

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**FABIANO SILVA DE OLIVEIRA**

**PROPOSTA DE MEDIDOR DE CORRENTE ANÓDICA PARA  
EQUIPAMENTOS DE RADIODIAGNÓSTICO**

Porto Alegre

2016

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

**PROPOSTA DE MEDIDOR DE CORRENTE ANÓDICA PARA  
EQUIPAMENTOS DE RADIODIAGNÓSTICO**

Projeto de Diplomação apresentado ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para Graduação em Engenharia Elétrica.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Alexandre Balbinot

Porto Alegre

2016

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

## **PROPOSTA DE MEDIDOR DE CORRENTE ANÓDICA PARA EQUIPAMENTOS DE RADIODIAGNÓSTICO**

Este projeto foi julgado adequado para fazer jus aos créditos da Disciplina de “Projeto de Diplomação”, do Departamento de Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. Alexandre Balbinot, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul –  
Porto Alegre, Brasil

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Léia Bernardi Bagesteiro, UFRGS

Doutora pela University of Surrey – Guildford, Inglaterra

Eng. Me. Vinícius Horn Cene, UFRGS

Mestre pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Eng. Me. Omar Valle Casas, UFRGS

Mestre pelo Instituto Superior Politécnico Jose Antonio Echeveria – Boyeros,  
Cuba

Porto Alegre, Abril 2016.

## RESUMO

Este trabalho apresenta as etapas de projeto, desenvolvimento e os resultados obtidos durante a elaboração um protótipo destinado a medir a corrente anódica, na faixa de 10 a 500 mA, de equipamentos utilizados em radiodiagnóstico. Para tal foi utilizado um sensor de Efeito Hall na configuração de laço aberto com uma sensibilidade de 9 mV/Gauss. Este sensor teve o seu sinal condicionado por duas etapas de amplificação e ainda passou por um filtro *anti-aliasing* com frequência de corte de 150 Hz. Por fim os valores fornecidos por esse sistema são adquiridos por uma placa arduino uno, onde são processados e armazenados em um cartão SD e apresentados ao usuário em um *display* LCD (16x2). O sistema proposto obteve como resultados uma resposta linear, com uma diferença relativa máxima de 7,7% e um erro de linearidade de 0,22% para a faixa proposta, uma incerteza combinada de 2,8% para o ganho e 16,0% para a frequência. O sistema de condicionamento teve uma sensibilidade de  $8,266 \frac{mV}{mA}$ . O sistema completo apresentou uma sensibilidade de  $0,59 \frac{mA}{bit}$  e uma resolução de 0,59 mA. Por fim, a comparação com um medidor de corrente comercial se mostrou insatisfatória, uma vez que, a reprodutibilidade do sistema proposto foi de 83,9 %.

**Palavras-chaves: Corrente Anódica. Raios X. Sensor Hall.**

## ABSTRACT

This paper presents the project, development stages and the results for a prototype to measure the anode current in the range 10-500 mA, for equipment used in diagnostic radiology. For this it used a Hall effect sensor in open loop configuration, with a sensitivity of 9 mV / Gauss. This sensor had its signal conditioning for two stages of amplification and even went through an anti-aliasing filter with 150 Hz cut frequency. Finally the values provided by this system are acquired by an Arduino board, where they are processed and stored on an SD card and presented to the user on a display 16x2. The proposed system obtained as results a linear response, with 7.7% maximum relative difference and 0.22% linearity error, 2.8% gain combined uncertainty and 16.0% frequency combined uncertainty. The conditioner system had  $8.266 \frac{mV}{mA}$  sensitivity. The system had  $0.59 \frac{mA}{bit}$  sensitivity and 0.59 mA resolution. At the end, when the system is compared with a professional system the response is unsatisfactory, whereas the proposed system presents 83,9 % reproducibility.

**Keywords: Anodic Current. X-Ray. Hall Sensor.**

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Penetração da Radiação. ....	14
Figura 2 - Espectro Eletromagnético. ....	15
Figura 3 - Espectro contínuo da radiação de freamento.....	16
Figura 4 - Espectro característico e de freamento do tungstênio.....	18
Figura 5 - Equipamento de Raios X convencional básico. ....	19
Figura 6 - Tubo de Raios X com ânodo giratório.....	20
Figura 7 - Efeito das técnicas de retificação para 92 kVp.....	23
Figura 8 - Alteração do espectro em função da variação da tensão de pico.....	23
Figura 9 - Alteração do espectro em função da variação da corrente anódica. ....	24
Figura 10 - Esquema simplificado para a medição de corrente com resistor shunt. ....	26
Figura 11 - Modelo simplificado de um transformador de corrente.....	27
Figura 12 - Modelo de um transformador de corrente.....	28
Figura 13 - Esboço simplificado ilustrando o Efeito Hall.....	30
Figura 14 - Esboço do sensor Hall do tipo configuração de laço aberto. ....	31
Figura 15 - Esboço do sensor Hall do tipo configuração de laço fechado.....	32
Figura 16 - Diagrama de blocos simplificado do sistema proposto.....	33
Figura 17 - Foto do conjunto sensor e núcleo de ferro utilizada neste trabalho.....	35
Figura 18 - Diagrama esquemático do circuito de alimentação. ....	37
Figura 19 - Diagrama esquemático do simples circuito de ajuste de zero. ....	38
Figura 20 - Diagrama esquemático de circuito do primeiro estágio de amplificação. ....	40
Figura 21 - Diagrama esquemático do filtro anti-aliasing e segundo estágio de ganho. ....	41
Figura 22 - Resposta em frequência filtro anti-aliasing e do segundo estágio de amplificação. .....	45
Figura 23 - Diagrama de Bode do circuito de condicionamento completo.....	46
Figura 24 - Fluxograma da lógica de programação implementada. ....	48
Figura 25 - Diagrama esquemático do sistema de aquisição de dados e IHM.....	49
Figura 26 - Cadeia de medidas proposta desconsiderando os níveis de ruído de cada etapa do sistema. ....	50
Figura 27 - Foto da montagem realizada para teste do circuito de condicionamento. ....	53
Figura 28 - Foto da montagem utilizada para realização do procedimento de calibração estática. ....	54
Figura 29 - Foto da montagem do conjunto garra e placa de condicionamento.....	55
Figura 30 - Foto da montagem do circuito de alimentação com o arduino e a IHM.....	56
Figura 31 - Foto da montagem final do protótipo.....	56
Figura 32 - Foto do aparato para teste do protótipo em um equipamento de Raios X profissional. ....	59
Figura 33 - Curva de resposta comparativa.....	63
Figura 34 - Função de transferência experimental do sistema proposto.....	65
Figura 35 - Cadeia de medida experimental obtida. ....	67
Figura 36 - Função de transferência obtida para o instrumento Prova 15.....	73

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Principais características sensor A1389LLHLT-9-T. ....	34
Tabela 2 - Principais características do CI REF02. ....	37
Tabela 3 - Principais características do CI INA126.....	39
Tabela 4 - Principais características Arduino Uno. ....	47
Tabela 5 - Resultados do teste de validação do circuito de alimentação. ....	60
Tabela 6 - Resultados do teste do circuito de primeiro estágio de amplificação.....	61
Tabela 7 - Resultados do teste do circuito de filtro anti-aliasing e segundo estágio de ganho.	62
Tabela 8 - Comparação entre os resultados teóricos e os resultados obtidos para o teste do circuito de filtro anti-aliasing e segundo estágio de ganho. ....	63
Tabela 9 - Resultados da calibração estática. ....	64
Tabela 10 - Tensão elétrica média de saída para o sistema e ajuste linear em função da corrente. ....	66
Tabela 11 - Resultados experimentais curva de resposta Prova15. ....	72
Tabela 12 - Tensão elétrica média do instrumento e ajuste linear em função da corrente. ....	74
Tabela 13 - Regime 40 kV e 100 mA. ....	75
Tabela 14 - Regime 55 kV e 80 mA. ....	75
Tabela 15 - Regime 70 kV e 60 mA. ....	75
Tabela 16 - Regime 90 kV e 40 mA. ....	75
Tabela 17 - Regime 40 kV e 100 mA. ....	76
Tabela 18 - Diferença entre valores medidos. ....	76
Tabela 19 - Diferença entre valores médio medidos. ....	77

## **LISTA DE ABREVIATURAS**

Cartão SD: Secure Digital Card.

Conversor A/D: Conversor Analógico Digital.

Comunicação SPI: Interface Serial Periférica.

Portas I/O: Portas de Entrada e Saída.

IHM: Interface Homem Máquina.

## SUMÁRIO

<b>1. INTRODUÇÃO .....</b>	<b>11</b>
<b>2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....</b>	<b>13</b>
2.1 Conceitos Básicos Sobre Raios X.....	13
2.1.1 Produção de Raios X.....	15
2.1.1.1 Radiação X de Freamento .....	16
2.1.1.2 Radiação X Característica .....	17
2.1.2 Equipamentos de Radiodiagnóstico.....	18
2.1.2.1 Equipamento de Raios X Convencional.....	19
2.1.2.2 Controle de Qualidade de Equipamentos de Radiodiagnóstico.....	24
2.2 Medidores de Corrente.....	25
2.2.1 Conceitos básicos sobre o Efeito Hall.....	28
2.2.2 Sensor de Efeito Hall Laço Aberto e Laço Fechado.....	31
<b>3. METODOLOGIA EXPERIMENTAL .....</b>	<b>33</b>
3.1 Especificação do Sensor.....	34
3.2 Projeto do Condicionador .....	35
3.2.1 Projeto do Circuito de Alimentação.....	36
3.2.2 Projeto do Circuito de Ajuste de Zero .....	37
3.2.3 Projeto do Circuito do Primeiro Estágio de Amplificação com Ganho Diferencial .....	39
3.2.4 Circuito do Filtro <i>Anti-aliasing</i> e do Segundo Estágio de Amplificação .....	40
3.2.5 Função de Transferência do Circuito de Condicionamento Completo.....	45
3.3 Projeto do Sistema de Aquisição de Dados e Interface com o Usuário.....	46
3.4 Cadeia de Medida Proposta.....	49
3.6 Descrição dos Procedimentos Experimentais para Caracterização do Circuito de Condicionamento.....	52
3.7 Procedimento para Calibração Estática.....	53
3.8 Montagem do Sistema.....	55
3.9 Procedimento para Obtenção da Resposta Característica do Amperímetro Prova 15	56
3.10 Descrição dos Procedimentos Experimentais para Teste do Protótipo em um Equipamento de Radiodiagnóstico Profissional.....	57
<b>4. RESULTADOS E DISCUSSÕES.....</b>	<b>60</b>
4.1 Resultados Experimentais do Sistema de Condicionamento .....	60
4.1.1 Resultados Experimentais do Circuito de Alimentação.....	60
4.1.2 Resultados Experimentais do Circuito de Primeiro Estágio de Amplificação com Ganho Diferencial .....	61
4.1.3 Resultados Experimentais do Circuito de Filtro <i>Anti-aliasing</i> e Segundo Estágio de Ganho .....	62
4.2 Calibração Estática .....	64
4.3 Cadeia de Medidas Experimental .....	67
4.4 Análise de Incertezas .....	69
4.5 Curva de Resposta Prova 15.....	72
4.6 Resultados Experimentais do Teste do Protótipo em um Equipamento de Radiodiagnóstico Profissional.....	74
<b>5. CONCLUSÕES.....</b>	<b>78</b>
<b>6. PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>80</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>81</b>
<b>ANEXOS .....</b>	<b>83</b>
Anexo A – Diagrama Completo Circuito de Condicionamento .....	83

Anexo B – Código utilizado para programar a plataforma arduino .....	84
--	----

## 1. INTRODUÇÃO

Segundo OKUNO *et al.* (1982), desde sua descoberta por Wilhelm Conrad Röntgen em 1895, os Raios X têm sido amplamente utilizados na medicina, na indústria e em pesquisas científicas, porém o seu uso sem os devidos cuidados e precauções pode provocar efeitos nocivos ao meio ambiente e aos seres humanos, como eritemas e, em casos extremos, até a morte.

Conforme a ANVISA (1998 e 2005), a radiologia diagnóstica é comprovadamente uma ferramenta poderosa utilizada pela Medicina e Odontologia. De acordo com Araújo (1986), a exposição a procedimentos de radiodiagnóstico contribui com 85% da fração da dose recebida pela população oriunda de fontes de radiações artificiais.

De acordo com XAVIER *et al.* (2006) e TAUHATA *et al.* (2003), a proteção radiológica ou radioproteção é o conjunto de ações que visam proteger as pessoas e o meio ambiente de possíveis efeitos nocivos causados pela radiação. Segundo a ANVISA (1998 e 2005), dentro do contexto de radioproteção, se faz necessário adotar um programa de garantia de qualidade das imagens radiológicas com o objetivo de produzir imagens que permitam uma correta interpretação e ao mesmo tempo proporcione aos operadores e pacientes uma exposição limitada e otimizada. Um dos pilares deste programa é o teste de qualidade para equipamentos de radiodiagnóstico médico, no qual realiza-se um conjunto mínimo de testes com o objetivo de confirmar o bom desempenho do equipamento ou indicar a necessidade de manutenção.

A justificativa principal deste trabalho está diretamente ligada ao controle de qualidade de equipamentos emissores de Raios X utilizados em radiodiagnóstico, uma vez que a corrente anódica é um dos fatores que devem ser avaliados. A justificativa secundária é o desenvolvimento de tecnologia nacional, já que os equipamentos utilizados para essa finalidade são todos importados.

Portanto, o objetivo principal deste trabalho é desenvolver e validar um protótipo de um sistema de medição de corrente anódica de equipamentos emissores de Raios X utilizados em

radiodiagnóstico, utilizando o método de medição indireta de corrente com um sensor de Efeito Hall, e processando, armazenando e apresentando o resultado da medida de corrente através da Plataforma Arduino. Os equipamentos de Raios X que fazem parte do escopo deste trabalho são os modelos monofásicos convencionais, fixos ou transportáveis, com retificação em meia onda ou onda completa. Os objetivos secundários são validar cada etapa do projeto, iniciando pela etapa do sensor, passando pela etapa de condicionamento e encerrando na etapa de processamento e armazenamento dos dados e apresentação dos mesmos ao usuário.

## 2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo é apresentada uma breve revisão dos conceitos fundamentais necessários para um bom entendimento do presente trabalho. São abordados conceitos relativos à caracterização, a produção e a utilização de Raios X, além disso, são apresentados conceitos sobre medição de corrente com foco específico no Efeito Hall.

### 2.1 Conceitos Básicos Sobre Raios X

Conforme DA SILVA (2006), os Raios X foram descobertos pelo cientista alemão Wilhelm Conrad Röntgen em 1895, que realizava experimentos com tubos de raios catódicos e percebeu que tais raios tinham a propriedade de atravessar materiais e sensibilizar filmes fotográficos.

Segundo OKUNO (2013), a radiação pode ser definida como a energia em trânsito, que se propaga a partir de uma fonte através de qualquer meio. A radiação pode ser classificada como ionizante e não ionizante. A radiação não ionizante não é capaz de ionizar átomos, sendo assim a mesma provoca apenas o aumento da energia cinética do elemento irradiado. Já a radiação ionizante é capaz de arrancar elétrons dos átomos irradiados, produzindo o par íon negativo e íon positivo. Ainda de acordo com OKUNO *et al.* (1982), a radiação ionizante pode ser do tipo corpuscular, tais como, radiação alfa e beta (elétrons ou pósitrons), as quais possuem carga elétrica e são oriundas de um núcleo atômico excitado, ou do tipo onda eletromagnética onde se encontram os Raios X e os Raios Gama. O que difere a Radiação Gama da Radiação X é sua origem: os Raios Gama possuem origem no núcleo do átomo e os Raios X possuem origem nas camadas eletrônicas do átomo.

Conforme TAUHATA *et al.* (2003), o poder de penetração das radiações ionizantes na matéria depende do tipo de radiação, da natureza da radiação e da energia da radiação. Devido ao

seu caráter ondulatório e ausência de carga elétrica, são as Radiações do tipo X e Gama as que possuem maior alcance como apresentado no esboço da Figura 1.



Figura 1- Penetração da Radiação.

Fonte: Adaptado de Greater-Than-Class C Low-Level Radioactive Waste EIS Information Center. Disponível em: < <http://gtcceis.anl.gov/guide/rad/index.cfm>>. Acesso em: 29 de março de 2016.

De acordo com OKUNO *et al.* (1982), as ondas eletromagnéticas e portanto, os Raios X, por possuírem caráter ondulatório, podem ser caracterizados pela clássica Equação (1):

$$c = \lambda f \quad (1)$$

onde  $c$  é a velocidade de propagação da luz no vácuo;  $\lambda$  é o comprimento de onda da radiação eletromagnética e  $f$  é a frequência de propagação da onda.

Por outro lado, ainda de acordo com OKUNO *et al.* (1982), a teoria da dualidade onda-partícula, relaciona partícula com onda e determina que uma onda eletromagnética é emitida e propaga-se na forma de pequenos pacotes de energia chamados fótons. Esta relação é calculada conforme a Equação (2):

$$E = hf = \frac{hc}{\lambda} \quad (2)$$

onde  $E$  é a energia de um fóton da radiação emitida;  $h$  é a constante de Planck de valor  $6,63 \times 10^{-34}$  J.s;  $f$  é a frequência de propagação da onda;  $c$  é a velocidade de propagação da onda no vácuo e  $\lambda$  é o comprimento de onda da radiação emitida. A Figura 2 ilustra o espectro das

radiações eletromagnéticas, mostrando a energia, frequência e comprimento de onda das radiações eletromagnéticas mais típicas.

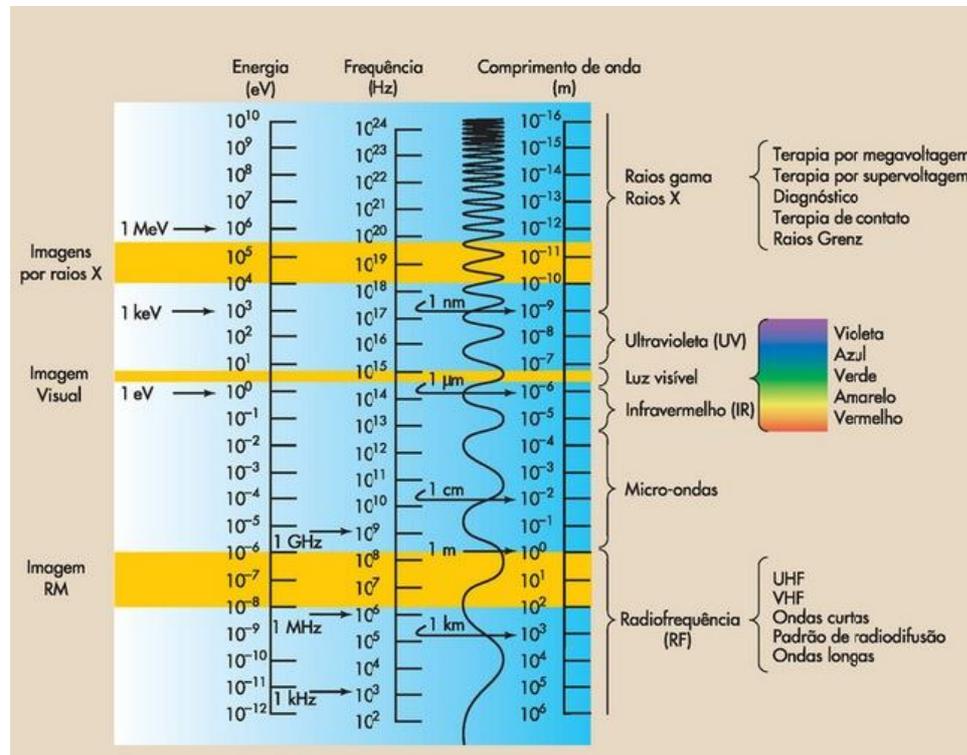


Figura 2 - Espectro Eletromagnético.  
Fonte: BUSHONG (2010).

### 2.1.1 Produção de Raios X

De acordo com OKUNO *et al.* (1982) e SPRAWLS (1987), os Raios X são produzidos a partir da interação de elétrons acelerados por uma diferença de potencial, com uma grande energia cinética, com um alvo. Cerca de 99% ou mais da energia cinética dos elétrons é convertida em calor, que se não for dissipado rapidamente pode produzir danos irreparáveis ao alvo em segundos. Somente 1% ou menos da energia cinética dos elétrons é transformada em Raios X, com energia que varia de valores muito baixos até um valor máximo, que corresponde à energia cinética dos elétrons incidentes. Dependendo do tipo de interação a Radiação X produzida pode ser classificada como Radiação X de Freamento ou *bremstrahlung* e Radiação X Característica.

