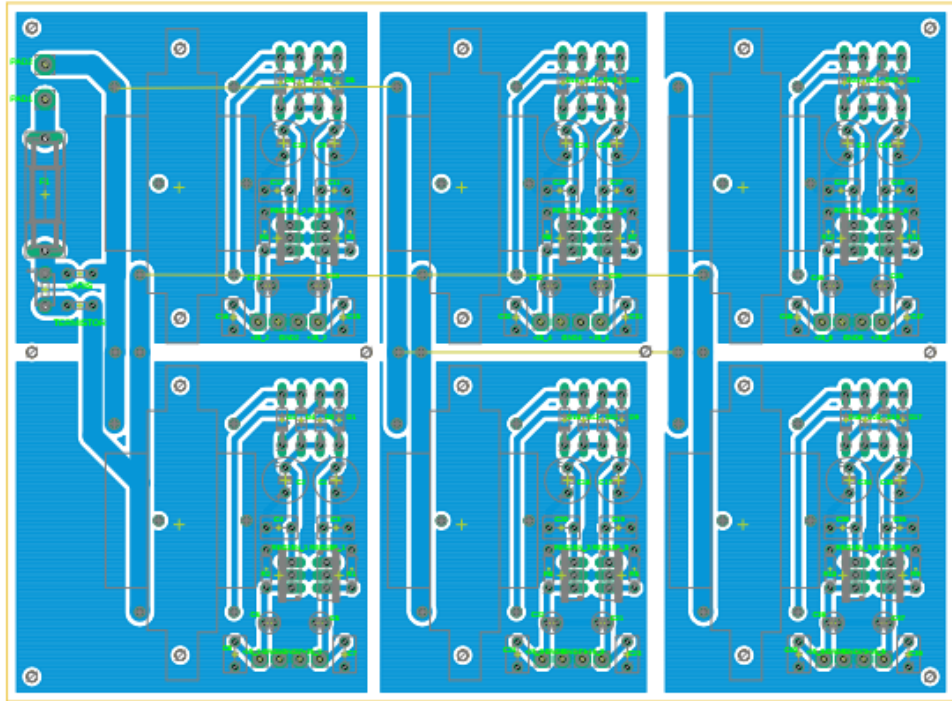


Fonte: Autoria primária

É importante ressaltar que, no esquemático acima, apresenta-se o circuito de proteção, que é comum aos outros cinco circuitos desta fonte e, também, ao circuito da fonte secundária. A Figura 3.19 apresenta a vista superior do *layout* final da fonte primária. Pode-se notar que,

como não possui componentes SMD, utilizou-se apenas a camada inferior (*bottom*) para trilhas, alocando-se os componentes na parte superior (*top*).

Figura 3.19 - *Layout* final da fonte primária de alimentação.

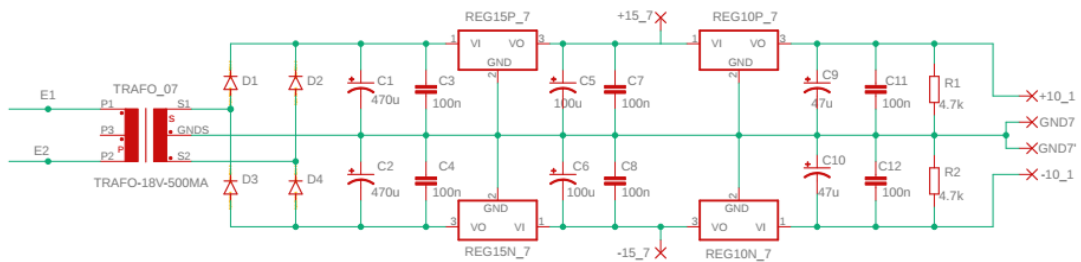


Fonte: Autoria própria

3.5.1.4 Fonte secundária de alimentação

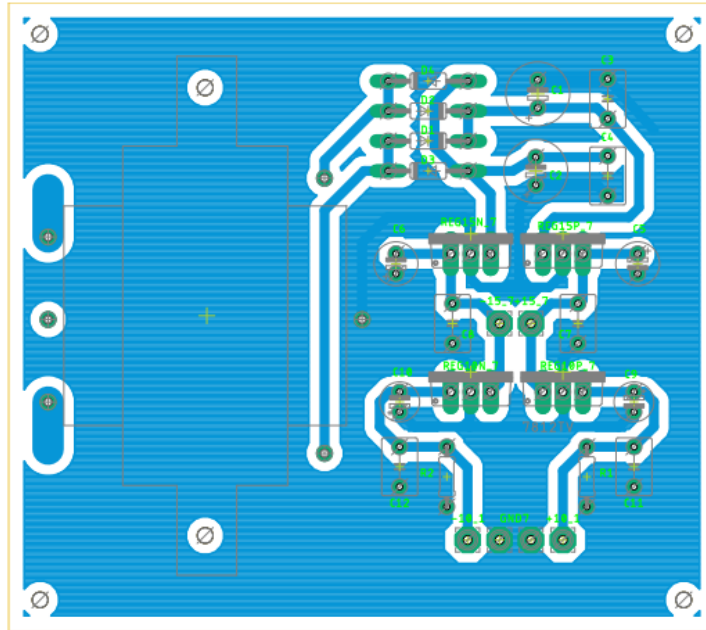
A fonte secundária não possui circuito de proteção, conforme apresentado no esquemático da figura, exigindo a conexão entre os terminais de entrada e os barramentos de alimentação da fonte primária, por meio de fios. A seguir, o esquemático e *layout* final da PCI.

Figura 3.20 - *Layout*, do Eagle, da fonte secundária de alimentação.



Fonte: Autoria própria

Figura 3.21 - *Layout* final da fonte secundária de alimentação.



Fonte: Autoria própria

3.5.2 Simulações

A fim de identificar possíveis erros de projeto e validar os circuitos de condicionamento, realizaram-se simulações dos mesmos, antes de realizar os testes práticos. Tais simulações são úteis para testar os filtros projetados, além de permitir a visualização da tensão de saída para diferentes sinais de entrada.

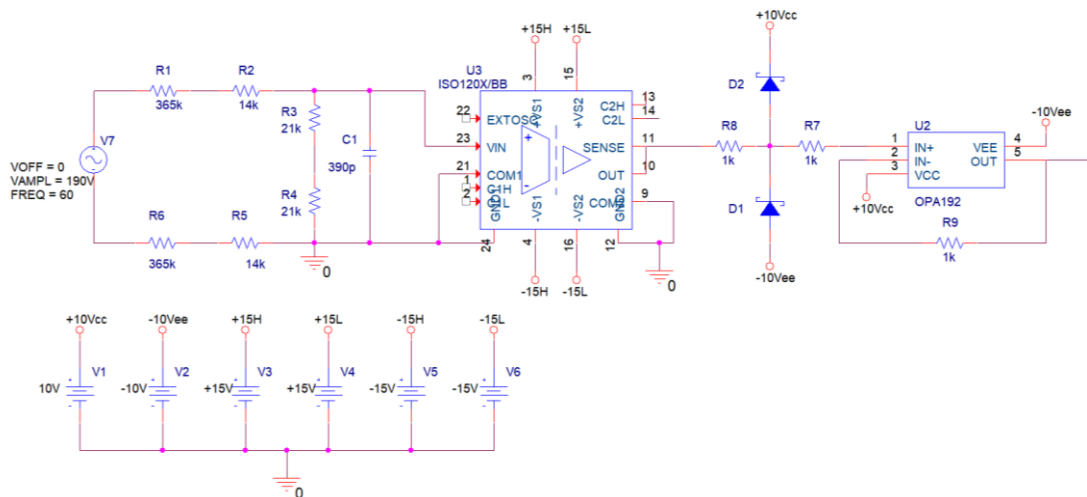
As simulações foram realizadas com o *software* OrCAD, versão 17.2 *trial*, utilizando, especificamente, as ferramentas OrCAD Capture para a montagem dos esquemáticos e OrCAD PSpice para a simulação. De maneira geral, realizaram-se simulações para observar o comportamento geral do circuito, analisando-se o ganho, operação dos filtros e dos circuitos de proteção.

Antes da simulação, buscou-se encontrar todos os componentes nas bibliotecas do próprio OrCAD e, em caso de insucesso, buscar o modelo *spice* nos sites dos fabricantes. Para o amplificador *rail-to-rail* OPA192 foi necessário importar o modelo, fornecido pela própria fabricante, enquanto que se utilizou o modelo do amplificador de isolamento ISO120X, para o amplificador ISO124, utilizado na prática.

3.5.2.1 Circuito de condicionamento de tensão

O primeiro passo foi realizar a montagem do esquemático, apresentado na Figura 3.22, com a ferramenta OrCAD Capture. Neste esquemático, suprimiram-se os capacitores de desacoplamento, irrelevantes para as simulações.

Figura 3.22 - Esquemático de simulação do circuito de condicionamento de tensão.



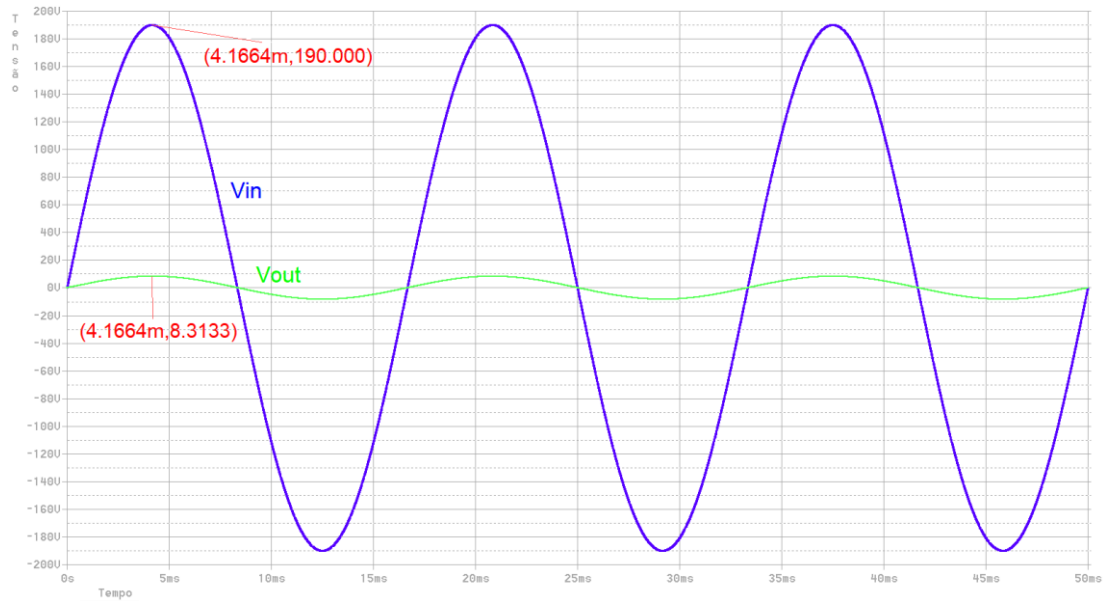
Fonte: Autoria própria

Então, verificou-se o sinal de saída para uma tensão de entrada CC, utilizando um perfil de simulação *Bias Point*, que analisa apenas níveis CC. A partir desta simulação, pode-se observar a correspondência dos valores simulados e dos calculados anteriormente e, então, partiu-se para uma simulação no domínio do tempo, com um sinal de entrada de 190 V de amplitude e frequência de 60 Hz, conforme apresentado na Figura 3.22.

Para verificar a relação entre sinal de entrada e saída, colocou-se uma ponteira diferencial de tensão nos terminais da fonte de tensão de entrada (V7) e outra entre o terminal de saída (OUT) do AmpOp OPA192 e o sinal de aterramento (único para todo circuito, nesta simulação).

A Figura 3.23 apresenta os sinais de entrada e saída, para uma simulação com tempo de 50 ms e passo de 1 μ s. Pode-se observar que, no instante de tempo de 4,1664 ms, para 190 V de pico, obtém-se 8,3133 V de pico na saída. Comparando com o valor teórico calculado, de 8,3196V, há uma leve discrepância de, aproximadamente, 6 mV, que corresponde a uma adição de *offset* produzida pelo amplificador de isolamento e simulada pelo OrCAD PSpice.

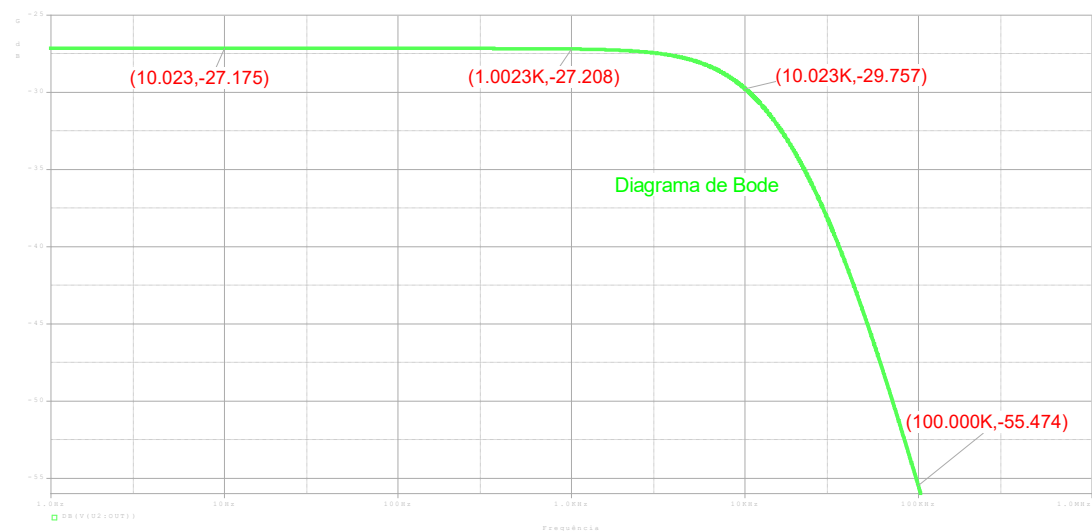
Figura 3.23 - Simulação Entrada/Saída do circuito de condicionamento de tensão.



Fonte: Autoria própria

Em seguida, realizou-se uma análise do circuito no domínio da frequência, fazendo uso do perfil de simulação *AC Sweep/Noise*, plotando o Diagrama de Bode para frequências de 1 Hz a 1 MHz, com 1000 pontos por década. Para isto, adicionou-se uma fonte AC genérica de 1V na entrada e uma ponteira de medição de magnitude de tensão, em dB, na saída do circuito. Desta forma, obteve-se o gráfico da Figura 3.24, o qual apresenta o ganho da tensão de saída no eixo vertical, em dB, e a frequência, em Hz, no eixo horizontal.