### 2.1.1.1 Radiação X de Freamento

Segundo BUSHONG (2010), a Radiação de Freamento ou *bremsstrahlung* é produzida quando um elétron com alta energia cinética se aproxima dos núcleos atômicos do alvo, perdendo assim de uma só vez uma fração considerável de sua energia cinética, emitindo assim um fóton de Raios X, ou seja, o fóton de Raios X é resultado de uma desaceleração brusca do elétron.

Ainda segundo BUSHONG (2010), os fótons de Raios X produzidos por freamento podem ter qualquer energia, desde valores próximos à zero até um valor máximo, que depende da energia do elétron incidente. Dessa forma é produzido um espectro contínuo de Raios X representado resumidamente na Figura 3.

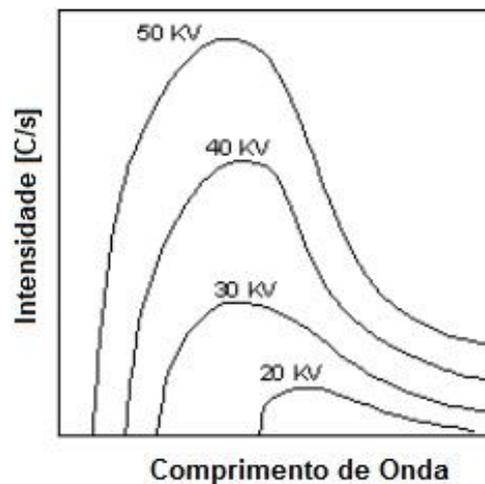


Figura 3 - Espectro contínuo da radiação de freamento.

Fonte: Adaptado de Instituto de Física UFRGS. Disponível em:

<[http://www.if.ufrgs.br/tex/fis142/fismod/mod05/m\\_s01.html](http://www.if.ufrgs.br/tex/fis142/fismod/mod05/m_s01.html)>. Acesso em: 29 de março de 2016.

Conforme OKUNO *et al.* (1982), a energia máxima do espectro produzido pode ser relacionada ao comprimento de onda mínimo do fóton de maior energia e diferença de potencial que acelerou o elétron através das Equações (3), (4) e (5):

$$K = eV \quad (3)$$

onde  $K$  é a energia cinética do elétron acelerado;  $e$  é a carga do elétron e  $V$  é a diferença de potencial aplicada para acelerar o elétron. Então considerando-se que toda a energia cinética seja utilizada para produzir um único fóton, a energia deste fóton será máxima para:

$$E_{\max} = \frac{hc}{\lambda_{\min}} = eV \quad (4)$$

$$\lambda_{\min} = \frac{hc}{eV} \quad (5)$$

A Equação (5) apresenta a relação final entre a diferença de potencial aplicada e o comprimento de onda mínimo do Raios X produzido.

#### 2.1.1.2 Radiação X Característica

Segundo SPRAWLS (1987), a Radiação X Característica provém da interação de elétrons incidentes com elétrons orbitais dos átomos do alvo. Se durante a interação ocorrer remoção de elétron das camadas mais internas do átomo do alvo, seu lugar será preenchido por um elétron da camada externa. Durante esta transição da camada externa para a camada interna ocorre a produção do fóton de Raios X, cuja energia representa a diferença de energia entre os dois orbitais. Como cada elemento possui níveis de energia específicos, a energia dos Raios X Característicos é própria e única do material de que é feito o alvo. Como exemplo, a Figura 4 apresenta o espectro contínuo e o espectro característico para um alvo de tungstênio.

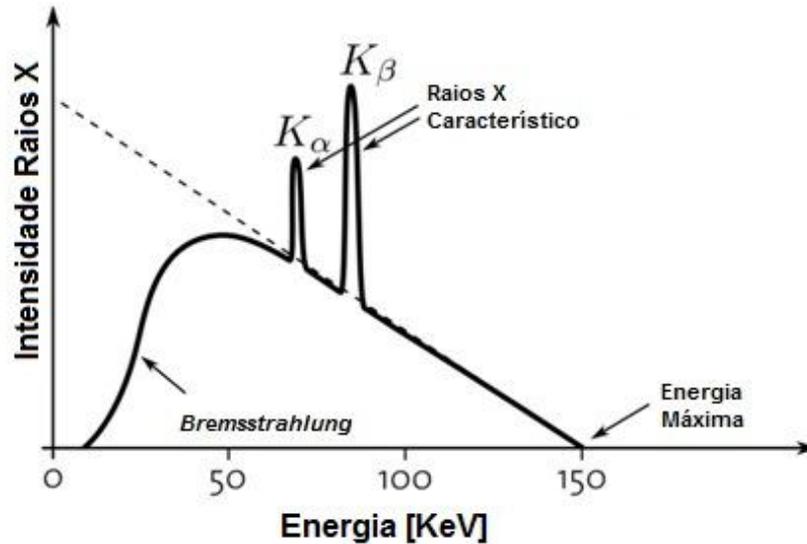


Figura 4 - Espectro característico e de freamento do tungstênio.

Fonte: Adaptado de Department of Biomedical Engineering. Disponível em: <<https://miac.unibas.ch/BIA/08-Xray.html>>. Acesso em: 08 de dezembro de 2015.

### 2.1.2 Equipamentos de Radiodiagnóstico

De acordo com BUSHONG (2013), desde sua descoberta, os Raios X vem sendo utilizados na medicina, e uma das principais áreas de aplicação é a área de radiodiagnóstico. A técnica de radiodiagnóstico consiste em utilizar imagens formadas com a utilização de um equipamento que emite Raios X, e a partir da interpretação dessas imagens, elaborar o correto diagnóstico do paciente. Atualmente existem muitos equipamento utilizados em radiologia diagnóstica, cada um com a sua devida finalidade. Dentre os quais pode-se destacar o equipamento de Raios X convencional, geralmente utilizado para detecção de fraturas, o mamógrafo, utilizado para detecção de tumores nas glândulas mamárias, e o tomógrafo computadorizado, largamente utilizado para avaliar lesões cerebrais e doenças no coração.

### 2.1.2.1 Equipamento de Raios X Convencional

Segundo LUDWIG (2006), os equipamentos de Raios X modelo convencional, fixos ou transportáveis, são os mais utilizados dentro da gama de equipamentos utilizados em radiodiagnóstico. Os exames, realizados por esses equipamentos, tem como principal objetivo diagnosticar a presença de fraturas em ossos.

Ainda segundo LUDWIG (2006), os equipamentos de Raios X modelo convencional são compostos por três componentes básicos, ilustrados na Figura 5, que são o painel de comando, onde são selecionados os parâmetros utilizados no exame como tensão elétrica, corrente elétrica, tempo e foco, o gerador de alta tensão, onde é produzida a alta tensão aplicada ao tubo necessária no processo de geração de Raios X, e o tubo de Raios X, onde realmente os Raios X são produzidos.

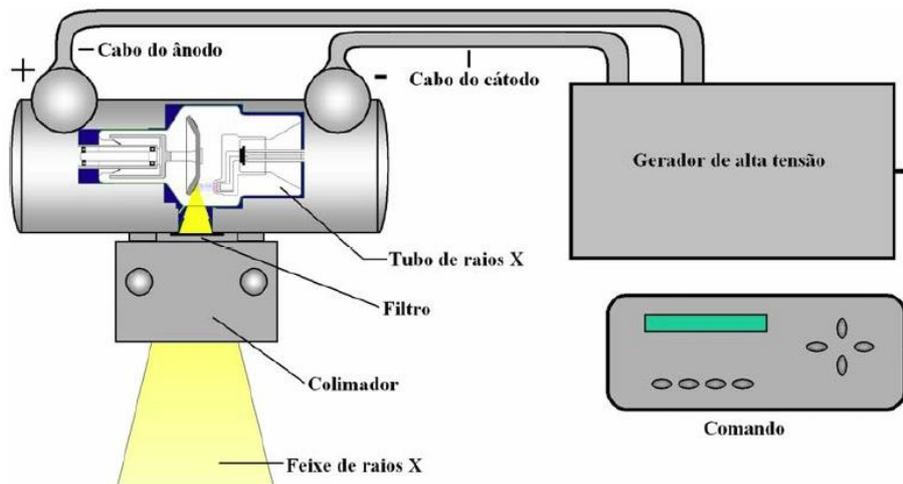


Figura 5 - Equipamento de Raios X convencional básico.  
Fonte: LUDWIG (2006).

Segundo BUSHONG (2010), o tubo de Raios X localiza-se dentro do cabeçote envolto em um óleo especial. O cabeçote possui as funções de proteger e dar sustentação ao tubo de Raios X, e a mais importante, como este é revestido internamente de chumbo, blindar a radiação que não contribui para a formação do feixe útil, o qual é emitido por uma janela existente na ampola, uma vez que a radiação é produzida de forma isotrópica dentro do tubo. Já o óleo tem as funções de servir como isolante eletrostático e como dissipador de calor do tubo, uma vez que 99% da energia fornecida ao tubo é transformada em calor.

Ainda segundo BUSHONG (2010), o tubo de Raios X é basicamente composto por uma carcaça de vidro (ampola), e dois eletrodos denominados ânodo e cátodo. A Figura 6 apresenta o diagrama esquemático de um tubo de Raios X com ânodo giratório. Nesta Figura 6 pode-se perceber os componentes mais comuns existentes em tubos de Raios X utilizados atualmente, dos quais destacam-se os componentes rotor, ânodo giratório e alvo pertencentes ao conjunto do ânodo e o filamento e a capa focalizadora pertencentes ao conjunto do cátodo.

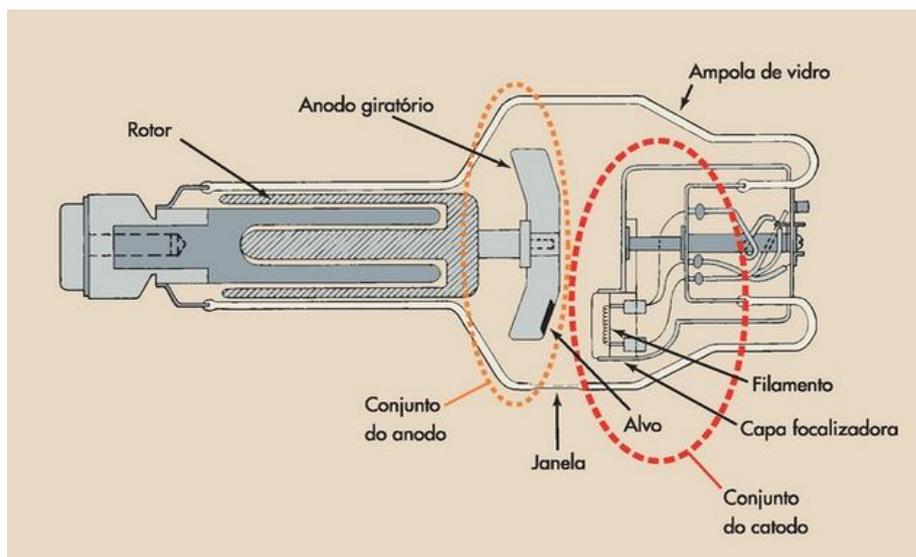


Figura 6 - Tubo de Raios X com ânodo giratório.  
Fonte: BUSHONG(2010).

De acordo com BUSHONG (2010), o cátodo é o eletrodo negativo do tubo de Raios X, e é composto basicamente pelo filamento e pela capa focalizadora. O filamento possui geralmente uma forma de espiral e é fabricado em ligas de Tungstênio ou de Tório, devido a suas altas eficiências termoiônicas e aos seus altos pontos de fusão. O filamento é aquecido pela passagem de corrente elétrica, o que produz uma elevação na temperatura. A alta temperatura causada pela passagem da corrente proporciona o surgimento do efeito termoiônico, ou seja, os elétrons das camadas mais externas, devido a alta energia oriunda da elevação da temperatura, são ejetados do filamento.

Ainda de acordo com BUSHONG (2010), após a emissão termiônica, os elétrons permanecem na proximidade do filamento, criando uma carga espacial nesta região. Aplicando-se uma diferença de potencial entre o cátodo e ânodo, ocorre o deslocamento dos elétrons que se encontram na carga espacial, em direção ao ânodo, criando um feixe de elétrons (corrente anódica). Para evitar a dispersão que surge devido a repulsão eletrostática entre os elétrons, é adicionada uma capa focalizadora junto ao filamento. Esta capa, quando carregada negativamente, permite colimar o feixe de elétrons, utilizando a força de repulsão.

Segundo SPRAWLS (1987), o ânodo é o eletrodo positivo do tubo de Raios X e também o alvo, ou seja, é onde ocorrem às colisões dos elétrons acelerados e a produção de Raios X. O Ânodo pode ser do tipo estacionário, geralmente utilizado em equipamentos de baixa potência como odontológicos e transportáveis, ou do tipo giratório que é utilizado em equipamentos de média e alta potência.

Ainda segundo SPRAWLS (1987), devido ao alto calor produzido no ânodo, muitas técnicas têm sido utilizadas para aumentar a vida útil dos mesmos, além da técnica do ânodo giratório que visa aumentar a dissipação de calor, a utilização de novas ligas mais resistentes também tem sido empregadas. Atualmente o ânodo é fabricado de uma liga composta por Tungstênio e Rênio.

De acordo com BUSHONG (2010), existem vários fatores que afetam o espectro de emissão dos Raios X produzidos no tubo. Os fatores mais comuns são o material do qual o ânodo é feito, a filtração adicional, a forma de onda da tensão elétrica aplicada ao tubo, a diferença de tensão elétrica de pico aplicada entre o ânodo e o cátodo (kVp) e a corrente anódica (mA). Dentro destes fatores destacam-se os três últimos.

Segundo DE LUCENA (2010), existem cinco formas de onda produzidas pelo circuito gerador de alta tensão, as quais distinguem-se conforme a forma como são retificadas. As mais comuns são a retificação monofásica de meia onda e onda completa. As formas de onda provenientes deste tipo de retificação são semelhantes, diferindo apenas na frequência, pois a retificação de onda completa apresenta o dobro da frequência da retificação em meia onda. Outras duas formas de retificação utilizadas são a retificação trifásica de seis pulsos e trifásica de doze pulsos. A grande diferença entre estas duas técnicas está na ondulação (*ripple*) do sinal produzido, sendo muito menor para a retificação trifásica de 12 pulsos.

A última forma de retificação utilizada é a chamada retificação em alta frequência. Conforme SPRAWLS (1987), nesta técnica a energia elétrica em baixa frequência (60Hz) é convertida em alta frequência, através da utilização de inversores, e então retificada e filtrada. Devido à forma de onda obtida com essa técnica esses geradores também são conhecidos como geradores de potencial constante.

De acordo com BUSHONG (2010), a quantidade de Raios X emitidos a cada instante em um ciclo é proporcional à tensão elétrica, sendo assim, a quantidade de Raios X emitidos é baixa em tensões baixas e aumenta para tensões elevadas, logo esta quantidade é muito maior no valor de pico do que em valores mais baixos. Por conseguinte, a produção de Raios X é mais intensa em retificações com as técnicas de alta frequência e trifásica do que com as técnicas de retificação monofásica. A Figura 7 ilustra tal situação.

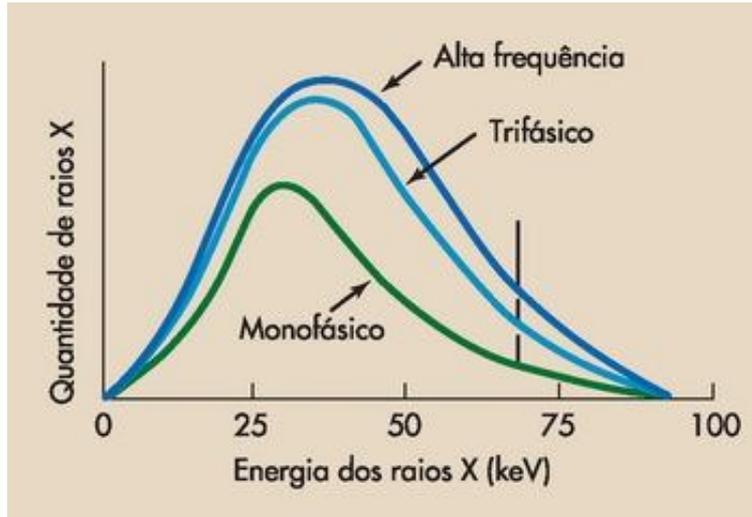


Figura 7 - Efeito das técnicas de retificação para 92 kVp.  
Fonte: BUSHONG (2010).

Conforme BUSHONG (2010), a alteração da tensão elétrica de pico aplicada entre o ânodo e o cátodo (kVp) altera a quantidade e a energia cinética dos elétrons que são acelerados do cátodo para o ânodo. Essa situação altera a forma do espectro de emissão dos Raios X, deslocando-o, e também altera a amplitude do espectro. A Figura 8 ilustra tal caso, onde a tensão de pico aplicada entre o ânodo e o cátodo (kVp) foi aumentada de 72 kVp para 82 kVp.

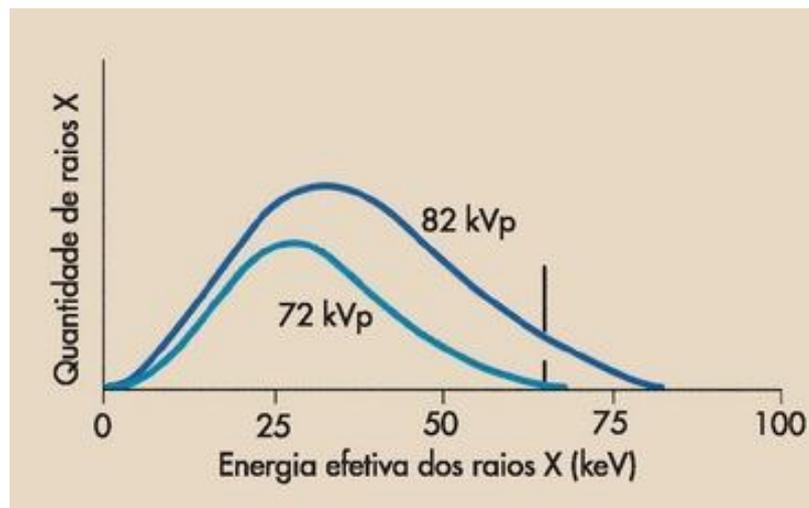


Figura 8 - Alteração do espectro em função da variação da tensão de pico.  
Fonte: BUSHONG (2010).

Segundo BUSHONG (2010), a alteração da corrente anódica altera a quantidade de elétrons que são acelerados do cátodo para o ânodo, essa situação não altera a forma do espectro de emissão dos Raios X, e assim altera somente a amplitude do espectro. A Figura 9 ilustra tal caso, onde a corrente anódica foi aumentada de 200 mA para 400 mA.

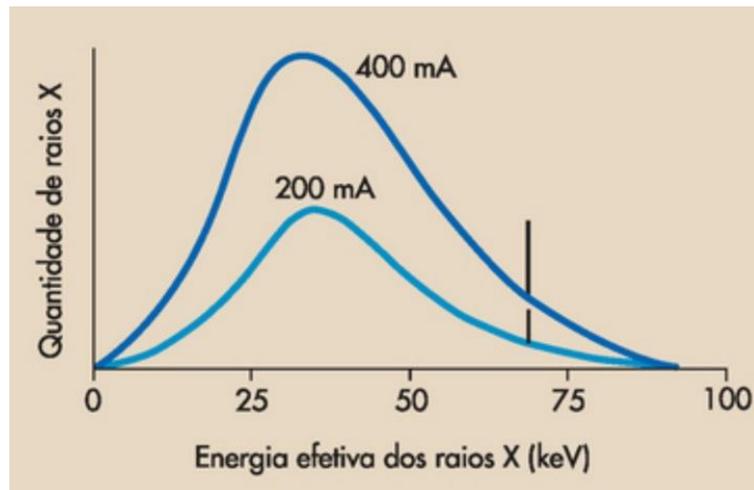


Figura 9 - Alteração do espectro em função da variação da corrente anódica.  
Fonte: BUSHONG (2010).

#### 2.1.2.2 Controle de Qualidade de Equipamentos de Radiodiagnóstico

Segundo a ANVISA (2005) através da Portaria 453/98, os testes de controle e de qualidade visam verificar, através de testes de constância, a manutenção das características técnicas e requisitos de desempenho dos equipamentos de Raios X. Desta forma evitando que equipamentos sejam operados fora das condições exigidas pela Portaria 453/98, e assegurando que ações reparadoras necessárias sejam executadas.