Figura 3.24 - Diagrama de Bode do circuito de condicionamento de tensão.



Fonte: Autoria própria

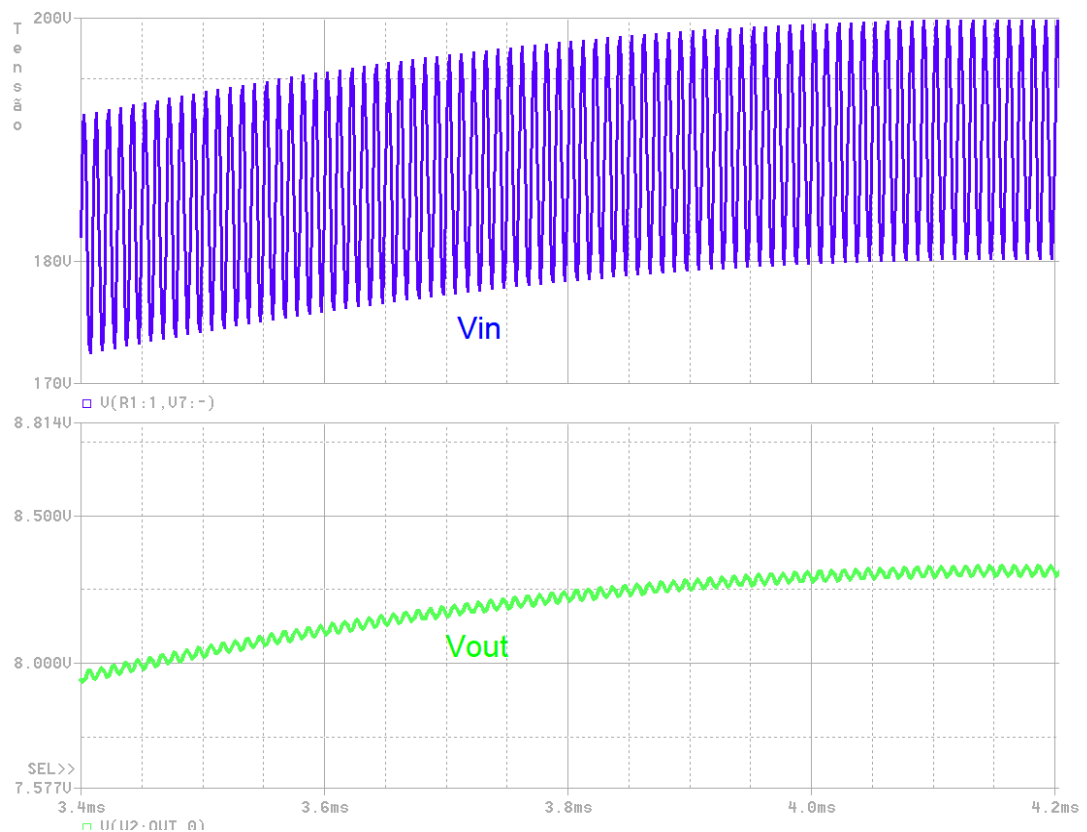
A partir do gráfico, pode-se notar que o ganho é negativo, visto que corresponde a uma atenuação de sinal e permanece praticamente constante até a frequência de 1kHz. A partir da frequência de corte, de 10 kHz, o ganho passa a diminuir com 20 dB/dec. Também é importante comprovar que o ganho, apresentado em dB, corresponde aos valores teóricos pressupostos, a partir da equação abaixo:

$$G_v [dB] = 20 \cdot \log_{10} \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (3.9)$$

Para a tensão máxima de entrada de 190V, obtém-se, teoricamente, na saída 8,3196V, resultando em um ganho de -27,173 dB, praticamente igual ao ganho obtido na simulação.

Além disso, realizou-se uma simulação para testar a filtragem de ruídos, adicionando uma fonte de tensão de 10 V de amplitude e frequência de 100 kHz, em série com a fonte utilizada inicialmente, de 190 V de amplitude e frequência de 60 Hz. Mediu-se, então, o sinal de entrada e de saída, para compará-los e analisá-los. A fim de facilitar a visualização, gerou-se um gráfico apenas do intervalo de 3,4 ms a 4,2 ms, mostrando a atenuação de grande parte do ruído adicionado na entrada (Figura 3.25):

Figura 3.25 - Simulação de ruído no circuito de condicionamento de tensão.

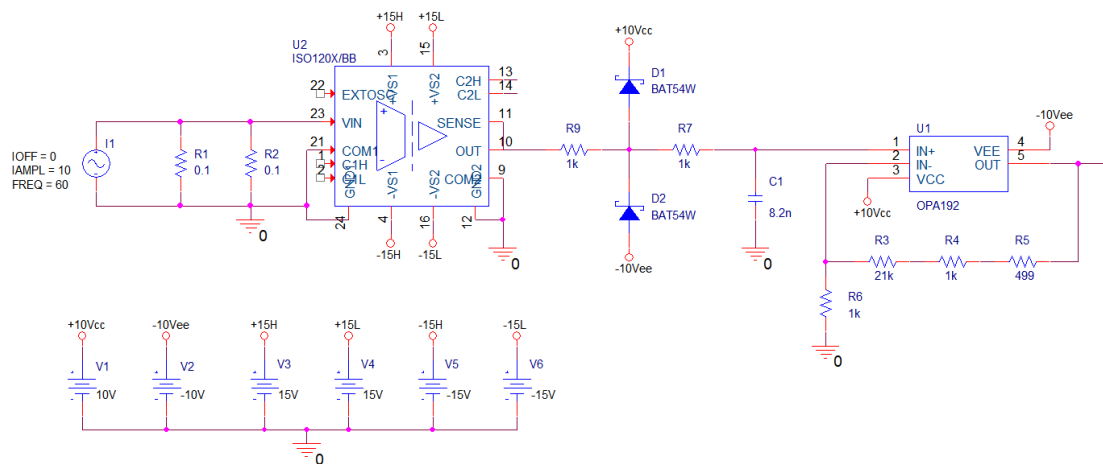


Fonte: Autoria própria

3.5.2.2 Circuito de condicionamento de corrente

Realizou-se, novamente, a montagem do esquemático, apresentado na Figura 3.22, com a ferramenta OrCAD Capture, suprimindo-se os capacitores de desacoplamento, irrelevantes para as simulações. Nesta primeira etapa, analisaram-se as tensões CC de todo o circuito, para uma corrente de entrada de 8,5 A, utilizando o perfil de simulação *Bias Point*, e pode-se verificar a correspondência com os valores teóricos pressupostos.

Figura 3.26 - Esquemático de simulação do circuito de condicionamento de corrente.

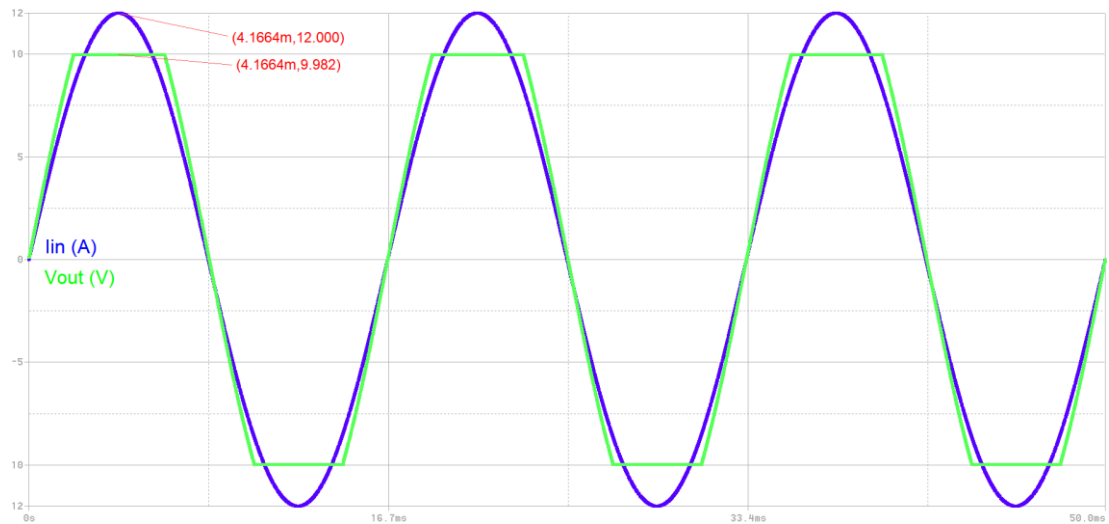


Fonte: Autoria própria

A corrente máxima de entrada deste circuito, como já abordado anteriormente, é de 8,5 A de pico. Porém, nesta simulação, no domínio do tempo, utilizou-se uma fonte de corrente na entrada de 10 A e frequência de 60 Hz, afim de observar a atuação do circuito de proteção. Para correntes acima de 8,5 A, o circuito de proteção deve atuar, grampeando a saída em 10 V. Adicionando uma ponteira de medição de corrente na entrada e outra ponteira de tensão na saída, gerou-se o gráfico da Figura 3.27 abaixo, que apresenta um mapeamento das entradas e saídas do circuito.

A partir do gráfico de mapeamento das entradas e saídas, pode-se constatar que o circuito opera perfeitamente, visto que o sinal de saída se excursiona na faixa desejada, de -10 V a +10 V. Para correntes maiores que 8,5 A e menores que -8,5 A (mais negativas), o circuito de proteção passa a atuar, limitando a tensão de saída em, no máximo ± 10 V. Efetuou-se a simulação para um tempo de 50 ms e passo de $1\mu\text{s}$, e assinalaram-se os valores de pico em vermelho, correspondentes ao instante de tempo de 4,1664 ms.

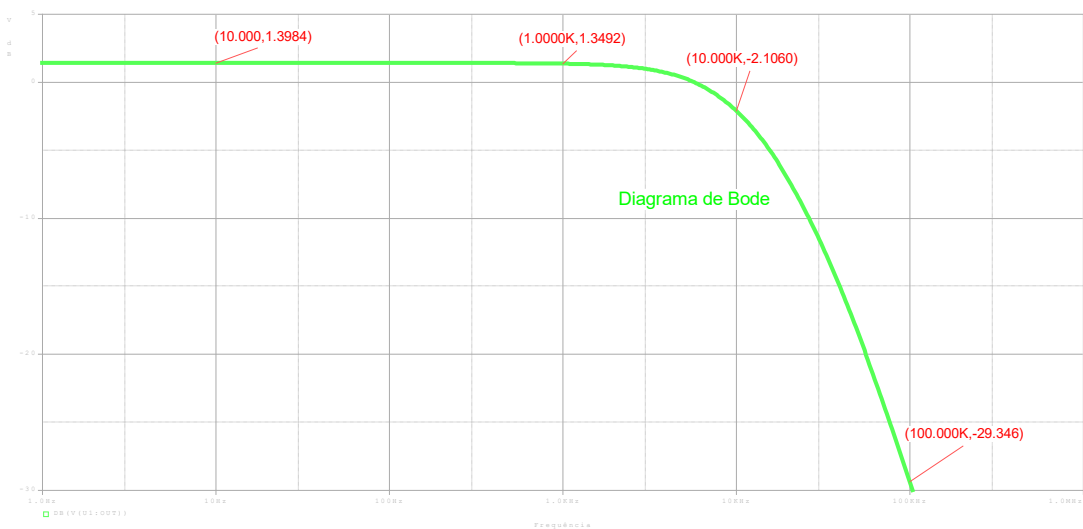
Figura 3.27 - Simulação Entrada/Saída do circuito de condicionamento de corrente.



Fonte: Autoria própria

De maneira análoga ao circuito de condicionamento de tensão, realizou-se uma análise do circuito no domínio da frequência, fazendo uso do perfil de simulação *AC Sweep/Noise*, plotando o Diagrama de Bode para frequências de 1 Hz a 1 MHz, com 1000 pontos por década. Para isto, adicionou-se uma fonte de corrente AC genérica de 1 A na entrada e uma ponteira de medição de magnitude de tensão, em dB, na saída do circuito. Desta forma, obteve-se o gráfico da Figura 3.28, o qual apresenta o ganho da tensão de saída no eixo vertical, em dB, e a frequência, em Hz, no eixo horizontal.

Figura 3.28 - Diagrama de Bode do circuito de condicionamento de corrente.