A ANVISA também especifica através desta portaria um conjunto de testes mínimos que necessitam ser realizados a fim de comprovar o funcionamento adequado destes equipamentos.

Dentre estes testes destacam-se:

- exatidão do indicador de tensão do tubo;
- exatidão do tempo de exposição;

- camada semi-redutora;
- alinhamento do eixo central do feixe de Raios X;
- rendimento do tubo (mGy/ mA min m<sup>2</sup>);
- linearidade da taxa de Kerma com o mAs;
- reprodutibilidade da taxa de Kerma no ar;
- tamanho do ponto focal;
- exatidão do sistema de colimação.
- entre outros.

Percebe-se que estes testes visam garantir que parâmetros mínimos de funcionamento dos equipamentos venham a ser atingidos. Segundo a ANVISA (1998), estes testes buscam em conjunto com outras ações garantir que a imagem gerada possua qualidade suficiente para uma correta interpretação e que as doses equivalentes efetivas recebidas por pacientes e operadores sejam tão baixas quanto possíveis.

## 2.2 Medidores de Corrente

De acordo com YARBOROUGH (2012), existem diversos métodos e efeitos físicos para medir a corrente elétrica. Porém, tipicamente são divididos em dois grandes grupos: medição direta e medição indireta. O grupo que utiliza o método de medição direta, se caracteriza pelo fato do elemento sensor necessitar ser conectado em série com o circuito que deseja-se medir a corrente elétrica. Nesse grupo destacam-se os sensores que utilizam resistores, indutores com resistência DC, diodos e transistores, conforme YARBOROUGH (2012). Segundo DOEBELIN (2004), o método mais simples de medição de corrente elétrica pertence a esse grupo. Este método baseia-se na Lei de Ohm e tipicamente utiliza um resistor *shunt*, de baixo valor, como elemento sensor. A Figura 10 apresenta, como exemplo, o método direto utilizando um resistor *shunt* como sensor.

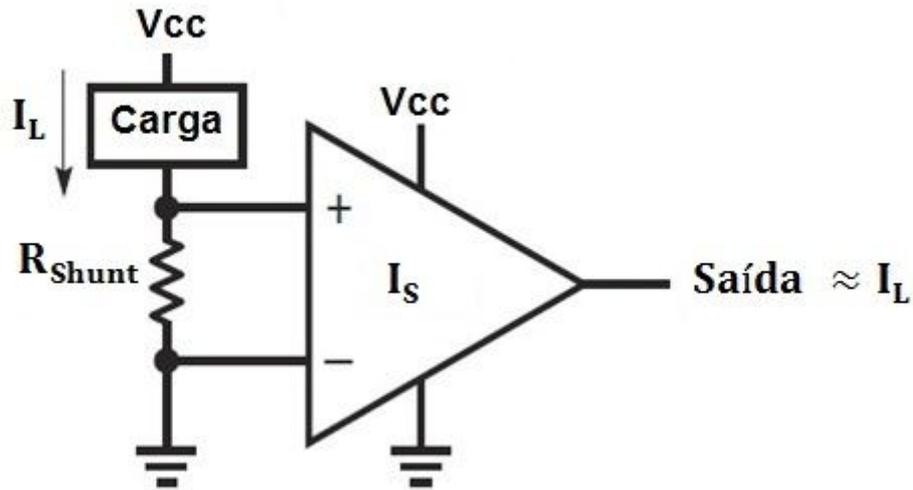


Figura 10 - Esquema simplificado para a medição de corrente com resistor shunt.  
Fonte: REGAM *et al.* (2005).

O grupo que utiliza o método de medição indireto, que de acordo com YARBOROUGH (2004), é caracterizado por efetuar a medida de corrente elétrica a partir da medição do campo magnético produzido pela mesma. Nesse grupo, destacam-se os sensores que utilizam a Lei de Faraday da Indução, que são os transformadores de corrente, e as Bobinas de Rogowski, os sensores de Efeito Hall e os sensores magnetorresistivos.

Dentro do grupo do método indireto, um sensor que merece destaque é o sensor com o transformador de corrente. Segundo ZIEGLER *et al.* (2009), este sensor considera a Lei de Ampere apresentada na Equação (6):

$$\oint_C \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 i_c \quad (6)$$

onde  $\vec{B}$  é a densidade magnética;  $d\vec{l}$  é o segmento medido;  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética no ar; e  $i_c$  é a corrente que circula pelo fio.

Quando a Equação (6) é calculada para um núcleo com configuração típica utilizando transformador de corrente, como apresentado na Figura 11, a mesma é definida pela Equação (7):

$$B = \frac{\mu_0 i_c}{2\pi r} \quad (7)$$

onde  $B$  é a densidade magnética;  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética no ar;  $i_c$  é a corrente que circula pelo fio e  $r$  é a distância do fio ao núcleo.

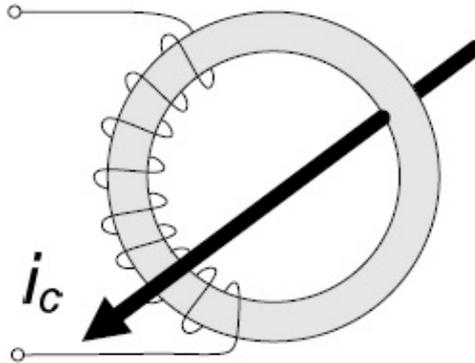


Figura 11 - Modelo simplificado de um transformador de corrente.  
Fonte: ZIEGLER *et al.* (2009).

Finalmente utilizando a Lei de Faraday para indução obtém-se a Equação (8):

$$v_s = -N \frac{d\phi}{dt} = -NA \frac{\mu_0 \mu_r}{l_m} (i_c - Ni_s) \frac{d}{dt} \quad (8)$$

onde  $v_s$  é a tensão induzida;  $\frac{d\phi}{dt}$  é a variação do fluxo magnético no tempo;  $N$  é o número de espiras;  $A$  é a seção transversal da área do corpo do núcleo;  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética no ar;  $\mu_r$  é a permeabilidade magnética do material do núcleo;  $i_c$  é a corrente que circula pelo fio e  $i_s$  é a corrente originada no secundário.

Nesta tecnologia o condutor funciona como enrolamento primário de um transformador de corrente que induz uma corrente no secundário onde o sinal é condicionado. Sendo assim, nessa técnica o instrumento de medida é constituído pelo secundário de um transformador envolto em um núcleo com alta permeabilidade magnética. Este secundário é conectado a um resistor *shunt*, obtendo-se assim o sinal de tensão proporcional a corrente de interesse. Esta configuração é apresentada de forma simplificada na Figura 12. O elemento sensor geralmente encontra-se no “gancho” móvel do medidor. Devido ao fato desses sensores dependerem da variação do fluxo

magnético como define a Equação (8), os mesmos são utilizados apenas para medição de corrente alternada.

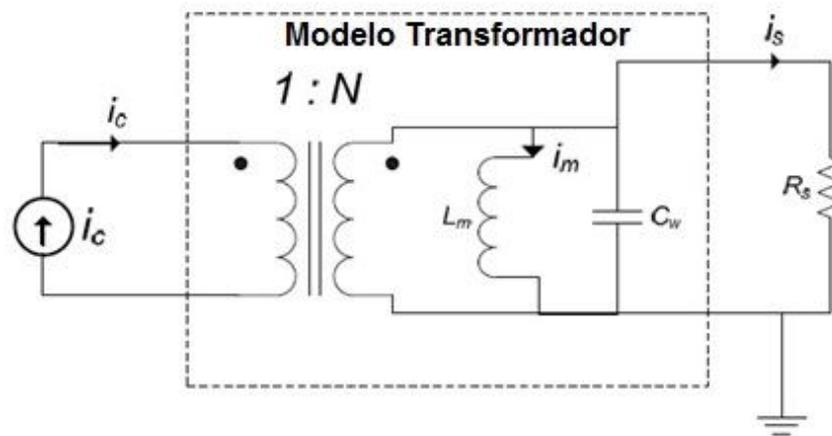


Figura 12 - Modelo de um transformador de corrente.  
Fonte: ZIEGLER *et al.* (2009).

### 2.2.1 Conceitos básicos sobre o Efeito Hall

Segundo PALLÀS-ARENY & WEBSTER (2000), o Efeito Hall foi descoberto em 1879 pelo físico americano Edwin H. Hall, que realizava experiência com lâminas de ouro, e percebeu o surgimento de uma diferença de potencial, quando uma corrente elétrica circulou pela lâmina, ao mesmo tempo, que uma densidade de fluxo magnético atravessou a lâmina, que era proporcional ao produto do campo magnético perpendicular aplicado a lâmina e a velocidade dos elétrons que atravessavam o campo.

De acordo com BALBINOT & BRUSAMATELLO (2011), quando um condutor é exposto a um campo magnético transversal os elétrons em movimento são repelidos para uma das suas bordas. Essa concentração de elétrons provoca um campo elétrico transversal ao condutor e ao

campo magnético. O efeito campo elétrico busca anular a força de Lorentz, apresentada na Equação (9), e atingir o equilíbrio.

$$\vec{F}_L = -q \cdot (\vec{E} + [\vec{v} \times \vec{B}]) \quad (9)$$

onde  $q$  é a carga do elétron em coulombs;  $\vec{E}$  é o campo elétrico em  $\frac{V}{m}$ ;  $\vec{v}$  é a velocidade do elétron em  $\frac{m}{s}$  e  $\vec{B}$  é o campo magnético em T.

Este campo elétrico transversal ao condutor causa uma diferença de potencial entre as bordas desse condutor. Essa diferença de potencial é conhecida como tensão Hall e é ilustrada na Figura 13. A tensão Hall provoca uma força eletrostática sobre os elétrons conhecida como força Hall, expressa na Equação (10), que busca anular a força de Lorentz.

$$|F_H| = \frac{q \times V_H}{d_l} \quad (10)$$

onde  $q$  é a carga do elétron em Coulombs;  $V_H$  é a tensão de Hall em Volts e  $d_l$  é o comprimento da barra dada em metros. A partir da equiparação das forças pode-se calcular a tensão Hall, apresentada na Equação (12), a qual varia com tipo de condutor que é exposto ao campo magnético.

$$F_L = -F_H \quad (11)$$

$$V_H = \frac{R_H \times i \times B}{t_b} \quad (12)$$

onde  $R_H$  é a constante de Hall [ $C \times m^3$ ] e  $t_b$  a espessura da barra em metros.

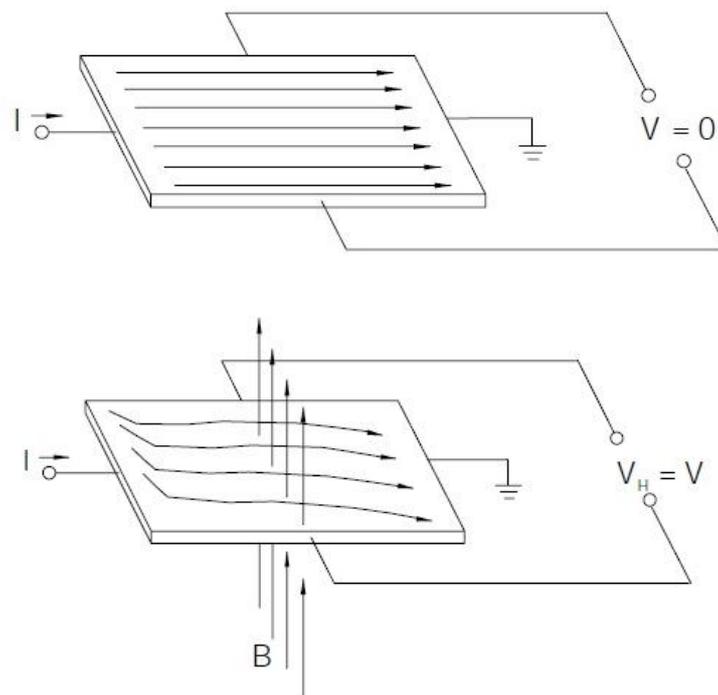


Figura 13 - Esboço simplificado ilustrando o Efeito Hall.  
Fonte: HONEYWELL [24].

Ainda de acordo com BALBINOT & BRUSAMATELLO (2011), com a evolução da micro e da nanoeletrônica a partir dos meados dos anos 1950, foram descobertos que alguns semicondutores possuem alta mobilidade de elétrons, nos quais a corrente é oriunda de poucos elétrons em movimento com alta velocidade. Dessa forma a tensão Hall desses elementos é muitas vezes superior a dos metais. Atualmente os sensores de efeito Hall são fabricados utilizando semicondutores de Silício do tipo n para sensores de baixo custo e GaAs para sensores utilizados em altas temperatura devido a largura de banda desse material. Existem também outros materiais empregados como o InAs e o InSb que vêm ganhando espaço devido a alta mobilidade de seus portadores, o que proporciona grande sensibilidade e resposta a frequências acima de 50 kHz.

Segundo HONEYWELL, dentre as principais aplicações destes sensores destacam-se a medida de correntes elétricas, tanto contínua como alternada, medidas de potência, medidas de posição e medidas de velocidade.

### 2.2.2 Sensor de Efeito Hall Laço Aberto e Laço Fechado

Conforme BALBINOT & BRUSAMATELLO (2011), a medição de indução magnética é uma forma de medição indireta de corrente elétrica, já que a indução magnética é proporcional a corrente elétrica que a induz. Desta forma, como os sensores de Efeito Hall medem indução magnética os mesmos podem ser utilizados para medir indiretamente a corrente elétrica.

Segundo ZIEGLER *et al.* (2009), existem três configurações básicas utilizando o sensor de Efeito Hall para medir corrente. A mais simples é a configuração de Laço Aberto, apresentada na Figura 14. Nesta configuração o sensor é posicionado no *gap* de um núcleo magnético, que tem a função de concentrar o campo magnético induzido pela corrente de interesse, ao mesmo tempo que reduz a influência de campos magnéticos externos. Desta forma, a medição da corrente elétrica depende também das propriedades magnéticas do material do núcleo. A principal vantagem dessa topologia é a simplicidade de montagem, enquanto as desvantagens concentram-se no aquecimento provocado pelas imperfeições do núcleo, o que reduz a aplicação em frequências elevadas, ao mesmo tempo, que limita o valor máximo da corrente a ser medida, já que valores elevados de campo podem saturar o núcleo.

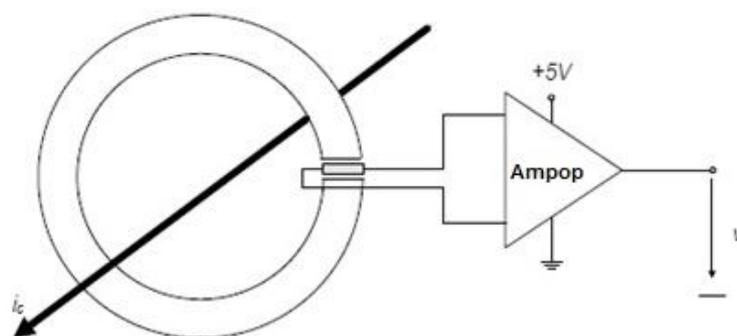


Figura 14 - Esboço do sensor Hall do tipo configuração de laço aberto.  
Fonte: ZIEGLER *et al.* (2009).

De acordo com ZIEGLER *et al.* (2009), outra configuração utilizada para medição de corrente elétrica usando o sensor de Efeito Hall é a configuração de Laço Fechado, apresentada na

Figura 15. Nessa topologia o sensor também é posicionado no *gap* de um núcleo magnético, e o sinal de saída do sensor é utilizado para compensar o erro na magnetização do núcleo causado pela corrente que circula no secundário. Esta técnica apresenta como vantagens em relação à topologia de Laço Aberto, a redução das perdas por histerese e consequentemente redução do aquecimento e da influência térmica o que proporciona a utilização em frequências mais altas, e aumento da linearidade, já que a mesma passa a ser independente do campo magnético do sensor. Como desvantagem apresenta uma confecção mais complicada e consequentemente um maior custo agregado.

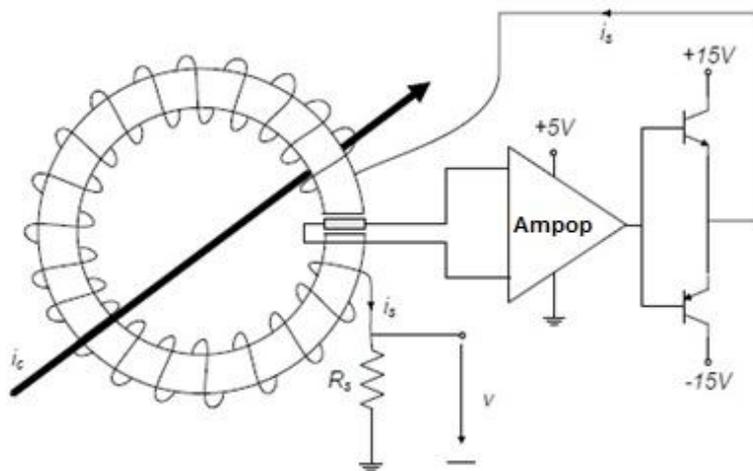


Figura 15 - Esboço do sensor Hall do tipo configuração de laço fechado.  
Fonte: ZIEGLER *et al.* (2009).

### 3. METODOLOGIA EXPERIMENTAL

Neste capítulo é apresentada uma descrição detalhada das diversas etapas que englobam o desenvolvimento do protótipo do medidor de corrente anódica. O diagrama de blocos do projeto é apresentado na Figura 16 e pode ser dividido em três etapas principais. Na primeira etapa o campo magnético induzido pela corrente elétrica que deseja-se medir é concentrado por um núcleo magnético e então convertido em tensão elétrica por um sensor de Efeito Hall posicionado no *gap* (vão) do núcleo. A segunda etapa é a de condicionamento, pois como a tensão elétrica produzida pelo sensor de Efeito Hall é da ordem de mV, necessita-se de um sistema que condicione este sinal, ou seja, que amplifique esta tensão elétrica e também filtre os ruídos que possam existir no sistema. Já a terceira etapa é responsável pela aquisição de dados e armazenamento dos mesmos em um cartão do tipo SD, assim como, e apresentação dos resultados ao usuário através de um *display*.

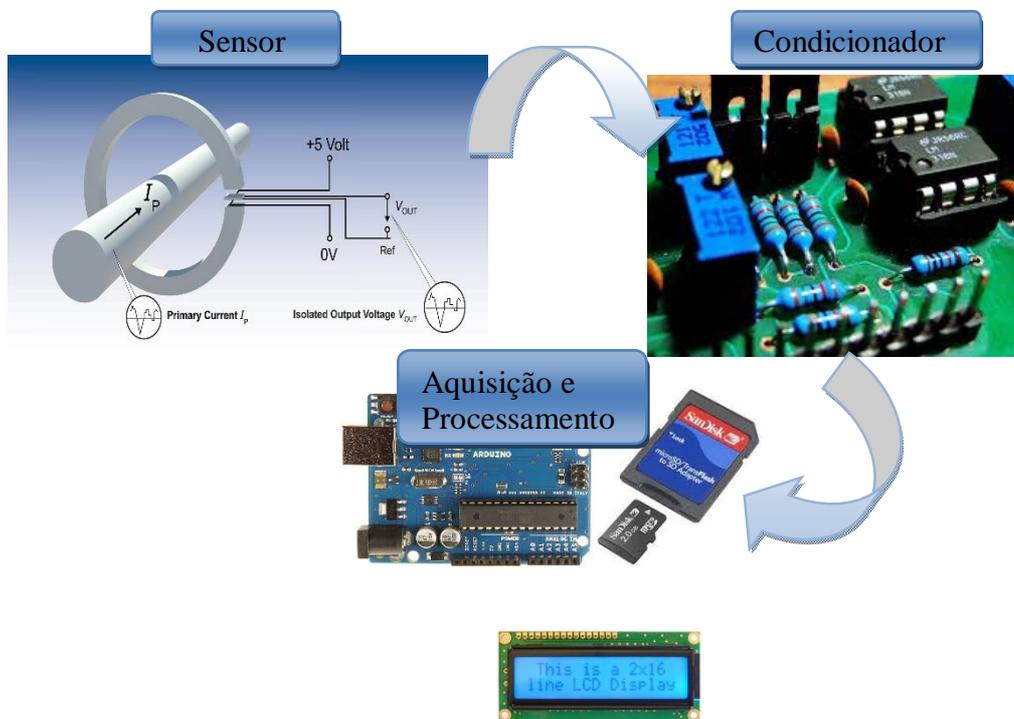


Figura 16 - Diagrama de blocos simplificado do sistema proposto.