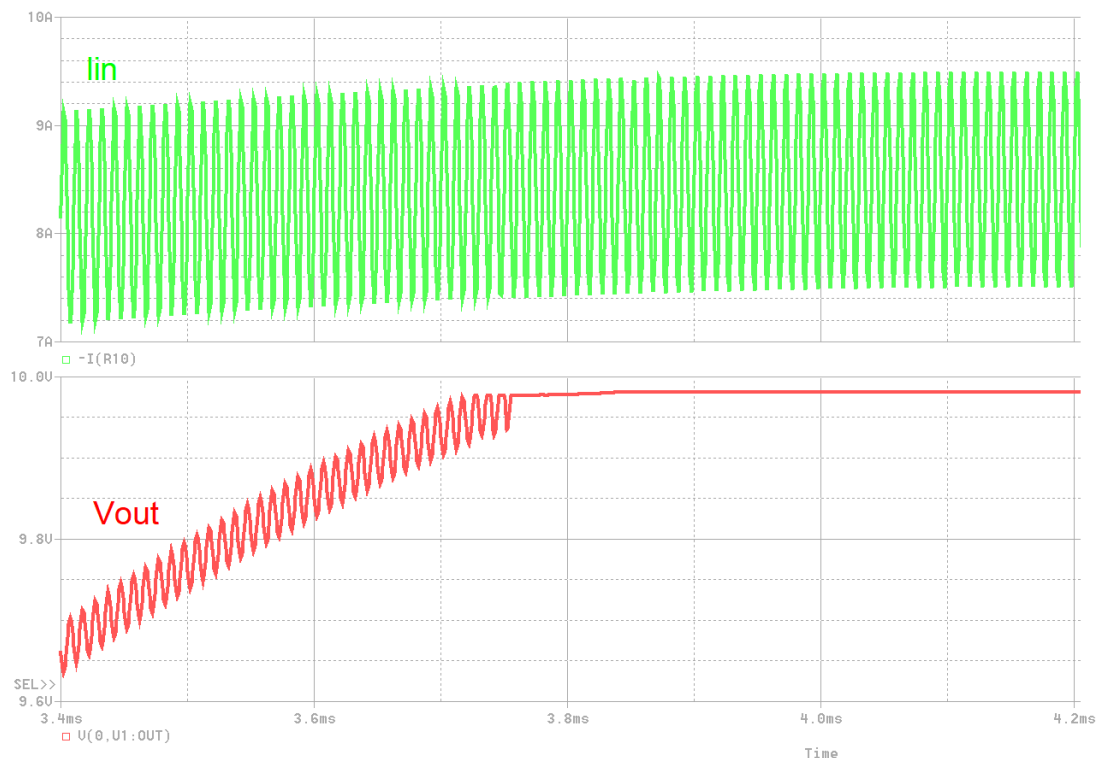
Fonte: Autoria própria

Vale ressaltar que, neste caso, o ganho de tensão é positivo, pois trata-se de uma amplificação de sinal. O ganho permanece praticamente constante até a frequência de 1 kHz. A partir da frequência de corte, de 10 kHz, o ganho passa a diminuir com 20 dB/dec. Pode-se comprovar que o ganho, apresentado em dB, corresponde aos valores teóricos pressupostos, a partir da equação 3.9 (Seção 3.5.2.1), mas, desta vez, o ganho total do circuito é dado pela razão entre tensão de saída e corrente de entrada:

$$G_v [dB] = 20 \cdot \log_{10} \frac{V_{out}}{I_{in}} \quad (3.10)$$

Para a corrente máxima de entrada de 8,5 A, obtém-se na saída 9,9833 V, resultando em um ganho de 1,3971 dB, praticamente igual ao ganho obtido na simulação. Esta leve discrepância dá-se pela adição de *offset*, produzida pelo amplificador de isolamento, desconsiderada nos cálculos teóricos.

Figura 3.29 - Simulação de ruído no circuito de condicionamento de corrente.



Fonte: Autoria própria

Para testar a filtragem de ruídos, adicionou-se uma fonte de corrente, com 100 mA de amplitude e frequência de 100 kHz, em paralelo com outra fonte de corrente de amplitude de 8,5 A e frequência de 60 Hz. Para realizar a medição do sinal de entrada, adicionou-se um resistor de 1 $\mu\Omega$ em série com as fontes de corrente, pois o software só permite a adição de

ponteiras de corrente conectadas ao pino de algum componente. Assim, gerou-se um gráfico do sinal de entrada e saída, do intervalo de 3,4 ms a 4,2 ms, mostrando a atenuação de grande parte do ruído adicionado na entrada (Figura 3.29).

3.5.3 Montagem das placas de circuito impresso

Após o dimensionamento e desenvolvimento dos layouts das PCIs, devem-se gerar, com próprio Eagle, os chamados arquivos *gerbers*, que são utilizados por softwares específicos para converter o *layout* em coordenadas tridimensionais. Estas coordenadas são utilizadas para a criação de rotinas e processos de usinagem, responsáveis por fazer os furos e remover o cobre das placas de fenolite, a fim de formar as trilhas projetadas.

O processo de fresagem segue, basicamente, uma hierarquia de processos. Primeiramente, são realizados os furos, de diferentes diâmetros, na placa. Em seguida, realiza-se a isolamento das trilhas e, depois, a limpeza de cobre excedente na placa. Por último, quando necessário, é realizado o recorte da placa. Para placas de dupla face, isto é, com duas camadas de cobre, o processo é um pouco mais complexo, visto que necessita o espelhamento de arquivos *gerbers* e inversão da placa durante a fresagem.

Por fim, tendo posse das placas, já fresadas, basta soldar os componentes nos locais adequados. Antes de iniciar este processo, pôde-se obter uma prévia das placas, a partir do software Eagle. As placas finalizadas podem ser observadas nas figuras a seguir:

Figura 3.30 - Placas de condicionamento e fonte secundária.

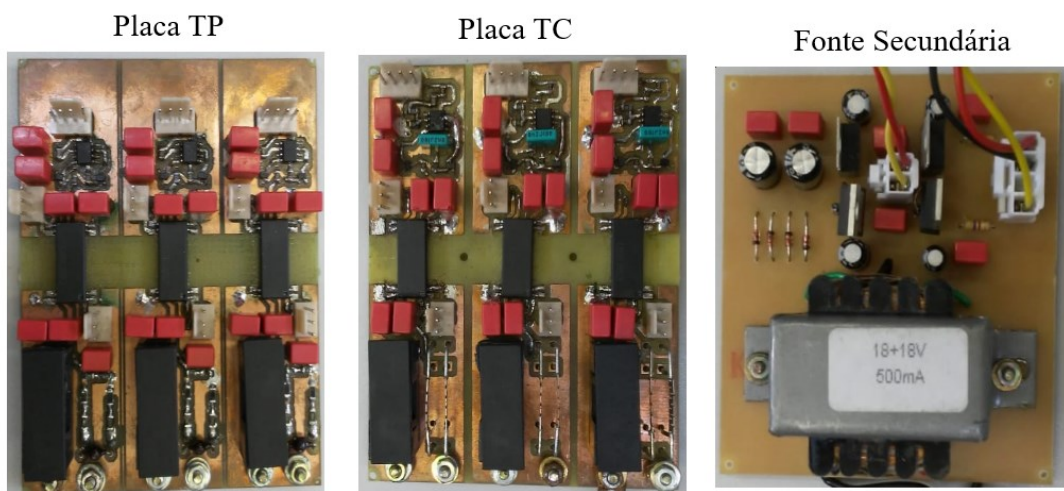
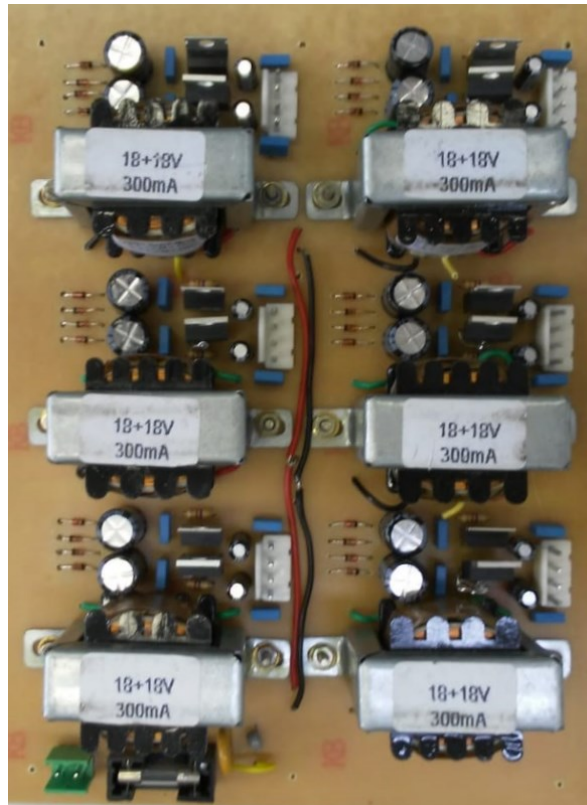


Figura 3.31 - Placa da Fonte primária.



Fonte: Autoria própria

No que tange à conectividade dos sinais de entrada, utilizaram-se parafusos, porcas e arruelas para realizar as conexões dos cabos com olhais, enquanto que, para as conexões de alimentação, foram utilizados cabos crimpados com conectores do tipo KK, com passo de 2 mm e 3,96 mm.

3.5.4 Testes e ensaios propostos

Nesta seção, descrever-se-ão os ensaios realizados para mapeamento de entradas e saídas dos circuitos, isto é, para levantar as curvas de ganho total e verificar sua linearidade. Para isso, buscou-se manter a temperatura ambiente constante e utilizar instrumentos de medição confiáveis e calibrados.

Basicamente, os ensaios consistem em aplicar um sinal de entrada, de corrente ou tensão, e medir o sinal de saída, registrando-os. A partir destas medidas, pretende-se verificar o ganho do circuito, bem como sua linearidade. Por simplicidade, neste trabalho, serão descritos e apresentados os procedimentos e resultados obtidos de apenas um canal por placa.

3.5.4.1 Placa de condicionamento de tensão

Para realizar o mapeamento da relação entrada/saída e, conseqüentemente, do ganho total do circuito, deve-se conectar a fonte de alimentação na tomada, com 220 Vrms, alimentar o canal desejado da placa de condicionamento de tensão e aplicar uma tensão CC na entrada da placa, aumentando gradativamente até os limites positivos e negativos.

Neste caso, aplicou-se uma tensão CC, controlada por um sistema supervisorio em um computador, na entrada do canal 3 da placa de condicionamento de tensão. Nos pontos iniciais e finais, incrementou-se o sinal com degraus de 10 V, enquanto que nos pontos intermediários variou-se a tensão de entrada em degraus de 20 V. Durante o processo, mediu-se e registrou-se, através de multímetros, a tensão de entrada e de saída do circuito.

Compararam-se os valores medidos com os valores teóricos estimados, apresentados na Tabela 3.8. No cálculo dos valores teóricos, levou-se apenas em consideração o ganho do divisor resistivo (considerou-se também a resistência de entrada do ISO124), desprezando as variações de offset do amplificador de isolamento. O erro percentual absoluto médio obtido foi de 0,33%, considerado satisfatório.

Tabela 3.8 - Resultados obtidos da placa de condicionamento de tensão.

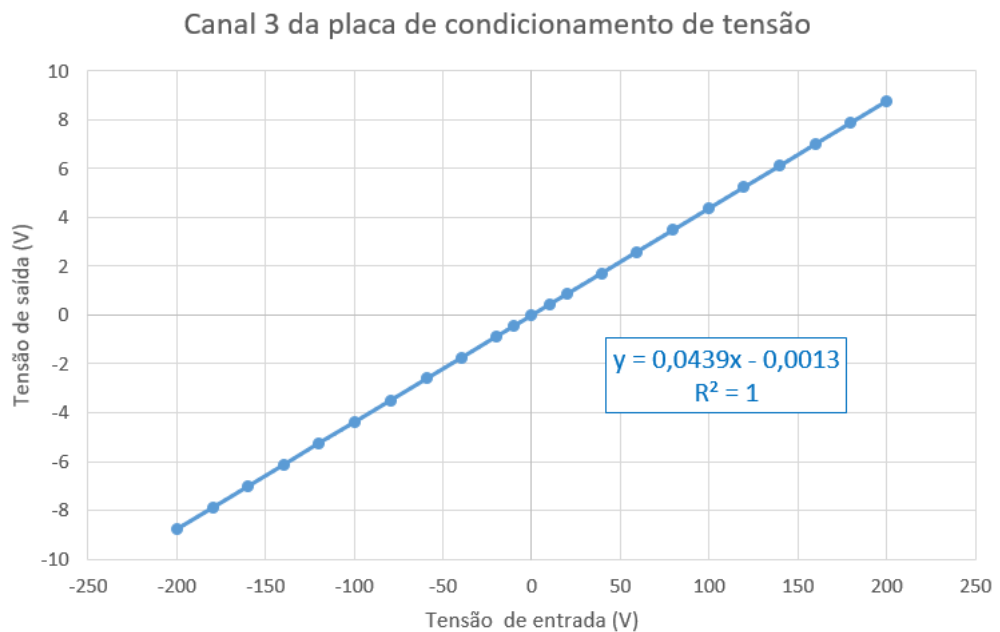
<i>Canal 3 - Tensão</i>			
Vin	Vout	Vout_teórico	Erro percentual
-199,700	-8,770	-8,744	0,29%
-179,300	-7,880	-7,851	0,37%
-159,800	-7,020	-6,997	0,32%
-139,600	-6,133	-6,113	0,33%
-119,900	-5,246	-5,250	-0,08%
-99,700	-4,382	-4,366	0,37%
-79,600	-3,498	-3,485	0,36%
-59,220	-2,603	-2,593	0,38%
-39,230	-1,729	-1,718	0,65%
-19,950	-0,877	-0,874	0,39%
-10,030	-0,447	-0,439	1,75%
0,000	-0,003	0,000	-
9,870	0,440	0,432	1,78%
20,010	0,876	0,876	-0,02%
39,390	1,721	1,725	-0,22%
59,200	2,599	2,592	0,26%
79,600	3,490	3,485	0,13%
99,700	4,374	4,366	0,19%

119,300	5,239	5,224	0,29%
139,600	6,121	6,113	0,14%
159,700	7,020	6,993	0,39%
179,400	7,880	7,855	0,31%
199,600	8,770	8,740	0,34%

Fonte: Autoria própria

Em posse dos dados da Tabela 3.8, pôde-se realizar a interpolação linear, obtendo o gráfico da entrada pela saída e a equação da curva. A interpolação e criação do gráfico, apresentadas na figura abaixo, foram realizadas com o software *Microsoft Excel*. Em termos de linearidade, a curva obtida mostrou-se excelente, apresentando um coeficiente de determinação (R^2) igual a 1.

Figura 3.32 - Relação entrada/saída – Tensão.



Fonte: Autoria própria

A partir da equação da reta, apresentada na figura acima, é possível recalculer os valores de tensão de saída para a equação interpolada, verificando o erro percentual nesse caso (Tabela 3.9). Assim, aplicando os valores de tensão de entrada medidos na equação interpolada, obtém-se um erro percentual absoluto médio de 0,24%.

Tabela 3.9 - Valores interpolados – Tensão.

Canal 3 - Tensão			
Vin	Vout	Vout_interp	Erro percentual
-199,700	-8,770	-8,768	0,02%
-179,300	-7,880	-7,873	0,09%
-159,800	-7,020	-7,017	0,05%
-139,600	-6,133	-6,130	0,05%
-119,900	-5,246	-5,265	-0,36%
-99,700	-4,382	-4,378	0,09%
-79,600	-3,498	-3,496	0,06%
-59,220	-2,603	-2,601	0,07%
-39,230	-1,729	-1,723	0,32%
-19,950	-0,877	-0,877	-0,01%
-10,030	-0,447	-0,442	1,20%
0,000	-0,003	-0,001	
9,870	0,440	0,432	1,82%
20,010	0,876	0,877	-0,13%
39,390	1,721	1,728	-0,40%
59,200	2,599	2,598	0,05%
79,600	3,490	3,493	-0,09%
99,700	4,374	4,376	-0,03%
119,300	5,239	5,236	0,06%
139,600	6,121	6,127	-0,10%
159,700	7,020	7,010	0,15%
179,400	7,880	7,874	0,07%
199,600	8,770	8,761	0,10%

Fonte: Autoria própria

3.5.4.2 Placa de condicionamento de corrente

Neste caso, aplicou-se uma corrente CC, utilizando dois canais em paralelo de uma fonte CC, na entrada do canal 3 da placa de condicionamento de tensão. Nos pontos iniciais e finais, incrementou-se o sinal com degraus de 0,5 A, enquanto que nos pontos intermediários variou-se a corrente de entrada em degraus de 1 A. Durante o processo, mediu-se e registrou-se, através de multímetros, a corrente de entrada e tensão de saída do circuito.