### 3.1 Especificação do Sensor

Como o sinal de interesse a ser medido é um sinal de corrente contínua e a proposta do projeto é executá-la de forma indireta, optou-se pela utilização de um sensor de Efeito Hall, na configuração do tipo laço aberto. Para tal necessita-se de um núcleo de ferro, o qual foi obtido de um instrumento, alicate amperímetro, vendido comercialmente da marca Minipa, modelo ET3320.

O sensor de Efeito Hall utilizado foi o sensor A1389LLHLT-9-T da Allegro MicroSystems, o qual foi escolhido levando em conta o tamanho do *gap*, onde o mesmo será inserido, e as características do sinal a ser medido. Este sensor apresenta como principais características uma resposta linear a variação do campo magnético e uma sensibilidade na faixa de 8,73 a 9,27 mV/Gauss. A Tabela 1 apresenta as principais características deste sensor.

Tabela 1 - Principais características sensor A1389LLHLT-9-T.

Tensão de saída:	1...4 V
Corrente saída:	1...1,5 mA
Tempo de resposta:	30 $\mu$ s
Corrente alimentação:	9...11 mA
Faixa de alimentação:	4,5...5,5 V
Sensibilidade:	8,73...9,27 mV/Gauss

Fonte: Datasheet A1389LLHLT-9-T, Allegro MicroSystems, 2015.

Ainda segundo o fabricante este sensor se enquadra no grupo dos sensores de Efeito Hall lineares, os quais possuem a característica do valor da variação de tensão elétrica de saída ser proporcional a magnitude e a polaridade do campo magnético aplicado. Esta proporcionalidade é especificada como a sensibilidade magnética. Para este sensor a sensibilidade magnética é definida pela Equação (13):

$$\text{Sens} = \frac{V_{\text{out}(B_+)} - V_{\text{out}(B_-)}}{(B_+) - (B_-)} \quad (13)$$

onde Sens é a sensibilidade em [mV/G],  $V_{\text{out}(B_+)}$  é a tensão elétrica originada pelo campo magnético com polaridade positiva (polaridade Sul),  $V_{\text{out}(B_-)}$  é a tensão elétrica originada pelo campo magnético com polaridade negativa (polaridade Norte),  $B_+$  é a densidade de fluxo

magnético com polaridade positiva (polaridade Sul) e  $B_-$  é a densidade de fluxo magnético negativo (polaridade Norte).

Como exemplo, a Figura 17 apresenta uma foto do sensor já acoplado ao núcleo de ferro na configuração do tipo laço aberto utilizada no projeto.

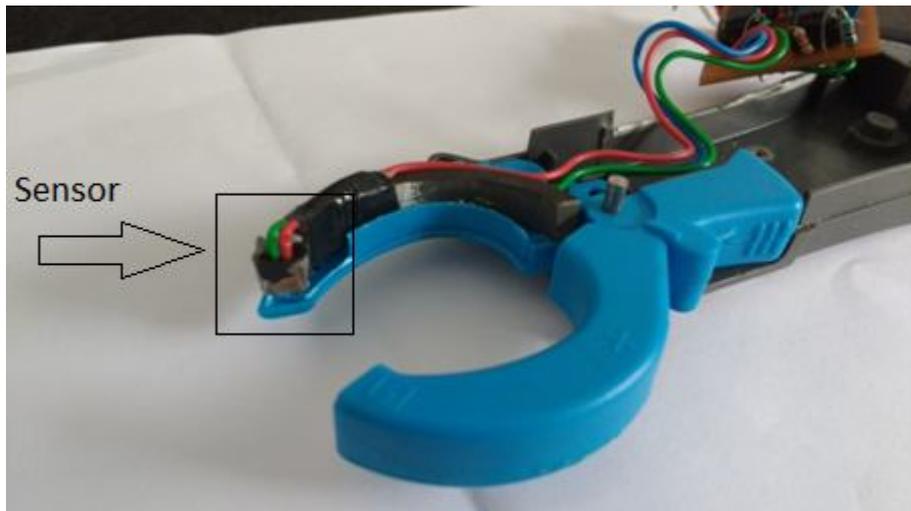


Figura 17 - Foto do conjunto sensor e núcleo de ferro utilizada neste trabalho.

### 3.2 Projeto do Condicionador

O condicionamento de sinal deste projeto possui dois estágios: o primeiro estágio consiste na amplificação da tensão elétrica de saída do sensor de Efeito Hall, através de um amplificador diferencial de instrumentação. O segundo estágio é o filtro *anti-aliasing* Butterworth passa baixas, de quarta ordem, com frequência de corte de 150Hz e um segundo estágio de amplificação, já que a frequência do sinal a ser medido em equipamentos com retificação de onda completa é de até 120 Hz. Além dos dois estágios citados anteriormente também faz parte do condicionador o circuito de alimentação. A seguir serão apresentados detalhes sobre cada um dos estágios de condicionamento.

O circuito de condicionamento foi projetado nos softwares de projetos e simulação de circuitos Proteus 8.0 da LabcenterElectronics e Eagle 7.01 da CadSoft; Para melhor visualização foi dividido em quatro blocos que serão detalhados a seguir:

- circuito de alimentação;
- circuito de ajuste de zero;
- circuito do 1º estágio de amplificação com ganho diferencial;
- filtro *anti-aliasing* e 2º estágio de amplificação.

O circuito completo pode ser visualizado no ANEXO A.

### 3.2.1 Projeto do Circuito de Alimentação

A alimentação do circuito de condicionamento é constituída por duas baterias alcalinas de 9 V ligadas em série, como pode ser visto na Figura 18, para gerar uma alimentação simétrica de  $\pm 9$  V. A alimentação simétrica se faz necessária em função dos amplificadores operacionais utilizados no projeto. As baterias foram escolhidas por tornar o uso do sistema projetado portátil. Para reduzir possíveis ruídos que possam ser originados, optou-se por utilizar dois capacitores no valor de  $100 \text{ nF} \pm 10\%$  em paralelo com cada uma das tensões de alimentação das baterias.

Também faz parte do circuito de alimentação um circuito regulador de tensão, composto basicamente por um circuito integrado regulador de tensão LM7805 e dois capacitores de  $100 \text{ nF} \pm 10\%$  em paralelo com a entrada e a saída do regulador, com a função de estabilizar a tensão gerada. Este circuito tem a finalidade de alimentar o circuito de armazenamento e processamento dos dados, bem como, a interface com o usuário.

Para completar o circuito de alimentação também utilizou-se um circuito de referência de tensão, o qual tem a finalidade de alimentar o sensor de Efeito Hall e o circuito de ajuste de zero. Para tal, fez-se uso do circuito integrado de referência de tensão REF02 de  $+5 \text{ V} \pm 0,2\%$ , da Texas

Instruments. A Tabela 2 ilustra as principais características deste circuito integrado. Segundo o fabricante, este circuito integrado é capaz de fornecer uma corrente máxima em sua saída de 10 mA, o que supre a necessidade do sensor de Efeito Hall, uma vez que sua corrente de operação normal é de 9 mA. A corrente do circuito de ajuste de zero é de aproximadamente 0,167 mA.

Tabela 2 - Principais características do CI REF02.

Tensão de saída:	+5 Volts $\pm$ 0.2%
Estabilidade frente a temperatura:	10ppm/ ° C máx
Ruído:	10 uVppmáx (0,1 Hz até 10Hz)
Corrente alimentação:	1,4 mA Max
Faixa de alimentação:	8V até 40V
Corrente de saída máxima:	10 mA

Fonte: Datasheet INA126, Texas Instruments, 2015.

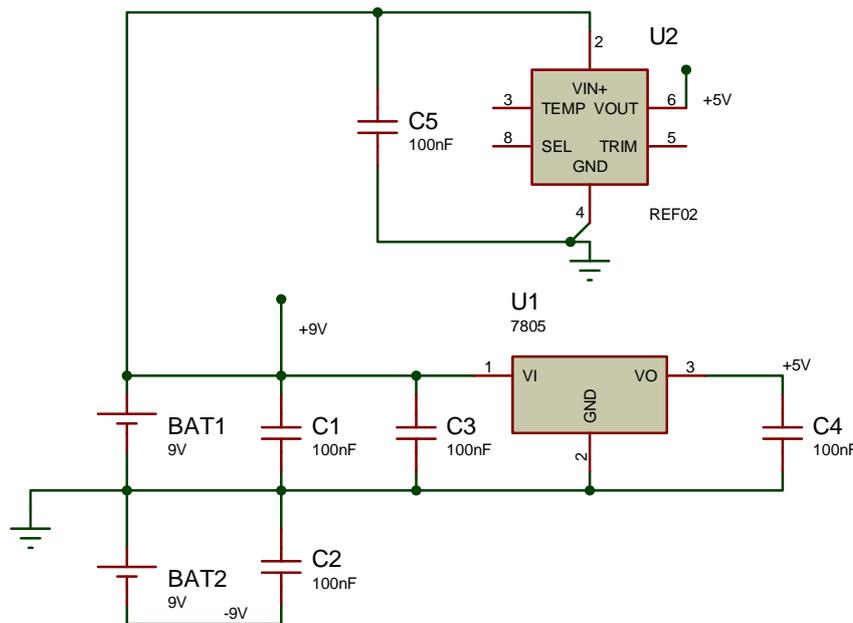


Figura 18 - Diagrama esquemático do circuito de alimentação.

### 3.2.2 Projeto do Circuito de Ajuste de Zero

Devido às características do sensor de Efeito Hall utilizado, o mesmo apresenta uma tensão de saída de 2,5 V para o caso da não existência de campo magnético. Portanto, foi projetado um

simples circuito de ajuste de *offset*, para que quando não haja corrente elétrica circulando a saída do amplificador seja nula. O circuito de ajuste de zero conta com um potenciômetro (*trimpot*) de  $10\text{ k}\Omega \pm 5\%$  ligado em série com dois resistores de  $10\text{ k}\Omega \pm 1\%$  como mostra a Figura 19.

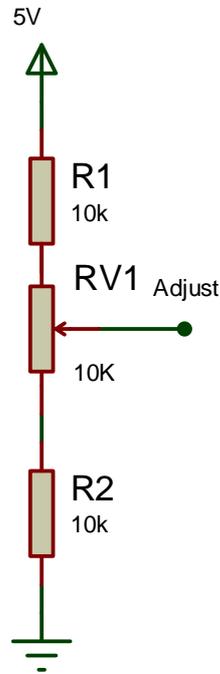


Figura 19 - Diagrama esquemático do simples circuito de ajuste de zero.

A corrente mínima que circula pelo circuito é dada pela Equação (14):

$$I_{min} = \frac{V}{R_{max}} = \frac{5V}{30k\Omega} = 0,167\text{ mA} \quad (14)$$

onde  $I_{min}$  é a corrente mínima que circula pelo circuito,  $V$  é a tensão de alimentação do circuito e  $R_{max}$  é a resistência equivalente do circuito quando a resistência do *trimpot* é de  $10\text{ k}\Omega$ .

De forma análoga, a corrente máxima que circula pelo circuito é dada pela Equação (15):

$$I_{max} = \frac{V}{R_{min}} = \frac{5V}{20k\Omega} = 0,25\text{ mA} \quad (15)$$

onde  $I_{max}$  é a corrente máxima que circula pelo circuito,  $V$  é a tensão de alimentação do circuito e  $R_{min}$  é a resistência equivalente do circuito quando a resistência do *trimpot* é de  $0\text{ k}\Omega$ .

### 3.2.3 Projeto do Circuito do Primeiro Estágio de Amplificação com Ganho Diferencial

Para o circuito do primeiro estágio de amplificação utilizou-se um amplificador operacional de instrumentação modelo INA126 da Texas Instruments. Este amplificador possui uma topologia diferencial e é comumente utilizado em aplicações na área de instrumentação. As principais características deste componente podem ser visualizadas na Tabela 3.

Tabela 3 - Principais características do CI INA126.

Alimentação:	$\pm 1,5$ até $\pm 18$ Volts
Tensão de entrada:	(V <sup>-</sup> )-0,7 até (V <sup>+</sup> )+0,7
Corrente de entrada:	10 mA
Temperatura de operação:	-55°C até +125°C
Ganho:	5 à 10k V/V
Erro máximo de ganho:	0,2 %
Ruído:	35nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Fonte: Datasheet INA126, Texas Instruments, 2015.

A saída do amplificador é dada pela Equação (16):

$$V_{oINA} = (V_{in}^+ - V_{in}^-) * G \quad (16)$$

onde  $V_{oINA}$  é a tensão de saída em Volts do amplificador,  $V_{in}^+$  é a tensão em Volts da entrada diferencial positiva,  $V_{in}^-$  é a tensão em Volts da entrada diferencial negativa e  $G$  é o ganho em V/V do amplificador. A Equação (17) de ganho do amplificador é dada por:

$$G_{1^\circ\text{estágio}} = 5 + \frac{80k\Omega}{R_g} \quad (17)$$

onde  $R_g$  é a resistência em  $\Omega$  de ajuste de ganho.

O ganho estipulado para a escolha de  $R_g = 820 \Omega \pm 5\%$  foi de:

$$G_{1^\circ\text{estágio}} = 5 + \frac{80k\Omega}{820\Omega} = 102,56 \frac{V}{V} \quad (18)$$

A função transferência no domínio da frequência que rege o primeiro estágio do filtro, é dada por:

$$H_1(s) = 102,56 \quad (19)$$

A Figura 20 apresenta o circuito do primeiro estágio de amplificação com as conexões ao sensor de Efeito Hall e ao circuito de Ajuste de zero.

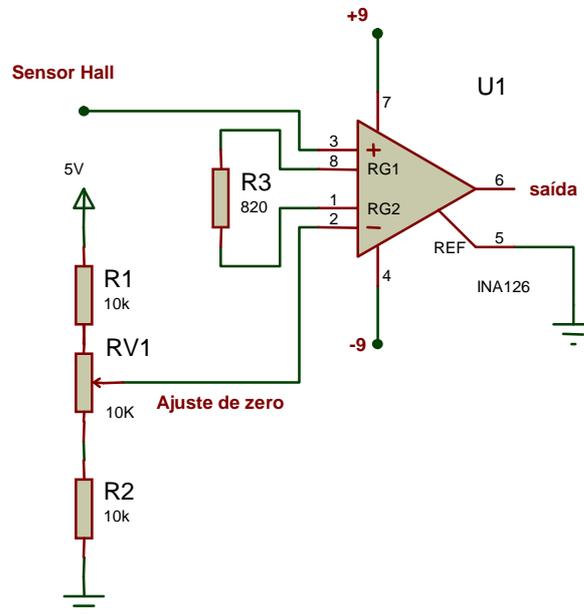


Figura 20 - Diagrama esquemático de circuito do primeiro estágio de amplificação.

### 3.2.4 Circuito do Filtro *Anti-aliasing* e do Segundo Estágio de Amplificação

Como a frequência do sinal a ser medido em equipamentos de Raios X com retificação de onda completa é da ordem de 120 Hz, necessita-se de um circuito para eliminar ruídos provenientes de frequências que diferem desta faixa desejada. Sendo assim, projetou-se um filtro *anti-aliasing* base com frequência de corte de 150 Hz. Como o sinal proveniente do primeiro estágio de amplificação ainda não possui a faixa de amplitude desejada incluiu-se neste estágio uma segunda etapa de amplificação.

O filtro projetado é um filtro Butterworth passa-baixas de 4ª ordem, com uma topologia Sallen-Key configuração não inversora de 4 V/V de ganho (aproximadamente 12 dB). A principal característica deste filtro é fornecer uma resposta plana na banda passante. A Figura 21 mostra o esquemático do circuito do filtro projetado. Percebe-se que este modelo possui dois filtros de segunda ordem, totalizando um filtro de quarta ordem.

Como o filtro possui dois estágios, são necessários dois amplificadores operacionais, optou-se, então, por utilizar, no projeto, o circuito integrado OPA177 da empresa Texas Instruments.

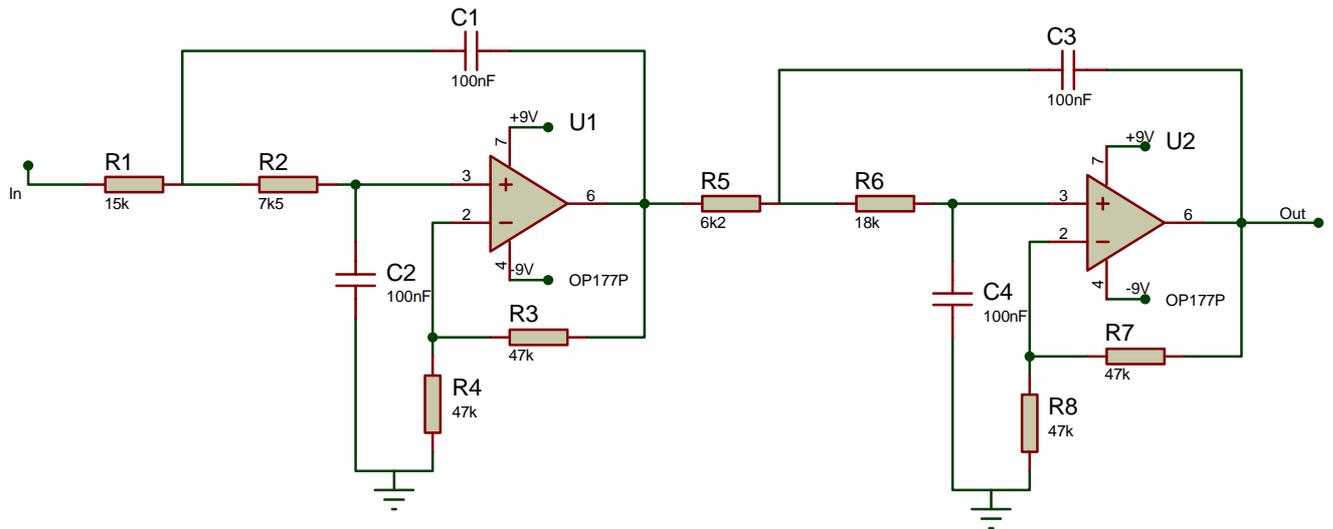


Figura 21 - Diagrama esquemático do filtro anti-aliasing e segundo estágio de ganho.

Para calcular os valores dos componentes partiu-se da frequência de corte de 150 Hz, do ganho desejado para cada estágio,  $K = 2$ , e foram fixados os valores dos capacitores  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 100 \text{ nF} \pm 10\%$ . Também foram utilizados parâmetros com valores tabelados, os quais são encontrados na referência bibliográfica PERTENCE JUNIOR (1988).

Para o primeiro estágio calculou-se o valor de  $R_1$  através da Equação (20):

$$R_1 = \frac{2}{\left[ aC_2 + \sqrt{[a^2 + 4b(K-1)]C_2^2 - 4bC_1C_2} \right] \omega_c} = 13863 \Omega \quad (20)$$

onde  $a$  é um parâmetro tabelado e para esta configuração seu valor é de 0,765367;  $b$  é outro parâmetro tabelado que para esta configuração vale 1;  $K$  é o ganho desejado que vale 2;  $C_1$  e  $C_2$  são os capacitores anteriormente fixados com valor de  $100 \text{ nF} \pm 10\%$  e  $\omega_c$  é a frequência angular

de corte de  $942,48 \text{ rad/s}$ . Como o valor calculado para  $R_1$  não é um valor comercial arbitrou-se  $R_1 = 15 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ .

O componente  $R_2$  foi calculado utilizando a Equação (21):

$$R_2 = \frac{1}{bC_1C_2R_1\omega_c^2} = 7505 \Omega \quad (21)$$

onde  $b$  é outro parâmetro tabelado com valor de 1;  $C_1$  e  $C_2$  são os capacitores anteriormente fixados com valor de  $100 \text{ nF} \pm 10\%$ ;  $R_1$  é o resistor calculado anteriormente com valor de  $15 \text{ k}\Omega \pm 5\%$  e  $\omega_c$  é a frequência angular de corte de  $942,48 \text{ rad/s}$ . Como o valor calculado para  $R_2$  não é um valor comercial arbitrou-se  $R_2 = 7,5 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ .

O cálculo de  $R_3$  foi realizado utilizando a Equação (22):

$$R_3 = \frac{K(R_1+R_2)}{K-1} = 45000 \Omega \quad (22)$$

onde  $R_1$  e  $R_2$  são os resistores calculados anteriormente com valores respectivos de  $15 \text{ k}\Omega \pm 5\%$  e  $7,5 \text{ k}\Omega \pm 5\%$  e  $K$  é o ganho desejado de valor 2. Como o valor calculado para  $R_3$  não é um valor comercial arbitrou-se  $R_3 = 47 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ .

Por fim calculou-se  $R_4$  através da Equação (23):

$$R_4 = K(R_1 + R_2) = 45000 \Omega \quad (23)$$

onde  $R_1$  e  $R_2$  são os resistores calculados anteriormente com valores respectivos de  $15 \text{ k}\Omega \pm 5\%$  e  $7,5 \text{ k}\Omega \pm 5\%$  e  $K$  é o ganho desejado e vale 2. Como o valor calculado para  $R_4$  não é um valor comercial arbitrou-se  $R_4 = 47 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ .

De forma análoga, para o segundo estágio calculou-se o valor de  $R_5$  através da Equação (24):

$$R_5 = \frac{2}{\left[ aC_4 + \sqrt{[a^2 + 4b(K-1)]C_4^2 - 4bC_3C_4} \right] \omega_c} = 5742 \Omega \quad (24)$$

onde  $a$  é um parâmetro tabelado que para esta configuração vale 1,847759;  $b$  é outro parâmetro tabelado que para esta configuração vale 1;  $K$  é o ganho desejado que vale 2;  $C_3$  e  $C_4$  são os

capacitores anteriormente fixados com valor de  $100 \text{ nF} \pm 10\%$  e  $\omega_c$  é a frequência angular de corte de  $942,48 \text{ rad/s}$ . Como o valor calculado para  $R_5$  não é um valor comercial arbitrou-se  $R_5 = 6\text{k}\Omega \pm 5\%$ .

O componente  $R_6$  foi calculado utilizando a Equação (25):

$$R_6 = \frac{1}{bC_3C_4R_5\omega_c^2} = 18158 \Omega \quad (25)$$

onde  $b$  é outro parâmetro tabelado que para esta configuração vale 1;  $C_3$  e  $C_4$  são os capacitores anteriormente fixados com valor de  $100 \text{ nF} \pm 10\%$ ;  $R_5$  é o resistor calculado anteriormente com valor de  $6\text{k}\Omega \pm 5\%$ . e  $\omega_c$  é a frequência angular de corte de  $942,48 \text{ rad/s}$ . Como o valor calculado para  $R_6$  não é um valor comercial arbitrou-se  $R_6 = 18 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ .

O cálculo de  $R_7$  foi realizado utilizando a Equação (26):

$$R_7 = \frac{K(R_5 + R_6)}{K-1} = 48400 \Omega \quad (26)$$

onde  $R_5$  e  $R_6$  são os resistores calculados anteriormente com valores respectivos de  $6\text{k}\Omega \pm 5\%$  e  $18 \text{ k}\Omega \pm 5\%$  e  $K$  é o ganho desejado e vale 2. Como o valor calculado para  $R_7$  não é um valor comercial arbitrou-se  $R_7 = 47 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ .

Por fim calculou-se  $R_8$  através da Equação (27):

$$R_8 = K(R_5 + R_6) = 48400 \Omega \quad (27)$$

onde  $R_5$  e  $R_6$  são os resistores calculados anteriormente com valores respectivos de  $6\text{k}\Omega \pm 5\%$  e  $18 \text{ k}\Omega \pm 5\%$  e  $K$  é o ganho desejado e vale 2. Como o valor calculado para  $R_8$  não é um valor comercial arbitrou-se  $R_8 = 47 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ .

O ganho deste filtro, para os componentes  $R_3 = R_4 = R_7 = R_8 = 47 \text{ k}\Omega \pm 5\%$  é dado pela Equação (28):

$$G_{2^\circ \text{est\u00e1gio}} = \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) * \left(1 + \frac{R_7}{R_8}\right) = 4 V/V \quad (28)$$

Os demais componentes utilizados no filtro são  $R_1 = 15 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ ,  $R_2 = 7,5 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ ,  $R_5 = 6,2 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ ,  $R_6 = 18 \text{ k}\Omega \pm 5\%$ ,  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 100 \text{ nF} \pm 10\%$ . Devido a utilização desses componentes de valores comerciais obtêm-se uma nova frequência de corte de 150,35 Hz.

A função de transferência no domínio da frequência que rege o primeiro estágio do filtro, é dada por:

$$H_{f1}(s) = K * \left( \frac{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \left[ \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2} \right] s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \right) \quad (29)$$

onde K é o ganho do filtro, que para este estágio é 2.

Substituindo os valores dos componentes se obtém:

$$H_{f1}(s) = \frac{1,778E+6}{s^2 + 666,7s + 8,889E+5} \quad (30)$$

Da mesma forma para o segundo estágio, obtém-se:

$$H_{f2}(s) = \frac{1,792E+6}{s^2 + 1613s + 8,961E+5} \quad (31)$$

Por fim, pode-se calcular a função de transferência completa no domínio frequência equivalente.

$$H_f(s) = H_{f1}(s) * H_{f2}(s) \quad (32)$$

$$H_f(s) = \frac{3,186E+12}{s^4 + 2280s^3 + 2,86E+6s^2 + 2,031E+9s + 7,965E+11} \quad (33)$$

A Figura 22 apresenta a resposta em frequência, simulada, do filtro projetado obtido com o auxílio do software Micro-Cap 10.9.0.2 da Spectrum Software. Nela pode-se verificar que antes de atingir a frequência de corte o sistema fornece uma resposta plana com uma magnitude de aproximadamente 13 dB. Após atingir a frequência de corte o sistema começa a atenuar o sinal em 40 dB por década e também introduz uma distorção na fase na ordem de 360 graus.

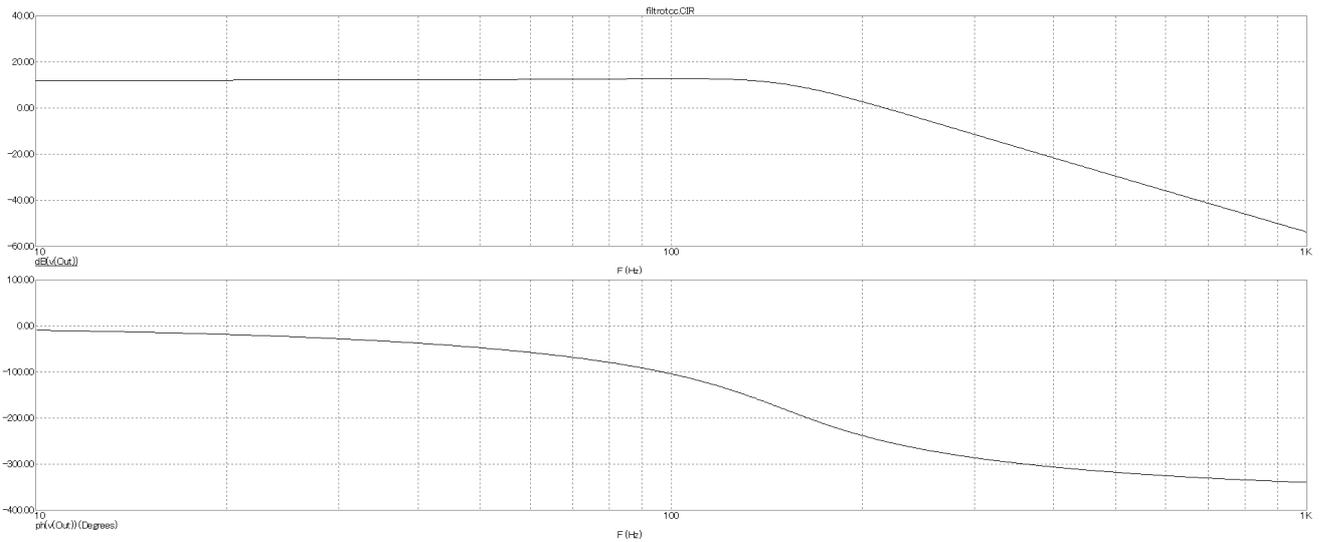


Figura 22 - Resposta em frequência filtro anti-aliasing e do segundo estágio de amplificação.

### 3.2.5 Função de Transferência do Circuito de Condicionamento Completo

A função transferência no domínio frequência do sistema de condicionamento que relaciona a tensão elétrica na saída do sensor de Efeito Hall com a tensão de saída do circuito de condicionamento é dada pelas Equações (34) e (35):

$$H_c(s) = H_1(s) * H_f(s) \quad (34)$$

$$H_f(s) = \frac{3,268E+14}{s^4 + 2280s^3 + 2,86E+6s^2 + 3,031E+9s + 7,965e11} \quad (35)$$

O diagrama de bode do sistema de condicionamento é apresentado na Figura 23. Nele pode-se verificar que antes de atingir a frequência de corte o sistema fornece uma resposta plana com uma magnitude de aproximadamente 52 dB. Após atingir a frequência de corte o sistema começa a atenuar o sinal em 80 dB por década e também introduz uma distorção na fase na ordem de 360 graus.

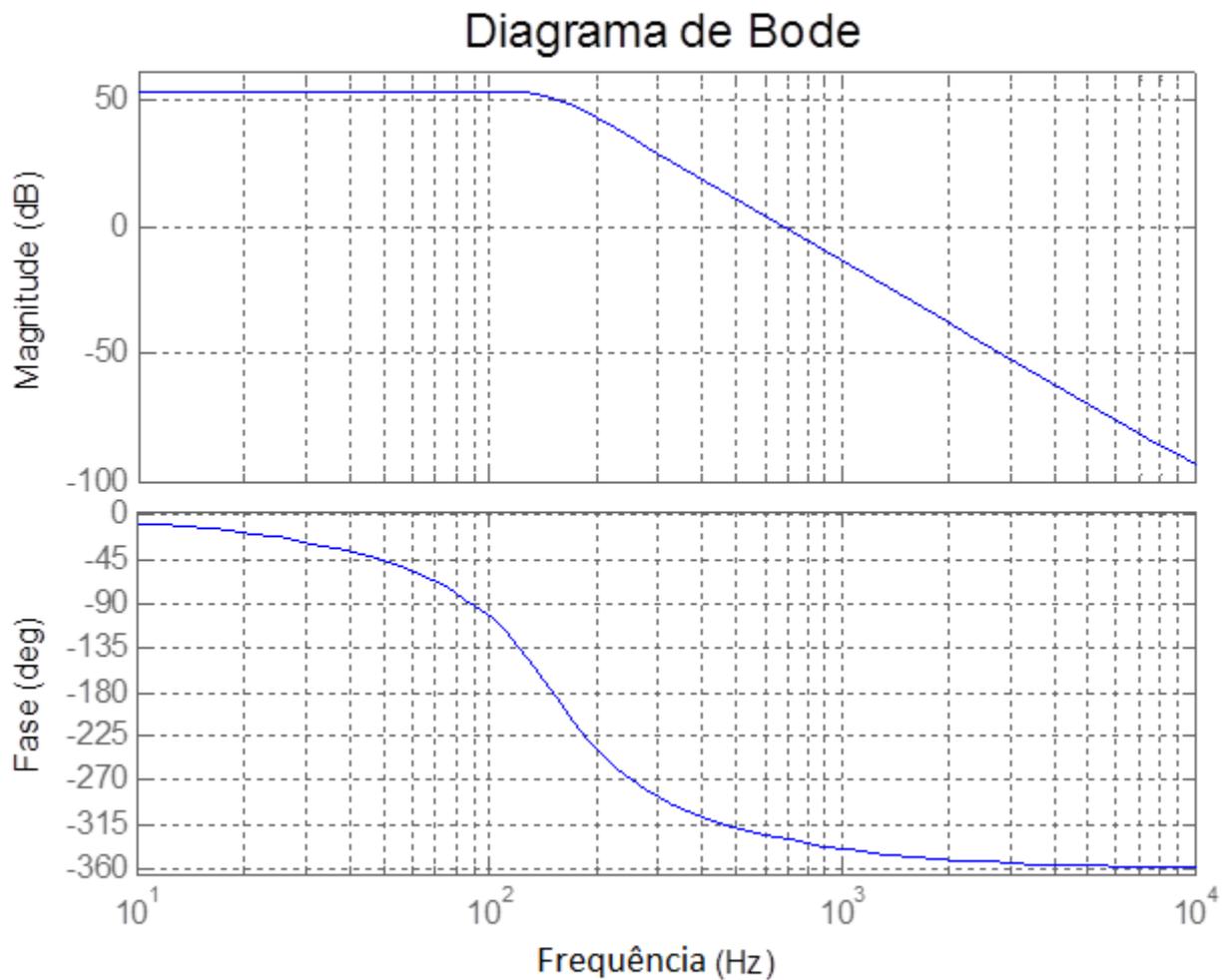


Figura 23 - Diagrama de Bode do circuito de condicionamento completo.

### 3.3 Projeto do Sistema de Aquisição de Dados e Interface com o Usuário

Para a interface de aquisição e armazenamento de dados optou-se por utilizar uma plataforma de desenvolvimento da empresa Gravitech, Arduino Uno R3, que possui um micro controlador ATMEGA328 da empresa Atmel. Esta escolha justifica-se pela necessidade de aliar um conversor A/D para aquisição de dados com uma interface SPI para comunicação com o cartão SD. A Tabela 4 apresenta as principais características do sistema Arduino utilizado.

Tabela 4 - Principais características Arduino Uno.

Microcontrolador	ATmega328P
Tensão de operação nível lógico:	5 V
Tensão de entrada (recomendada):	7-12 V
Portas digitais do tipo I/O:	14 (das quais 6 podem ser PWM)
Corrente DC máxima nas portas digitais:	40mA
Entradas analógicas (A/D's):	8
Resolução dos A/D's:	10 bits
Velocidade dos A/D's:	10kHz
Memória Flash:	32KB
Velocidade do clock:	16MHz

Fonte: Gravitech, 2015.

Para a parte de gravação dos dados adquiridos utilizou-se um adaptador para cartão do tipo SD compatível com a placa Arduino Uno. Este módulo é compatível com modelos de cartão SD formatados em FAT32 com capacidade de até 2GB de memória. A etapa de programação e gravação do microcontrolador foi realizada no software de código livre Arduino 1.0.5. A lógica de programação pode ser visualizada através do fluxograma da Figura 24.

O código completo pode ser visualizado no ANEXO B. A estrutura do código funciona da seguinte maneira: depois de iniciadas suas variáveis, o programa verifica se o cartão está inserido no dispositivo. Então o sistema aguarda a detecção da medida, quando detectado o ciclo início/fim da medida, os dados da mesma são gravados no cartão SD, e o resultado é apresentado no *display*. O sistema ainda permite que o usuário acesse medidas anteriores através das teclas *Up* e *Down*. O usuário pode ainda apagar os dados contidos no cartão SD utilizando a tecla *reset*.



Figura 24 - Fluxograma da lógica de programação implementada.

Para permitir a interação do usuário com o sistema foi projetado a Interface Homem Máquina apresentada na Figura 25. Nesta interface consta um *display* LCD de 2 linhas por 16 colunas, onde são apresentados os resultados das medidas. Esta interface também possui três teclas que permitem ao usuário executar algumas operações. As teclas *Up* e *Down* possibilitam ao usuário navegar pelas medidas, pois o sistema sempre mostra o último valor medido e portanto, para acessar medidas anteriores utilizam-se essas teclas. Também existe a tecla *Reset*, esta tem a função de “zerar” as informações contidas no cartão de memória, permitindo assim iniciar um novo ciclo de medidas.

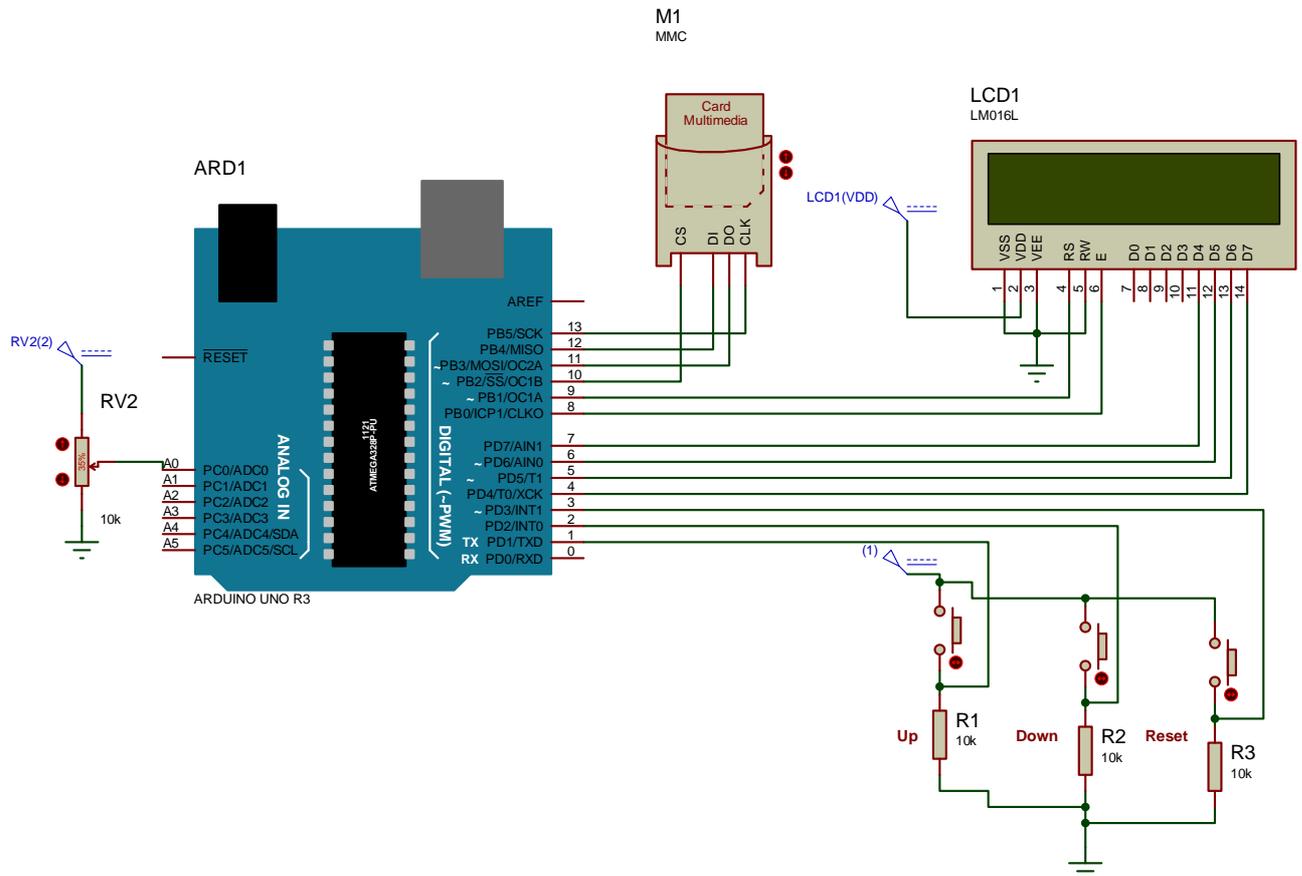


Figura 25 - Diagrama esquemático do sistema de aquisição de dados e IHM.

### 3.4 Cadeia de Medida Proposta

A Figura 26 apresenta a cadeia de medidas que foi proposta para este trabalho. São apresentadas as faixas (*range*) de cada etapa que compõem o projeto. Inicialmente a variação de uma de uma corrente elétrica de 10 mA até 500 mA gera a variação do campo magnético (não determinado). Esta variação acarreta em uma variação de tensão elétrica no sensor de Efeito Hall de 2,50012 V a 2,50596 V. Esta tensão elétrica é a entrada do sistema de condicionamento, onde primeiramente a diferença, entre a saída do sensor Hall e a tensão de referência de zero, é amplificada por um ganho de 102,56 V/V, produzindo uma variação de 0,012 V a 0,611 V. Posteriormente, o sinal é filtrado e amplificado por um ganho de 4 V/V, resultando em uma variação de 0,049 V a 2,445 V. Então este sinal é aplicado em um conversor analógico digital, que

transforma esta tensão elétrica em um número de 0 a 1024 (10 bits). Os ganhos dos circuitos de condicionamento foram projetados para que não ultrapassem o valor máximo de tensão elétrica de entrada dos conversores analógicos/digitais do microcontrolador que é de 5V.