Neste caso, em que as tensões de entrada no amplificador de isolamento são muito baixas (equivalente à tensão nos resistores *shunt*), da ordem de, no máximo, 425mV, considerou-se a adição de *offset* do amplificador de isolamento no cálculo dos valores teóricos.

Assim, determinou-se essa variação experimentalmente, chegando ao valor de -3 mV. Então, a equação utilizada para determinar o valor teórico esperado é dada por:

$$V_{out} = (I_{in} \cdot R_{sh_{eq}} - 0,003) \cdot \left(1 + \frac{22499}{1000}\right)$$

A partir das medições e dados cálculos efetuados, organizou-se a Tabela 3.10. Além disso, compararam-se os valores medidos com os valores teóricos estimados, calculando-se o erro percentual de cada medida. No final, calculou-se o erro percentual absoluto médio, obtendo um valor de 1,29%, relativamente elevado. Na obtenção dos erros percentuais, desconsideraram-se as medidas de corrente próximas ou acima de 8,5 A (módulo), nas quais há atuação do circuito de proteção e a tensão de saída é limitada.

Tabela 3.10 - Resultados obtidos da placa de condicionamento de corrente.

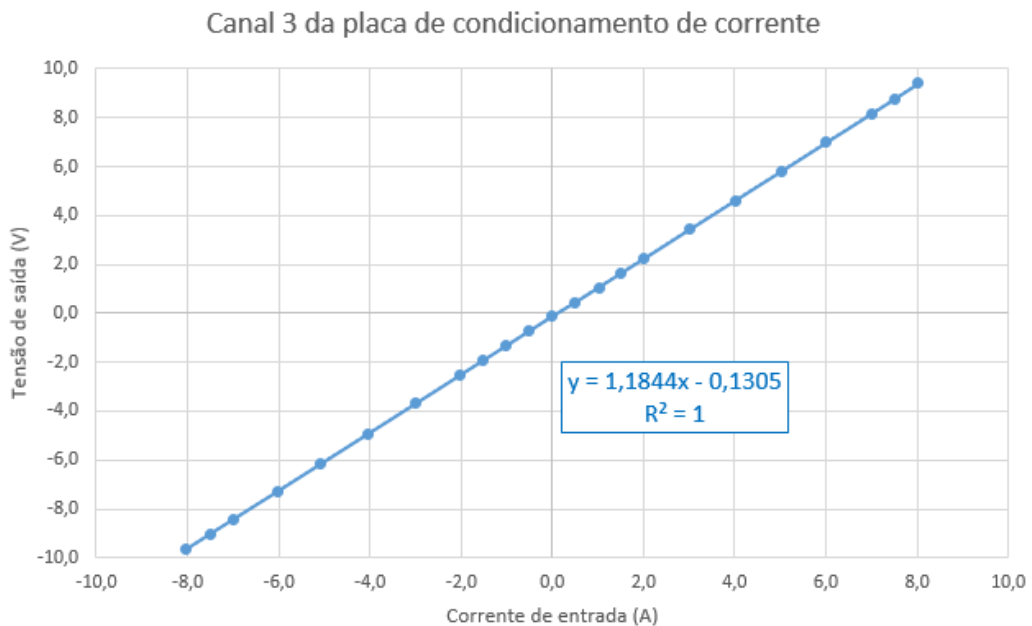
<i>Canal 3 - Corrente</i>			
<i>I_{in}</i>	<i>V_{out}</i>	<i>V_{out}_calc</i>	<i>Erro percentual</i>
-9,550	-9,670	-	-
-9,060	-9,670	-	-
-8,510	-9,680	-	-
-8,050	-9,660	-9,552	1,11%
-7,500	-9,010	-8,906	1,15%
-7,010	-8,430	-8,330	1,18%
-6,039	-7,290	-7,190	1,38%
-5,073	-6,143	-6,055	1,44%
-4,046	-4,927	-4,848	1,61%
-3,008	-3,698	-3,628	1,89%
-2,020	-2,519	-2,467	2,05%
-1,516	-1,920	-1,875	2,33%
-1,015	-1,322	-1,287	2,68%
-0,511	-0,722	-0,694	3,82%
0,002	-0,110	-0,092	-
0,499	0,449	0,492	-9,64%
1,016	1,062	1,100	-3,55%
1,508	1,646	1,678	-1,93%
2,011	2,242	2,269	-1,20%
3,023	3,443	3,458	-0,43%
4,005	4,605	4,612	-0,15%
5,021	5,806	5,805	0,01%
6,014	6,990	6,972	0,26%
7,000	8,160	8,131	0,36%
7,510	8,770	8,730	0,46%
8,030	9,400	9,341	0,63%

8,500	9,930	-	-
9,080	9,930	-	-
9,510	9,930	-	-

Fonte: Autoria própria

A partir dos dados levantados, pôde-se plotar o gráfico e obter a equação da reta. No processo de interpolação linear, desconsideraram-se, novamente, as correntes próximas da região de grampeamento (maior ou igual a $\pm 8,5A$). Porém, nos dados expostos na Tabela 3.10, pode-se observar a atuação do circuito de proteção, grampeando a tensão de saída em, aproximadamente, $-9,67 V$ e $+9,93 V$. O gráfico levantado a partir das medições, bem como a equação da reta são exibidos na figura abaixo:

Figura 3.33 – Relação entrada/saída – Corrente.



Fonte: Autoria própria

Novamente, a equação da reta apresenta um coeficiente de determinação unitário, correspondente a 100%. Em posse da equação da reta, calculou-se, novamente, o valor interpolado de cada medida, bem como seu erro percentual. O erro percentual absoluto médio é de 0,42%. Os dados são apresentados na Tabela 3.11:

Tabela 3.11 - Valores interpolados – Corrente.

<i>Canal 3 - Corrente</i>			
Iin	Vout	Vout_interp	Erro percentual
-8,050	-9,660	-9,665	-0,05%
-7,500	-9,010	-9,014	-0,04%
-7,010	-8,430	-8,433	-0,04%
-6,039	-7,290	-7,283	0,09%
-5,073	-6,143	-6,139	0,07%
-4,046	-4,927	-4,923	0,09%
-3,008	-3,698	-3,693	0,13%
-2,020	-2,519	-2,523	-0,16%
-1,516	-1,920	-1,926	-0,32%
-1,015	-1,322	-1,333	-0,81%
-0,511	-0,722	-0,736	-1,90%
0,002	-0,110	-0,128	-
0,499	0,449	0,461	-2,56%
1,016	1,062	1,073	-1,02%
1,508	1,646	1,656	-0,58%
2,011	2,242	2,251	-0,42%
3,023	3,443	3,450	-0,20%
4,005	4,605	4,613	-0,17%
5,021	5,806	5,816	-0,18%
6,014	6,990	6,992	-0,04%
7,000	8,160	8,160	0,00%
7,510	8,770	8,764	0,06%
8,030	9,400	9,380	0,21%

Fonte: Autoria própria

4. CONCLUSÃO

O desenvolvimento do presente trabalho teve notável contribuição para a formação de Engenheiro Eletricista, não apenas pela contribuição técnica, mas pelo desafio de lidar com todas as etapas e adversidades do projeto. O desenvolvimento deste trabalho exigiu imersão total no projeto, realizando desde processos práticos e mais técnicos, como simulações e implementações práticas da placa, até seleção e busca por componentes adequados e elaboração de documentos, bastante burocráticos, para importação de componentes.

Além de aprimorar e exigir um aprofundamento na teoria e nas técnicas de condicionamento de sinais, a produção deste trabalho e, implicitamente, da UCS, exigiu uma revisão e estudo de diversas áreas da Engenharia Elétrica. É válido destacar que o projeto e desenvolvimento da UCS envolveu, diretamente, conceitos relacionados a sinais e sistemas, eletrônica analógica e digital, circuitos elétricos, entre diversas outras, muitas vezes já abordadas durante a graduação.

Pôde-se observar que tanto a placa de condicionamento de corrente quanto a de tensão apresentam saídas adequadas à entrada do A/D. Na placa de condicionamento de corrente foi possível comprovar experimentalmente a atuação do circuito de proteção, grampeando a tensão de saída na faixa de 10 V. Na placa de condicionamento de tensão não foi possível observar o grampeamento de tensão pois a tensão de saída máxima é de 8,3 V.

Ao analisar os resultados obtidos, experimentalmente, pode-se concluir que não houve grandes discrepâncias em relação aos valores esperados. O resultado final pode ser considerado uma solução simples, compacta, eficaz e precisa para o problema inicial. Além disso, a UCS atende os requisitos de segurança e isolamento estabelecidos no início do trabalho.

4.1 TRABALHOS FUTUROS

A continuidade deste trabalho pode ser ampla, realizando um estudo mais aprofundado da precisão total da UCS, bem como a realização de alterações e melhorias. A fim de aprimorar o trabalho e, também, a placa de condicionamento de sinais, algumas alterações podem ser efetuadas:

- Agrupar a placa de condicionamento de tensão, de corrente e a fonte secundária em uma única placa, a fim de compactar a UCS e facilitar sua montagem em *rack*, por exemplo.
- Aprimorar o modo de conexão dos terminais de entrada, através da substituição dos conjuntos de parafusos por conectores mais práticos.
- Modelar e desenvolver uma caixa para acondicionar a UCS, a fim de proteger, blindar e facilitar o transporte e instalação.

REFERÊNCIAS

- ANTUNES, F. M. B. DE M.; KAKIZAKI, E. T. **Uso de Instrumentação Virtual no Ensino de Engenharia Elétrica: Estudo da Viabilidade Técnico-Econômica em um Projeto para a UTFPR**. 2010. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2010. Disponível em: <<http://www.eletrica.ufpr.br/p/arquivostccs/387.pdf>>. Acesso em: 06 jun. 2018.
- ASHLOCK, D.; WARREN, A. **The Engineers Guide to Signal Conditioning**. 2015. National Instruments. Disponível em: <ftp://ftp.ni.com/evaluation/signal_conditioning/20712_Benefits_of_Integrated_SC_WP_HL.pdf>. Acesso em: 08 jun. 2018.
- BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria de Circuitos**. 11. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.
- CASSIOLATO, C. **Condicionamento de Sinais Analógicos e Sensores**. 2012. Revista Saber Eletrônica, nº460. Disponível em: <<https://www.ebah.com.br/content/ABAAAfm60AC/saber-eletronica-460-condicionamento-sinal>>. Acesso em: 18 out. 2018.
- FLOYD, T. L. **Sistemas Digitais: fundamentos e aplicações**. Recurso eletrônico, 9. ed. Porto Alegre: Bookman, 2007.
- HERMANN, M.; PENTEK, T.; OTTO, B. **Design Principles for Industrie 4.0 Scenarios: A Literature Review**. 2015. Artigo de trabalho - Universidade Técnica de Dortmund (Technische Universität Dortmund), 2015. Disponível em: <https://www.researchgate.net/publication/307864150_Design_Principles_for_Industrie_40_Scenarios_A_Literature_Review>. Acesso em: 06 jun. 2018.
- MARCHESAN, A. P. G. et al. **Proposta de sistema supervisorio de aquisição de dados para realização de ensaio de medição de perdas a vazio e corrente de excitação**. In: Seminar on Power Electronics and Control, 11, 2018, Santa Maria. **Papers...** Santa Maria: SEPOC, 2018. Disponível em: <<http://coral.ufsm.br/sepoc/sepoc2018/arquivos/papers/91605->

-field_submission_abstract_file2.pdf>. Acesso em: 18 nov. 2018.

MUSSOI, F. L. R. **Resposta em frequência: filtros passivos**. 2004. Notas de aula - CEFET de Santa Catarina, Gerência Educacional de Eletrônica, Florianópolis, Santa Catarina, 2004. Disponível em: <<https://intranet.ctism.ufsm.br/gsec/Apostilas/filtropassivo.pdf>>. Acesso em: 20 set. 2018.

NAKASHIMA, K. **Valor médio e eficaz**. 2013. Itajubá: Universidade Federal de Itajubá, Instituto de Engenharias de Sistemas e Tecnologias da Informação, 2013. Disponível em: <<http://professor.ufabc.edu.br/~jose.azcue/Circuitos%20Eletricos%201/rms.pdf>>. Acesso em: 20 nov. 2018.

OPPENHEIM, A. V.; WILLSKY, A. S. **Sinais e Sistemas**. 2. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010.

PERTENCE JR., A. **Eletrônica analógica: amplificadores operacionais e filtros ativos: teoria, projetos, aplicações e laboratório**. 7. ed. Porto Alegre: Bookman, 2012.

PALLÀS-ARENY, R.; WEBSTER, J. G. **Sensors and signal conditioning**. 2. ed. 2001. Disponível em: <<http://ebooks.bharathuniv.ac.in/gdlc2/gdlc2/SecondYear/SecondSem/EIE/Sensors%20and%20Signal%20Conditioning/e%20books/Sensor%20And%20Signal%20Conditioning%20-%20ed%20-%20Ramon%20Pall%C3%83%C2%A0s-Areny.pdf>>. Acesso em: 04 out. 2018.

RAUTH, D. A., RANDAL, V. T. **Analog-to-Digital Conversion: Part 5** in a series of tutorials in instrumentation and measurement. 2005. IEEE Instrumentation & Measurement Magazine. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1518622>>. Acesso em: 06 nov. 2018.

SACCO, F. **10 mandamentos da PCB**. Artigo online. 2015. Disponível em: <<https://www.embarcados.com.br/10-mandamentos-da-pcb/>>. Acesso em: 21 nov. 2018.

SISTEMA FIRJAN - FEDERAÇÃO DAS INDÚSTRIAS DO ESTADO DO RIO DE JANEIRO. **Indústria 4.0**. 2016. Publicações de Inovação. Disponível em: <<http://www.firjan.com.br/lumis/portal/file/fileDownload.jsp?fileId=2C908A8A555B47FF01>>

557D8802C639A4>. Acesso em: 05 jun. 2018.

SOUZA, G. P. de. **Unidade de condicionamento de sinais aplicada à plataforma PC104 focada ao desenvolvimento e execução de funções de proteção em sistemas elétricos**. 2012. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo, São Carlos, 2012.