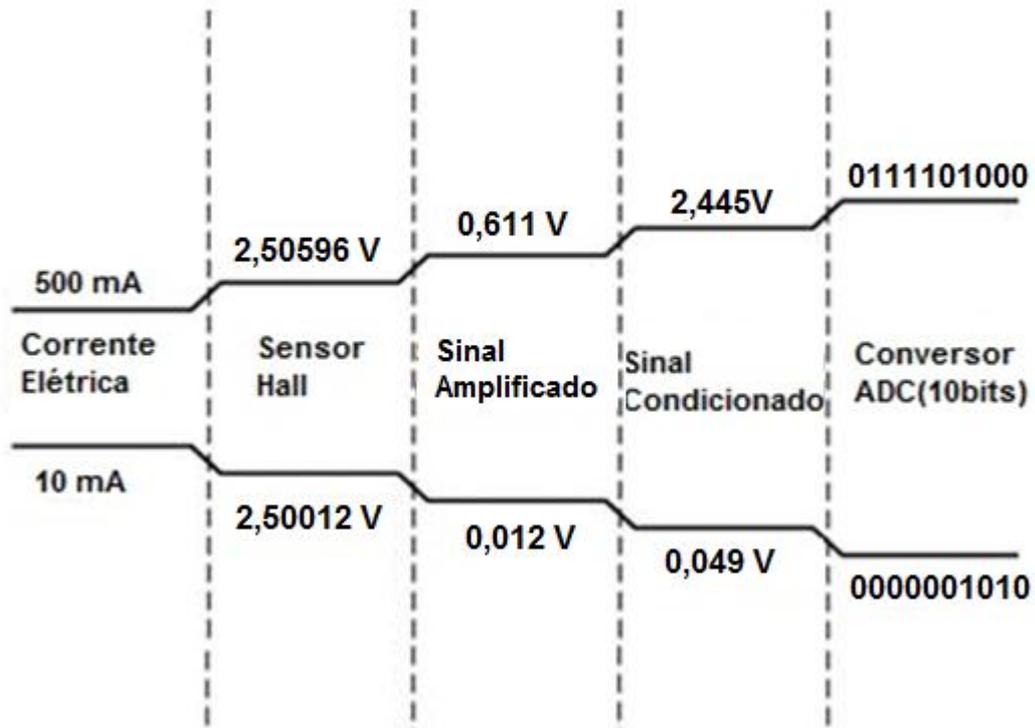


Figura 26 - Cadeia de medidas proposta desconsiderando os níveis de ruído de cada etapa do sistema.

De posse dessas faixas propostas pode-se determinar o *range* de cada etapa da cadeia de medidas proposta. Pode-se ainda calcular a sensibilidade de cada etapa da cadeia de medida proposta, assim como, a sensibilidade do sistema como um todo.

Para a etapa 1 têm-se:

$$Range_{in_1} = 10 \text{ mA a } 500 \text{ mA} \quad (36)$$

$$Range_{out_1} = 2,50012 \text{ V a } 2,50596 \text{ V} \quad (37)$$

$$S_{etapa_1} = \frac{(2,50596 - 2,50012)}{(500 - 10)} = 1,918 \cdot 10^{-5} \frac{\text{V}}{\text{mA}} \quad (38)$$

Para a etapa 2 obtém-se:

$$Range_{in_2} = 2,50012 V \text{ a } 2,50596 V \quad (39)$$

$$Range_{out_2} = 0,012 V \text{ a } 0,611 V \quad (40)$$

$$S_{etapa_2} = \frac{(0,611-0,012)}{(2,50012-2,50596)} = 102,56 \frac{V}{V} \quad (41)$$

Para a etapa 3 têm-se:

$$Range_{in_3} = 0,012 V \text{ a } 0,611 V \quad (42)$$

$$Range_{out_3} = 0,049 V \text{ a } 2,445 V \quad (43)$$

$$S_{etapa_3} = \frac{(2,445-0,049)}{(0,611-0,012)} = 4,00 \frac{V}{V} \quad (44)$$

Para a etapa 4 obtém-se:

$$Range_{in_4} = 0,049 V \text{ a } 2,445 V \quad (45)$$

$$Range_{out_4} = 10 \text{ a } 488 \quad (46)$$

$$S_{etapa_4} = \frac{(488-10)}{(2,445-0,049)} = 5 \frac{mV}{bit} \quad (47)$$

Desta forma para o sistema como um todo têm-se uma sensibilidade de:

$$S_{sistema} = \frac{(488-10)}{(500-10)} = 1 \frac{mA}{bit} \quad (48)$$

Pode-se ainda determinar a resolução do sistema proposto de acordo com as Equações (49), (50) e (51):

$$R_{AD} = \frac{V}{2^N} \quad (49)$$

onde  $R_{AD}$  é a resolução do conversor AD,  $V$  é faixa de entrada do conversor, e  $N$  é o número de bits que o conversor possui.

Para o arduino a resolução fica:

$$R_{AD} = \frac{5}{2^{10}} = 4,883 \text{ mV/bit} \quad (50)$$

Que para o sistema proposto em questão obtêm-se uma resolução final de:

$$R_{sistema} = \frac{4,883}{4,889} \approx 1 \text{ mA} \quad (51)$$

### 3.6 Descrição dos Procedimentos Experimentais para Caracterização do Circuito de Condicionamento

Nesta seção é apresentada a metodologia utilizada para validar o hardware proposto do circuito de condicionamento. Primeiramente validou-se o circuito de alimentação, onde foi verificada a regulação de tensão do circuito. Para tal utilizou-se um multímetro da marca Minipa, modelo ET-1400 na escala de tensão contínua 20 V, o qual apresenta nesta faixa uma precisão de  $\pm(0,5\% + 2)$ , e executou-se as ações de medir a saída do circuito com e sem carga. Em seguida foi realizado o teste da primeira etapa de amplificação, onde aplicou-se um sinal conhecido na entrada, e então utilizando o multímetro da marca Fluke, modelo 15-B na escala de tensão contínua, o qual apresenta nesta faixa uma exatidão de 0,50%, mediu-se a saída para duas situações. Por último testou-se o filtro *anti-aliasing* e a segunda etapa de amplificação. Para verificar o funcionamento do circuito foi realizado um ensaio em que aplicou-se na entrada um sinal senoidal de 100 mV e frequência conhecida e mediu-se a amplitude na saída. Esse procedimento foi realizado para as frequências de 10 Hz a 600 Hz, e utilizou-se o gerador de funções da marca BK Precision, modelo 4084 e o osciloscópio da marca Tektronix, modelo

TDS2024B. A Figura 27 apresenta uma foto da montagem realizada para este processo de medição.

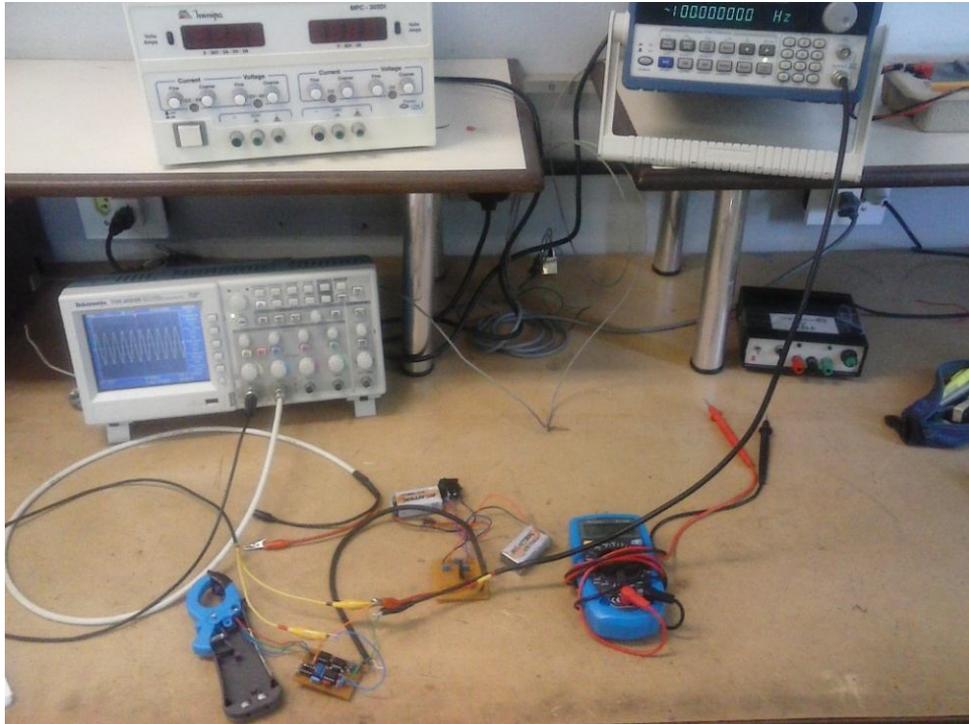


Figura 27 - Foto da montagem realizada para teste do circuito de condicionamento.

### 3.7 Procedimento para Calibração Estática

Para os ensaios de levantamento das curvas de transferência experimentais do sistema proposto, curvas estas que relacionam a corrente elétrica de interesse com a variação de tensão elétrica na saída do circuito de condicionamento, faz-se necessário realizar a calibração estática do sistema. Para tal utilizou-se a estrutura que pode ser vista na Figura 28, a qual é composta por uma fonte de alimentação da marca Politerm, modelo POL-16B, cabos de interligação e três resistores, sendo um de  $100 \Omega \pm 5\%$  e dois de  $220 \Omega \pm 5\%$  ligados em paralelo o que proporcionou uma resistência de aproximadamente  $52 \Omega$ . Assim, após o ajuste de zero, aplicou-se uma corrente conhecida no sistema e mediu-se a tensão de saída do condicionador.

Para realização das medidas foram utilizados dois multímetros da marca Tektronix, modelo DMM 4050 6  $\frac{1}{2}$  dígitos de precisão. Um dos multímetros foi ajustado para medir

corrente, na escala de 10 A e configurado no modo *statics* para adquirir 30 amostras e fornecer a média, e conectado em série com o circuito de interesse. O segundo multímetro foi ajustado para medir tensão também configurado no modo *statics* para adquirir 30 amostras e fornecer a média, e utilizado para medir as tensões elétricas de saída do sensor de Efeito Hall e do circuito de condicionamento. O método para realização dos ensaios foi aplicar sucessivas correntes desde o estado de corrente nula até 500 mA e registrar os valores medidos de corrente e tensões elétricas pelos multímetros para a saída do sensor e para a saída do condicionador. Para cada valor de corrente foram realizadas 4 medidas sempre pelo mesmo operador e mesmo aparato experimental.



Figura 28 - Foto da montagem utilizada para realização do procedimento de calibração estática.

### 3.8 Montagem do Sistema

A montagem do sistema foi realizada de forma modular. Primeiro foi realizada a montagem e fixação do sensor de Efeito Hall no *gap* do núcleo de ferro extraído de um equipamento vendido comercialmente da marca Minipa, modelo ET3320. Em seguida foram confeccionadas duas placas de circuito impresso. Na primeira placa foi montada o circuito de alimentação, e na segunda placa foram montados os circuitos de ajuste de zero, primeiro estágio de amplificação, filtro *anti-aliasing* e segundo estágio de amplificação. Nesta placa também foi montada a parte do circuito de alimentação com o REF02. Para a interligação entre estas placas foi utilizado um cabo 4 vias blindado. Já a IHM foi montada em uma placa padrão. A Figura 29 apresenta a foto do conjunto garra e placa de condicionamento. A Figura 30 apresenta o circuito de alimentação conectado ao Arduino e a IHM. Por fim, a Figura 31 apresenta a foto do sistema completo montado em uma caixa comercial.

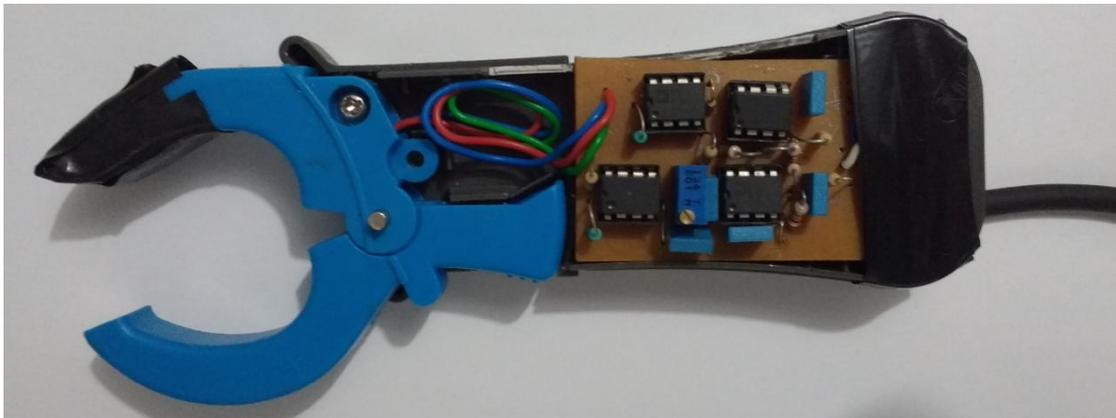


Figura 29 - Foto da montagem do conjunto garra e placa de condicionamento.

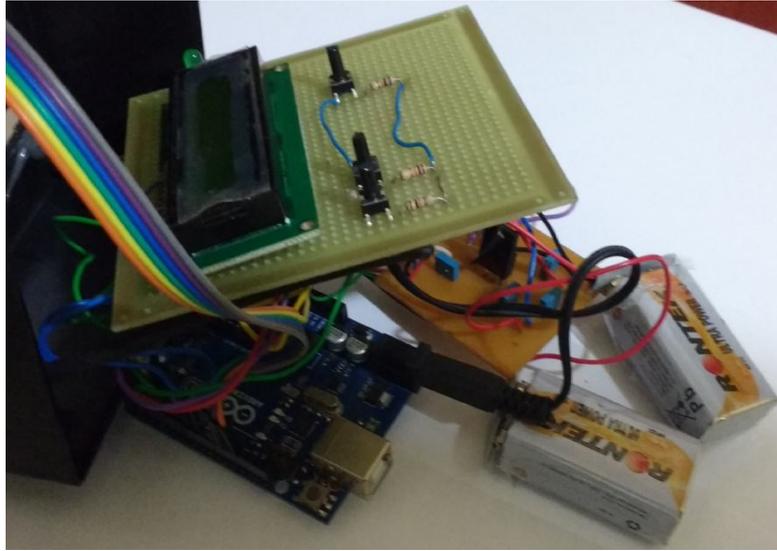


Figura 30 - Foto da montagem do circuito de alimentação com o arduino e a IHM.



Figura 31 - Foto da montagem final do protótipo.

### 3.9 Procedimento para Obtenção da Resposta Característica do Amperímetro Prova 15

Para confirmação dos testes em equipamento comerciais o protótipo em desenvolvimento terá seus resultados comparados com o instrumento comercial da marca RTI, modelo Prova 15. Segundo o fabricante o equipamento Prova 15 fornece em sua saída uma variação de tensão elétrica de 1 mV para a variação de corrente elétrica de 1 mA. Sendo assim julgou-se necessário

levantar a curva de resposta do mesmo. Para os ensaios de levantamento das curvas de resposta características utilizou-se uma estrutura similar a que pode ser vista na Figura 28, a qual é composta por uma fonte de alimentação da marca Politerm, modelo POL-16B, cabos de interligação e três resistores, sendo um de  $100 \Omega \pm 5\%$  e dois de  $220 \Omega \pm 5\%$  ligados em paralelo o que proporcionou uma resistência de aproximadamente  $52 \Omega$ . Assim, após o ajuste de zero, aplicou-se uma corrente conhecida no sistema e mediu-se a tensão de saída do condicionador.

Para realização das medidas foram utilizados dois multímetros da marca Tektronix, modelo DMM 4050 6  $\frac{1}{2}$  dígitos de precisão. Um dos multímetros foi ajustado para medir corrente, na escala de 10 A e configurado no modo *statics* para adquirir 30 amostras e fornecer a média, e conectado em série com o circuito de interesse. O segundo multímetro foi ajustado para medir tensão também configurado no modo *statics* para adquirir 30 amostras e fornecer a média, e utilizado para medir as tensões elétricas de saída do sensor de Efeito Hall e do circuito de condicionamento. O equipamento Prova 15 foi selecionado para a escala de 400 mA, na qual apresenta uma precisão de  $\pm 3\%$ . O método para realização dos ensaios foi aplicar sucessivas correntes desde o estado de corrente nula até 500 mA e registrar os valores medidos de corrente e tensões elétricas pelos multímetros para a saída do sensor e para a saída do condicionador. Para cada valor de corrente foram realizadas 4 medidas realizadas sempre pelo mesmo operador e mesmo aparato experimental.

### 3.10 Descrição dos Procedimentos Experimentais para Teste do Protótipo em um Equipamento de Radiodiagnóstico Profissional

Nesta seção é apresentada a metodologia utilizada para avaliar o desempenho do sistema proposto quando utilizado em um equipamento de radiodiagnóstico profissional. Para tal, foram realizados ensaios no laboratório do DENUC da UFRGS. Para realização dos testes foi utilizado um equipamento de Raios X transportável da marca CDK, modelo Mascote, com retificação em

onda completa, tensão elétrica máxima de 100 kV e corrente anódica máxima de 100 mA. utilizou-se, também, um multímetro da marca Minipa, modelo ET-1400 na escala de tensão contínua 2000 mV, um medidor de corrente elétrica tipo alicate da marca RTI, modelo Prova 15, na escala de 400 mA e um medidor multiparâmetros da marca Raysafe, modelo Unfors XI. A sonda do medidor multiparâmetro foi posicionada sobre uma cadeira a uma distância de aproximadamente 80 cm do ponto focal do equipamento de Raios X e o equipamento foi configurado para o modo de medição R/F High. O medidor de corrente elétrica prova 15 foi posicionado em um dos cabos que alimentam o tubo de Raios X. A garra do protótipo foi posicionada no outro cabo que alimenta o tubo de Raios X. A Figura 32 apresenta a foto do aparato montado para realização do teste.

Após a montagem do aparato para teste foi ligado o equipamento de Raios X e selecionado o tempo de exposição de 1 s. Foram selecionados os regimes de operação de 40 kV e 100 mA, 55 kV e 80 mA, 70 kV e 60 mA e 90 kV e 40 mA, então realizou-se para cada regime cinco disparos e registrou-se os valores de leitura de tempo e corrente elétrica fornecidos pelo protótipo, o valor de tempo fornecido pelo medidor multiparâmetro e o valor de corrente elétrica fornecida pelo conjunto Prova 15 e ET1400. Por último selecionou-se novamente o regime de 40 kV e 100 mA e efetuou-se mais cinco disparos registrando novamente os valores das leituras fornecidas pelos instrumentos.



Figura 32 - Foto do aparato para teste do protótipo em um equipamento de Raios X profissional.

## 4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Neste capítulo são apresentados e discutidos os resultados provenientes dos métodos experimentais do sistema proposto neste trabalho.

### 4.1 Resultados Experimentais do Sistema de Condicionamento

Esta seção se destina a apresentar e analisar os resultados obtidos através dos métodos de validação do sistema proposto, assim como, discussões relacionadas aos resultados teóricos e experimentais.

#### 4.1.1 Resultados Experimentais do Circuito de Alimentação

A partir da execução da metodologia descrita na Seção 3.6 foram obtidos os resultados, exibidos na Tabela 5, para as situações do circuito de alimentação com e sem carga.

Tabela 5 - Resultados do teste de validação do circuito de alimentação.

	Sem Carga	Com Carga
+9V	9,44V	9,10V
-9V	-9,65V	-9,53V
5V	4,98V	4,98V
$5V_{ref}$	4,98V	4,98V

De posse destes resultados pode-se calcular a regulação para cada saída do circuito de alimentação utilizando a Equação (52):

$$Regulação = \frac{V_{vazio} - V_{carga}}{V_{vazio}} \cdot 100\% \quad (52)$$

onde  $V_{vazio}$  é a tensão elétrica média medida sem carga, e  $V_{carga}$  é a tensão elétrica média medida com carga.

Assim, para a saída de +9V têm-se:

$$Regulação = \frac{9,44V - 9,10V}{9,44V} \cdot 100\% = 3,6\% \quad (53)$$

Para a saída de -9V têm-se:

$$Regulação = \frac{-9,65V + 9,53V}{-9,65V} \cdot 100\% = 1,2\% \quad (54)$$

Para a saída de 5V têm-se:

$$Regulação = \frac{4,98V - 4,98V}{4,98V} \cdot 100\% = 0,0\% \quad (55)$$

Para a saída de  $5V_{ref}$  têm-se:

$$Regulação = \frac{4,98V - 4,98V}{4,98V} \cdot 100\% = 0,0\% \quad (56)$$

Analisando os valores obtidos nota-se que a saída de +9V é a que apresenta o valor de regulação mais elevado. Isso se deve ao fato desta saída alimentar todo o sistema (condicionador, arduino e *display*) e não apenas o condicionador como as demais saídas.

#### 4.1.2 Resultados Experimentais do Circuito de Primeiro Estágio de Amplificação com Ganho Diferencial

A Tabela 6 apresenta os resultados obtidos durante o processo de medida.

Tabela 6 - Resultados do teste do circuito de primeiro estágio de amplificação.

	$V_{in}^+$	$V_{in}^-$	$V_{oINA}$
medida 1	2,50V	2,48V	2,49V
medida 2	2,52V	2,48V	4,93V

De posse destes resultados pode-se calcular o ganho do circuito para cada situação utilizando a Equação (15):

$$V_{oINA} = (V_{in}^+ - V_{in}^-) \times G \quad (15)$$

Assim, para a medida 1 têm-se:

$$G = \frac{V_{oINA}}{(V_{in}^+ - V_{in}^-)} = \frac{2,49V}{(2,501V - 2,477V)} = 103,75 \frac{V}{V} \quad (57)$$

e para a medida 2 têm-se:

$$G = \frac{V_{oINA}}{(V_{in}^+ - V_{in}^-)} = \frac{4,93V}{(2,525V - 2,477V)} = 102,71 \frac{V}{V} \quad (58)$$

Comparando os resultados obtidos de forma experimental com o valor teórico, que foi de  $102,56 \frac{V}{V}$ , percebe-se uma diferença máxima de 1,2%. No final deste capítulo, será apresentado o cálculo, de forma simplificada, das incertezas das etapas da cadeia de medidas.

#### 4.1.3 Resultados Experimentais do Circuito de Filtro *Anti-aliasing* e Segundo Estágio de Ganho

Para verificar o funcionamento do circuito foi realizado o ensaio descrito na Seção 3.6, em que aplicou-se na entrada um sinal senoidal com amplitude de  $1V_{pp}$  e frequência conhecida e mediu-se a amplitude na saída. Este ensaio foi realizado para frequências variando de 10 Hz à 600Hz. A Tabela 7 mostra os resultados do ensaio com valores em tensão elétrica e dB.

Tabela 7 - Resultados do teste do circuito de filtro anti-aliasing e segundo estágio de ganho.

Frequência [Hz]	Valor medido [ $V_{pp}$ ]	Valor medido [dB]
10	4,24	6,27
50	4,08	6,11
100	3,96	5,98
120	3,88	5,89
150	3,24	5,11
200	1,31	1,16
300	0,256	-5,92
400	0,091	-10,4
500	0,038	-14,20
600	0,021	-16,78

A partir destes resultados foi possível comparar o resultado experimental com o resultado teórico. A Tabela 8 apresenta esta comparação.

Tabela 8 - Comparação entre os resultados teóricos e os resultados obtidos para o teste do circuito de filtro *anti-aliasing* e segundo estágio de ganho.

Frequência [Hz]	Valor teórico [dB]	Valor medido [dB]	Diferença %
10	6,00	6,27	4,6
50	5,85	6,11	4,4
100	5,50	5,98	8,7
120	5,35	5,89	10,1
150	4,41	5,11	15,8
200	1,05	1,16	10,4
300	-6,00	-5,92	1,4
400	-10,83	-10,4	4,0
500	-14,8	-14,2	3,7
600	-18,0	-16,8	6,8

De posse dos dados da Tabela 8 foi possível traçar a curva de resposta comparativa entre a resposta calculada para o circuito de filtro *anti-aliasing* e segundo estágio de ganho e a resposta experimental obtida, apresentada na Figura 33.

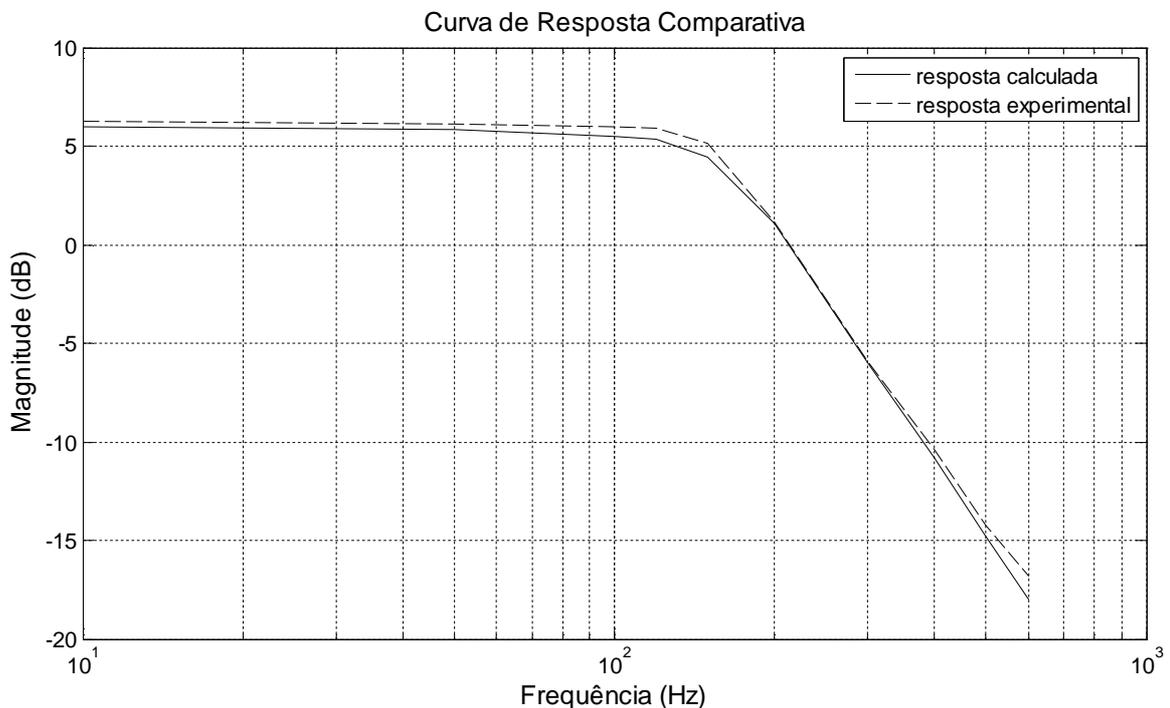


Figura 33 - Curva de resposta comparativa.

Analisando os resultados da Tabela 8 e a curva de resposta comparativa percebe-se uma diferença máxima de 15,8% na frequência de 150Hz. No final deste capítulo, será apresentado o cálculo, de forma simplificada, das incertezas referentes a frequência do filtro *anti-aliasing*.

#### 4.2 Calibração Estática

A Tabela 9 apresenta o resultado da calibração estática para o sistema proposto, realizado conforme a metodologia descrita na Seção 3.7. Nela são apresentadas as correntes elétricas utilizadas durante a calibração, bem como, as respostas em tensão elétrica médias do sensor e do condicionador.

Tabela 9 - Resultados da calibração estática.

Corrente [mA]	Sensor [V]	Condicionador [V]
0	2,496745	0,039818
10	2,496939	0,121417
20	2,497129	0,207124
30	2,497303	0,275901
40	2,497524	0,351806
50	2,497679	0,447114
60	2,497915	0,506097
70	2,498036	0,609120
80	2,498242	0,692248
90	2,498473	0,759119
100	2,498655	0,853723
150	2,499682	1,272075
200	2,500661	1,684682
250	2,501650	2,093356
300	2,502643	2,507170
350	2,503643	2,916722
400	2,504636	3,338613
450	2,505654	3,747972
500	2,506680	4,171639

De posse dos resultados das medidas apresentadas na Tabela 9 traçou-se um gráfico, apresentado na Figura 34, que apresenta a tensão elétrica média na saída do sistema de condicionamento em função da corrente elétrica aplicada, bem como, o ajuste linear para as medidas realizadas.

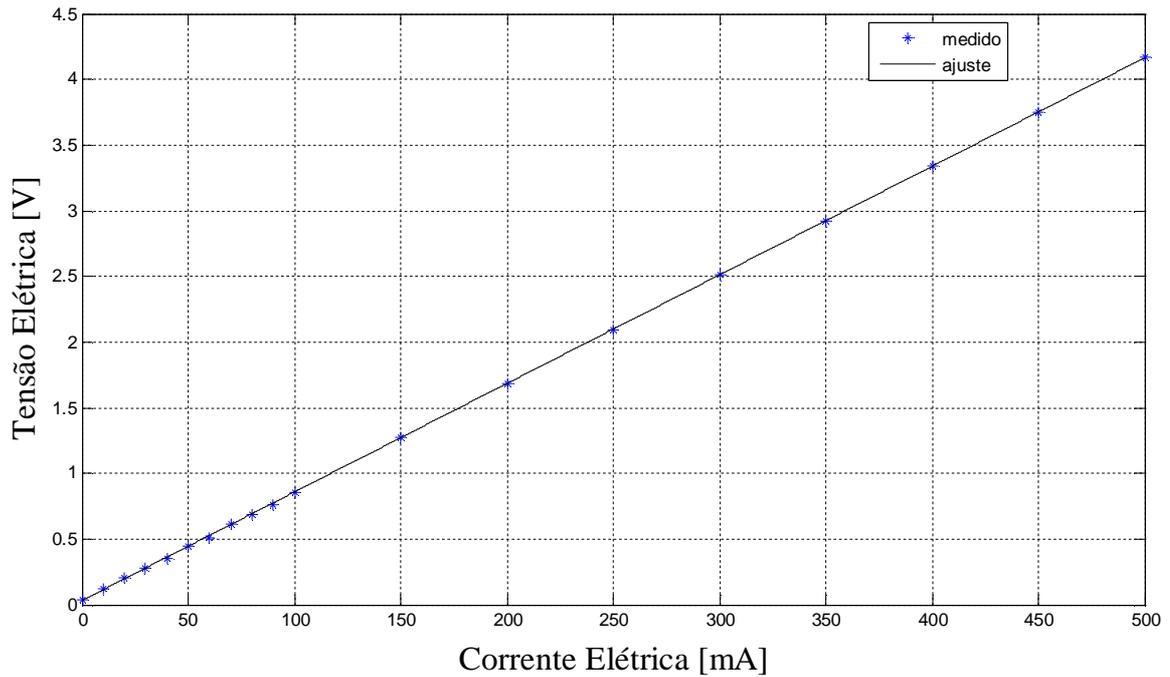


Figura 34 - Função de transferência experimental do sistema proposto.

Utilizando os resultados das medidas apresentadas na Tabela 9, a função de transferência do sistema foi determinada pelo ajuste linear por mínimos quadrados. A Equação (59) apresenta este resultado.

$$V = 0,0083 I + 0,0291 \quad (59)$$

onde  $I$  é a corrente elétrica de interesse em mA e  $V$  a saída do sistema em Volts.

Analisando a função de transferência determinada e os resultados da Tabela 9 calculou-se a sensibilidade da função de transferência.

$$S = \frac{dV}{dI} = 0,0083 \frac{V}{mA} \quad (60)$$

A Tabela 10 apresenta os dados de tensão elétrica média, medidos na saída do sistema de condicionamento e o valor calculado para a saída do sistema segundo a função de transferência linear, assim como, as diferenças entre os valores em tensão elétrica e percentual.

Tabela 10 - Tensão elétrica média de saída para o sistema e ajuste linear em função da corrente.

Corrente [mA]	Valor Medido [V]	Valor Calculado [V]	Diferença [V]	Diferença %
0	0,039818	0,029100	0,010718	26,9
10	0,121417	0,112100	0,009317	7,67
20	0,207124	0,195100	0,012024	5,81
30	0,275901	0,278100	-0,002199	0,80
40	0,351806	0,361100	-0,009294	2,64
50	0,447114	0,444100	0,003014	0,67
60	0,506097	0,527100	-0,021003	4,15
70	0,609120	0,610100	-0,000980	0,16
80	0,692248	0,693100	-0,000852	0,12
90	0,759119	0,776100	-0,016981	2,24
100	0,853723	0,859100	-0,005377	0,63
150	1,272075	1,274100	-0,002025	0,16
200	1,684682	1,689100	-0,004418	0,26
250	2,093356	2,104100	-0,010745	0,51
300	2,507170	2,519100	-0,011930	0,48
350	2,916722	2,934100	-0,017378	0,60
400	3,338613	3,349100	-0,010487	0,31
450	3,747972	3,764100	-0,016128	0,43
500	4,171639	4,179100	-0,007461	0,18

Utilizando como referência a reta obtida por regressão linear, da Tabela 10, percebe-se que o gráfico obtido pelas medidas experimentais é consistente com a reta calculada, apresentando uma diferença máxima de 0,010718V, ou em termos de diferenças relativas máximas de 26,9%. Como o sistema proposto pretende medir correntes elétricas acima de 10 mA, a diferença máxima cai para 0,009317V, ou em termos de diferença relativas máximas de 7,67%, para a faixa de real interesse. Sendo assim o erro de linearidade para a faixa de real interesse é de 0,22% como apresenta a Equação (61).

$$\text{erro de linearidade \%} = 100 * \frac{Dif_{max}}{FE} = 0,22 \% \quad (61)$$

onde  $Dif_{max}$  é a diferença máxima calculada e  $FE$  é o fundo de escala da medida.

### 4.3 Cadeia de Medidas Experimental

A Figura 35 apresenta a cadeia de medidas experimental obtida para o sistema.

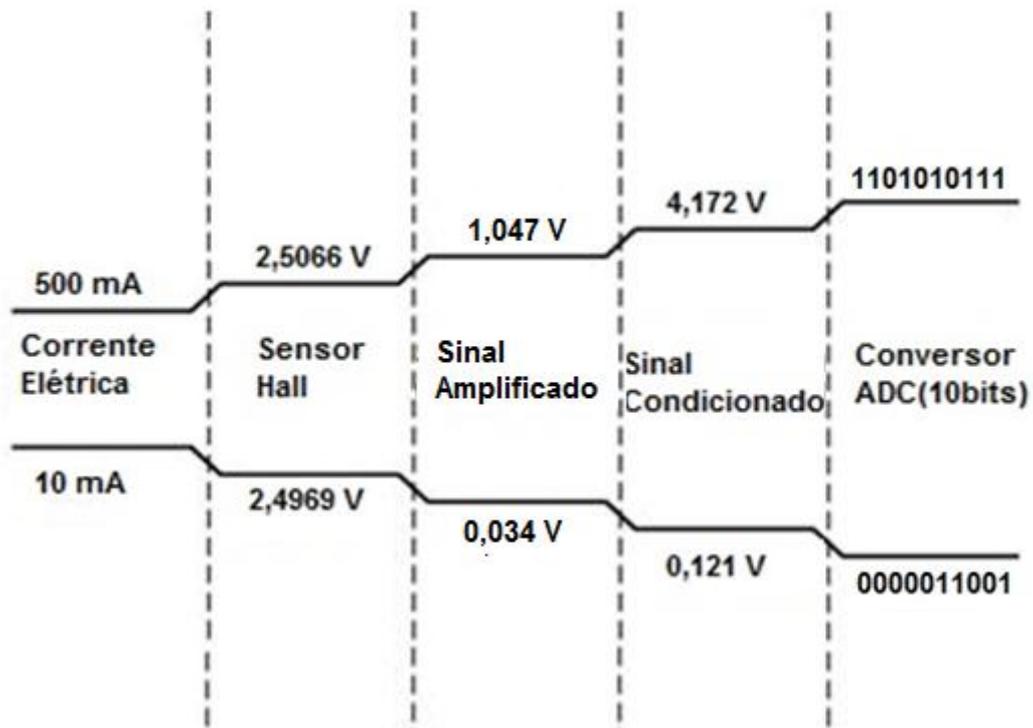


Figura 35 - Cadeia de medida experimental obtida.

De forma análoga ao proposto na Seção 3.5, pode-se determinar o *range* de cada etapa da cadeia experimental. Pode-se ainda calcular a sensibilidade de cada etapa da cadeia de medida experimental obtida, assim como, a sensibilidade do sistema como um todo.

Sendo assim, para a etapa 1 tem-se:

$$Range_{in_1} = 10 \text{ mA a } 500 \text{ mA} \quad (62)$$

$$Range_{out_1} = 2,4969 \text{ V a } 2,5066 \text{ V} \quad (63)$$

$$S_{etapa_1} = \frac{(2,5066 - 2,4969)}{(500 - 10)} = 1,979 \cdot 10^{-5} \frac{\text{V}}{\text{mA}} \quad (64)$$

Para a etapa 2 obtém-se:

$$Range_{in_2} = 2,4969 \text{ V a } 2,5066 \text{ V} \quad (65)$$

$$Range_{out_2} = 0,034 V a 1,047 V \quad (66)$$

$$S_{etapa_2} = \frac{(1,047-0,034)}{(2,5066-2,4969)} = 104,43 \frac{V}{V} \quad (67)$$

Para a etapa 3 obtém-se:

$$Range_{in_3} = 0,034 V a 1,047 V \quad (68)$$

$$Range_{out_3} = 0,121 V a 4,172 V \quad (69)$$

$$S_{etapa_3} = \frac{(4,172-0,121)}{(1,047-0,034)} = 3,99 \frac{V}{V} \quad (70)$$

Para a etapa 4 tem-se:

$$Range_{in_4} = 0,121 V a 4,172 V \quad (71)$$

$$Range_{out_4} = 25 a 855 \quad (72)$$

$$S_{etapa_4} = \frac{(855-25)}{(4,172-0,121)} = 4,88 \frac{mV}{bit} \quad (73)$$

Desta forma para o sistema como um todo tem-se uma sensibilidade de:

$$S_{sistema} = \frac{(855-25)}{(500-10)} = 0,59 \frac{mA}{bit} \quad (74)$$

Ainda de forma análoga a Seção 3.5, pode-se determinar a resolução do sistema obtido de acordo com a Equação (75).

$$R_{sistema} = \frac{4,888}{8,266} = 0,59 mA \quad (75)$$

Nota-se que os valores obtidos, de forma experimental, para a cadeia de medida, para a sensibilidade do sistema, e para a resolução não são iguais aos valores obtidos para a cadeia de medida proposta. Com a finalidade de entender quais foram as principais fontes causadoras das diferenças entre os valores obtidos experimentalmente e os valores teóricos será realizado na próxima seção uma análise de incertezas.

#### 4.4 Análise de Incertezas

Devido a não idealidade dos componentes presentes no sistema, faz-se necessário uma análise das incertezas. A propagação de incertezas se dá ao longo de todo sistema e se reflete na saída do mesmo, ou seja, se propaga na Cadeia de Medidas.

Como já apresentado anteriormente, a equação que relaciona a entrada do sistema de condicionamento com a saída do sistema é dada por:

$$G_{total} = G_{1^\circ\text{est\u00e1gio}} \times G_{2^\circ\text{est\u00e1gio}} \quad (76)$$

$$G_{total} = \left(5 + \frac{R_{ina}}{R_g}\right) \times \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \times \left(1 + \frac{R_7}{R_8}\right) \quad (77)$$

De posse dessas equações pode-se calcular as incertezas referentes aos ganhos do sistema de condicionamento.

Para o primeiro estágio de amplificação, têm-se:

$$u_{c_{ganho1}} = \sqrt{\left(\frac{\partial G_{1^\circ\text{est\u00e1gio}}}{\partial R_{ina}}\right)^2 \cdot (uR_{ina})^2 + \left(\frac{\partial G_{1^\circ\text{est\u00e1gio}}}{\partial R_g}\right)^2 \cdot (uR_g)^2} \quad (78)$$

$$u_{c_{ganho1}} = \sqrt{\left(\frac{1}{R_g}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,005 \cdot R_{ina}}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(-\frac{R_{ina}}{R_g^2}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot R_g}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (79)$$

$$u_{c_{ganho1}} = 4,01 \text{ V/V} \quad (80)$$

Para o segundo estágio de amplificação, obtém-se:

$$u_{c_{ganho2}} = \sqrt{\left(\frac{\partial G_{2^\circ\text{est\u00e1gio}}}{\partial R_3}\right)^2 \cdot (uR_3)^2 + \left(\frac{\partial G_{2^\circ\text{est\u00e1gio}}}{\partial R_4}\right)^2 \cdot (uR_4)^2 + \left(\frac{\partial G_{2^\circ\text{est\u00e1gio}}}{\partial R_7}\right)^2 \cdot (uR_7)^2 + \left(\frac{\partial G_{2^\circ\text{est\u00e1gio}}}{\partial R_8}\right)^2 \cdot (uR_8)^2} \quad (81)$$

$$u_{c_{ganho2}} = \sqrt{\left(\frac{\partial G_{2^\circ\text{est\u00e1gio}}}{\partial R_3}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot R_3}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial G_{2^\circ\text{est\u00e1gio}}}{\partial R_4}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot R_4}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial G_{2^\circ\text{est\u00e1gio}}}{\partial R_7}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot R_7}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial G_{2^\circ\text{est\u00e1gio}}}{\partial R_8}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot R_8}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (82)$$

$$u_{c_{ganho2}} = 0,11 \text{ V/V} \quad (83)$$

Para o circuito completo, t\u00e9m-se:

$$u_{c_{ganho}} = \sqrt{\left(\frac{\partial G_{total}}{\partial R_{ina}}\right)^2 \cdot (uR_{ina})^2 + \left(\frac{\partial G_{total}}{\partial R_g}\right)^2 \cdot (uR_g)^2 + \left(\frac{\partial G_{total}}{\partial R_3}\right)^2 \cdot (uR_3)^2 + \left(\frac{\partial G_{total}}{\partial R_4}\right)^2 \cdot (uR_4)^2 + \left(\frac{\partial G_{total}}{\partial R_7}\right)^2 \cdot (uR_7)^2 + \left(\frac{\partial G_{total}}{\partial R_8}\right)^2 \cdot (uR_8)^2} \quad (84)$$

$$u_{c_{ganho}} = \sqrt{\left(\frac{\partial G_{total}}{\partial R_{ina}}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,005 \cdot R_{ina}}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial G_{total}}{\partial R_g}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot R_g}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial G_{total}}{\partial R_3}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot R_3}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial G_{total}}{\partial R_4}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot R_4}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial G_{total}}{\partial R_7}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot R_7}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial G_{total}}{\partial R_8}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot R_8}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (85)$$

$$u_{c_{ganho}} = 11,32 \text{ V/V} \quad (86)$$

Observando o resultado da Equa\u00e7\u00e3o (80), pode-se notar uma incerteza de  $4,01 \text{ V/V}$  ou 3,9% no ganho do primeiro est\u00e1gio de amplifica\u00e7\u00e3o. Desta forma o resultado obtido na Se\u00e7\u00e3o 4.1.2 est\u00e1 dentro do esperado, pois, encontra-se dentro desta faixa. Analisando os resultados

obtidos nas Equações (83) e (86), percebe-se uma incerteza de  $0,11 \frac{V}{V}$  ou 2,7% no ganho do segundo estágio de amplificação e uma incerteza de  $11,32 \frac{V}{V}$  ou 2,8% no ganho dos dois estágios de amplificação combinados. Essas incertezas vêm propagadas dos resistores utilizados, e poderiam ser diminuídas simplesmente substituindo esses componentes por componentes de melhor qualidade, que apresentem incertezas menores, como resistores de 1% de tolerância.

Ainda é possível fazer uma análise de incerteza referente à frequência do filtro utilizado no segundo estágio de amplificação, para tal parte-se das Equações (87), (88), (89) e (90):

$$f_c = \sqrt[4]{\frac{1}{R_1 * C_1 * R_2 * C_2 * R_5 * C_4 * R_6 * C_4}} \quad (87)$$

$$u_{c f_c} = \sqrt{\left(\frac{\partial f_c}{\partial R_1}\right)^2 \cdot (uR_1)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial C_1}\right)^2 \cdot (uC_1)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial R_2}\right)^2 \cdot (uR_2)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial C_2}\right)^2 \cdot (uC_2)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial R_5}\right)^2 \cdot (uR_5)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial C_3}\right)^2 \cdot (uC_3)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial R_6}\right)^2 \cdot (uR_6)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial C_4}\right)^2 \cdot (uC_4)^2} \quad (88)$$

$$u_{c f_c} = \sqrt{\left(\frac{\partial f_c}{\partial R_1}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 * R_1}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial C_1}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,1 * C_1}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial R_2}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 * R_2}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial C_2}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,1 * C_2}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial R_5}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 * R_5}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial C_3}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,1 * C_3}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial R_6}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 * R_6}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial C_4}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,1 * C_4}{\sqrt{3}}\right)^2} \quad (89)$$

Obtendo-se:

$$u_{c f_c} = 23,5 \text{ Hz} \quad (90)$$

Analisando o resultado obtido na Equação (90) percebe-se uma incerteza combinada de 23,5 Hz ou 16% para a frequência. Desta forma os resultados obtidos na Seção 4.1.3 estão dentro da faixa calculada pela Equação (90). Ainda pode-se perceber que a maior fonte de incerteza são os capacitores, ao quais apresentam uma tolerância de 10%, visto que se fossem alterados estes capacitores por capacitores com tolerância de 5% a incerteza diminuiria para 9,5 Hz, conforme as Equações (91) e (92).

$$u_{c_{f_c}} = \sqrt{\left(\frac{\partial f_c}{\partial R_1}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot R_1}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial C_1}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot C_1}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial R_2}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot R_2}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial C_2}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot C_2}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial R_5}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot R_5}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial C_3}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot C_3}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial R_6}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot R_6}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{\partial f_c}{\partial C_4}\right)^2 \cdot \left(\frac{0,05 \cdot C_4}{\sqrt{3}}\right)^2}$$

(91)

$$u_{c_{f_c}} = 9,5 \text{ Hz}$$

(92)

#### 4.5 Curva de Resposta Prova 15

A Tabela 11 apresenta os resultados obtidos durante o processo de obtenção da curva de resposta do equipamento comercial Prova 15, realizado conforme a metodologia descrita na Seção 3.9. Nela são apresentadas as correntes elétricas utilizadas durante a calibração, bem como, as respostas em tensão elétrica médias fornecidas pelo instrumento.

Tabela 11 - Resultados experimentais curva de resposta Prova15.

Corrente [mA]	Condicionador [mV]
0	-6,90017
10	3,957994
20	14,57667
30	24,51485
40	34,71457
50	45,39567
60	55,5751
70	63,60992
80	76,1566
90	85,7079
100	96,47464
150	146,7435
200	197,3962
250	248,0244
300	298,9587
350	349,3917
400	400,4115
450	451,1233
500	501,6788

De posse dos resultados das medidas apresentadas na Tabela 11 obteve-se a curva da Figura 35, que apresenta a tensão elétrica média fornecida pelo instrumento Prova 15 em função da corrente elétrica aplicada, bem como, o ajuste linear para as medidas realizadas.

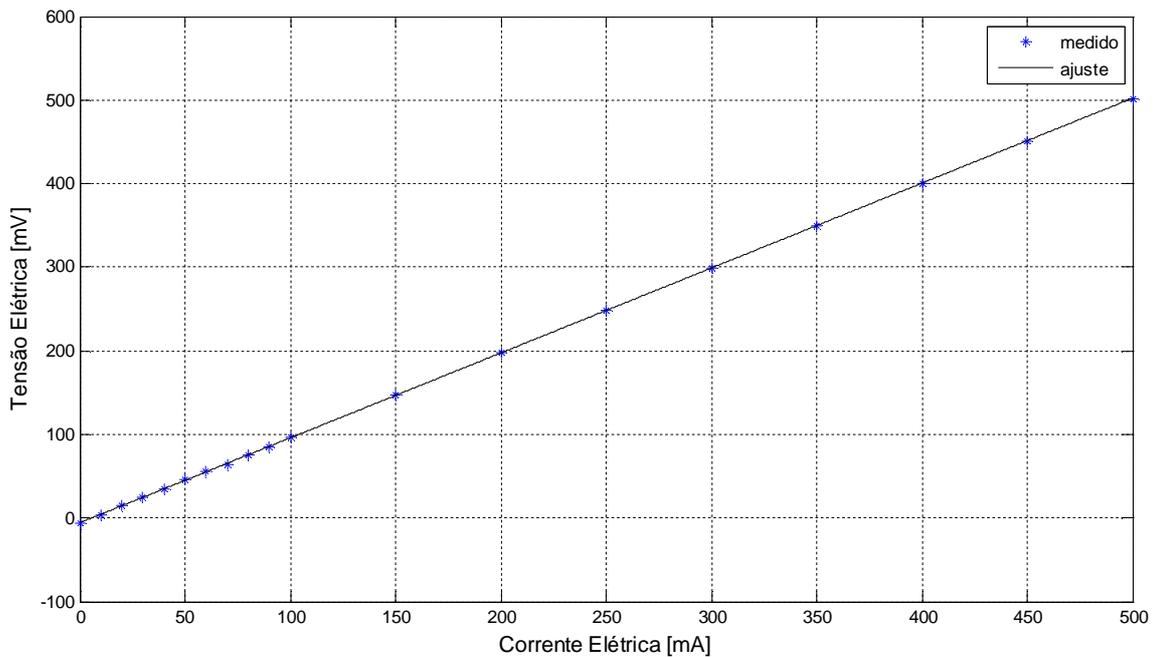


Figura 36 – Função de transferência obtida para o instrumento Prova 15.

Utilizando os resultados das medidas apresentadas na Tabela 11, a função de transferência do instrumento foi determinada pelo ajuste linear por mínimos quadrados. A Equação (93) apresenta este resultado.

$$V = 1,0159 I - 0,59701 \quad (93)$$

onde  $I$  é a corrente elétrica de interesse em mA e  $V$  a saída do sistema em mV.

Analisando a função de transferência determinada e os resultados da Tabela 11 calculou-se a sensibilidade da função de transferência.

$$S = \frac{dV}{dI} = 1,0159 \frac{mV}{mA} \quad (94)$$

A Tabela 12 apresenta os dados de tensão elétrica média, fornecidas pelo instrumento e o valor calculado para a saída do sistema segundo a função de transferência linear, assim como, as diferenças entre os valores em tensão elétrica e percentual.

Tabela 12 - Tensão elétrica média do instrumento e ajuste linear em função da corrente.

Corrente [mA]	Valor Medido [mV]	Valor Calculado [mV]	Diferença [mV]	Diferença %
0	-6,90017	-5,9701	-0,930068	13,5
10	3,957994	4,1889	-0,230906	5,83
20	14,57667	14,3479	0,228765	1,57
30	24,51485	24,5069	0,007950	0,03
40	34,71457	34,6659	0,048668	0,14
50	45,39567	44,8249	0,570768	1,26
60	55,5751	54,9839	0,591198	1,06
70	63,60992	65,1429	-1,532985	2,41
80	76,1566	75,3019	0,854700	1,12
90	85,7079	85,4609	0,247000	0,29
100	96,47464	95,6199	0,854735	0,89
150	146,7435	146,4149	0,328575	0,22
200	197,3962	197,2099	0,186300	0,09
250	248,0244	248,0049	0,019525	0,01
300	298,9587	298,7999	0,158825	0,05
350	349,3917	349,5949	-0,203225	0,06
400	400,4115	400,3899	0,021600	0,01
450	451,1233	451,1849	-0,061625	0,01
500	501,6788	501,9799	-0,301075	0,06

Analisando os resultados apresentados nas Tabelas 11 e 12 e o resultado obtido para o ajuste linear, percebe-se que o instrumento comercial Prova 15 realmente apresenta uma resposta linear. Continuando a análise, percebe-se ainda que a sensibilidade calculada é muito próxima da informada pelo próprio fabricante, diferindo em 1,5 %.

#### 4.6 Resultados Experimentais do Teste do Protótipo em um Equipamento de Radiodiagnóstico Profissional

As Tabelas 13, 14 15 e 16 apresentam os resultados obtidos para o teste do protótipo em um equipamento de radiodiagnóstico profissional para os regimes de 40 kV e 100 mA, 55 kV e 80

mA, 70 kV e 60 mA e 90 kV e 40 mA, respectivamente. A Tabela 17 apresenta o resultado para o teste com regime de 40 kV e 100 mA, realizado por último.

Tabela 13 - Regime 40 kV e 100 mA.

Unfors		Prova 15 + ET1400	Protótipo	
Tensão [kV]	Tempo [s]	Corrente [mA]	Corrente [mA]	Tempo [ms]
43,9	0,98	78	65	1
		78	45	1
		78	67	1
		77	78	1
		78	55	1

Tabela 14 - Regime 55 kV e 80 mA.

Unfors		Prova 15 + ET1400	Protótipo	
Tensão [kV]	Tempo [s]	Corrente [mA]	Corrente [mA]	Tempo [ms]
59,4	0,98	66	74	1
		66	51	1
		65	56	1
		65	55	1
		65	61	1

Tabela 15 - Regime 70 kV e 60 mA.

Unfors		Prova 15 + ET1400	Protótipo	
Tensão [kV]	Tempo [s]	Corrente [mA]	Corrente [mA]	Tempo [ms]
75,7	0,98	46	48	1
		46	44	1
		47	72	1
		46	56	1
		47	56	1

Tabela 16 - Regime 90 kV e 40 mA.

Unfors		Prova 15 + ET1400	Protótipo	
Tensão [kV]	Tempo [s]	Corrente [mA]	Corrente [mA]	Tempo [ms]
96,8	0,98	44	36	1
		44	57	1
		43	44	1
		44	38	1
		43	62	1

Tabela 17 - Regime 40 kV e 100 mA.

Unfors		Prova 15 + ET1400	Protótipo	
Tensão [kV]	Tempo [s]	Corrente [mA]	Corrente [mA]	Tempo [ms]
43,9	0,98	78	104	1
		77	64	1
		78	81	1
		78	84	1
		78	110	1

De posse dos dados apresentados nas Tabelas 13 a 17 pode-se calcular a diferença entre as medidas reais e percentualmente. A Tabela 18 apresenta estes resultados. Pode-se ainda calcular a média e a diferença entre as médias dos valores medidos. A Tabela 19 apresenta estes valores.

Tabela 18 - Diferença entre valores medidos.

Prova 15	Protótipo	Diferença	
mA	mA	mA	%
78	104	26	33,3
77	64	13	16,9
78	81	3	3,8
78	84	6	7,7
78	110	32	41,0
66	74	8	12,1
66	51	15	22,7
65	56	9	13,8
65	55	10	15,4
65	61	4	6,2
46	48	2	4,3
46	44	2	4,3
47	72	25	53,2
46	56	10	21,7
47	54	7	14,9
44	36	8	18,2
44	57	13	29,5
44	44	0	0,0
44	38	6	13,6
43	62	19	44,2
78	65	13	16,7
78	45	33	42,3
78	67	11	14,1
77	78	1	1,3
78	55	23	29,5

Tabela 19 - Diferença entre valores médio medidos.

Prova 15	Protótipo	Diferença	
		mA	%
77,8	88,6	10,8	13,9
65,4	59,4	6,0	9,2
46,4	54,8	8,4	18,1
43,8	47,4	3,6	8,2
77,8	62	15,8	20,3

Analisando estes resultados percebe-se que a diferença máxima ocorreu para o regime de 55 kV e 60 mA, sendo este valor de 53,2 %. Já para a media dos valores nota-se que a diferença máxima ocorreu para o regime de 40 kV e 100 mA e foi de 20,3 %.

Por fim pode-se calcular a reprodutibilidade das leituras do protótipo para cada regime selecionado, para tal utilizou-se a fórmula para cálculo de reprodutibilidade apresentada na referência bibliográfica ANVISA (2005).

Para o regime de 40 kV e 100 mA, têm-se:

$$R[\%] = 2 * 100 * \frac{(Máximo-Mínimo)}{(Máximo+Mínimo)} = 83,9 \% \quad (95)$$

Para o regime de 55 kV e 80 mA, têm-se:

$$R[\%] = 2 * 100 * \frac{(Máximo-Mínimo)}{(Máximo+Mínimo)} = 36,8 \% \quad (96)$$

Para o regime de 70 kV e 60 mA, têm-se:

$$R[\%] = 2 * 100 * \frac{(Máximo-Mínimo)}{(Máximo+Mínimo)} = 48,3 \% \quad (97)$$

Para o regime de 90 kV e 40 mA, têm-se:

$$R[\%] = 2 * 100 * \frac{(Máximo-Mínimo)}{(Máximo+Mínimo)} = 53,1 \% \quad (98)$$

Analisando as reprodutibilidades calculadas, percebe-se que para o regime de 40 kV e 100 mA este valor chega a 83,9 %, enquanto que o equipamento comercial Prova 15 apresenta um valor de reprodutibilidade de 1,3 % para o mesmo regime.

## 5. CONCLUSÕES

No decorrer da execução desse projeto foram realizadas as validações das três etapas do circuito de condicionamento, as quais apresentaram para o circuito de alimentação uma regulação de 3,6 %, ocasionada pela corrente solicitada pelo sistema arduino e *display*. O circuito de 1º estágio de amplificação apresentou uma diferença máxima de 1,2% entre o valor de ganho teórico e o valor de ganho experimental. Por último, o circuito de filtro *anti-aliasing* e segundo estágio de amplificação apresentou um erro de 15,7% na frequência de 150 Hz.

O sistema como um todo apresentou uma resposta linear, com uma diferença relativa máxima de 7,7% e um erro de linearidade de 0,22% para a faixa proposta. A incerteza combinada calculada para o ganho do sistema foi de 0,7%, a qual se deve a incerteza dos resistores utilizados. A incerteza combinada calculada para a frequência foi de 16,0 %, gerada principalmente pela tolerância dos capacitores que é de 10 %. Desta forma as diferenças encontradas durante o processo de validação estão dentro dos valores das incertezas calculadas.

Houve uma divergência entre os resultados da cadeia de medida proposta e os resultados da cadeia de medida obtida de forma experimental. Mesmo assim, o sistema de condicionamento apresentou uma sensibilidade de  $8,26 \frac{mV}{mA}$ . Já o sistema completo apresentou uma sensibilidade de  $0,59 \frac{mA}{bit}$  e uma resolução de 0,59 mA.

Quando aplicado a um equipamento de radiodiagnóstico profissional o sistema proposto apresentou um péssimo desempenho. Durante a utilização no equipamento o sistema por vezes detectou corrente sem que o disparo tenha sido realizado. A diferença máxima entre o valor medido pelo protótipo e um equipamento profissional foi de 53,2 %. A diferença máxima entre as médias das medidas foi de 20,3 %. Já a reprodutibilidade das medidas foi de 83,9 % frente 1,5 % do equipamento profissional.

Acredita-se fortemente que o fator que mais contribui para este alto valor obtido para reprodutibilidade, seja a interferência eletromagnética causada pelo alto valor da tensão que induz a corrente anódica.

Sendo assim, conclui-se que o sistema projetado e elaborado não pode ser utilizado “em campo”, pois apresenta valores inconsistentes e que não permitiriam uma correta avaliação do equipamento de radiodiagnóstico.

Por fim, após pesquisas, acredita-se que a alteração da forma de medir corrente elétrica da configuração laço aberto para a configuração laço fechado, assim como a inclusão de uma malha de terra na placa de condicionamento, bem como uma montagem profissional desta placa proporcionariam resultados mais aceitáveis.

## 6. PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS

A seguir são apresentadas sugestões com o objetivo de aprimorar o sistema desenvolvido:

- 1) alterar a forma de medir corrente elétrica da configuração laço aberto para a configuração laço fechado, com a finalidade de aumentar a estabilidade do sistema;
- 2) montar a placa de condicionamento de forma profissional e com uma malha de terra, a fim de reduzir ruídos eletromagnéticos;
- 3) desenvolvimento de uma etapa de transmissão de dados do equipamento para o computador;
- 4) desenvolvimento de uma ferramenta gráfica que permita ao usuário visualizar e interagir com os dados no computador;
- 5) desenvolvimento de um hardware de aquisição de dados dedicado a fim de reduzir o consumo de energia, aumentando assim a vida útil das baterias;

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. ANVISA, AGÊNCIA NACIONAL DE VIGILANCIA SANITÁRIA. **Diretrizes de Proteção Radiológica em Radiodiagnóstico Médico e Odontológico**. Portaria Federal Nº 453, de 1º de Junho de 1998.
2. ANVISA, AGÊNCIA NACIONAL DE VIGILANCIA SANITÁRIA. **Radiodiagnóstico Médico: Desempenho de Equipamentos e Segurança**. Brasília: Ministério da Saúde, 2005.
3. NETTO, T. G. **Garantia de Controle de Qualidade em Radiodiagnóstico**. São Paulo: USP, 1998.
4. XAVIER, A. M., MORO, J. T., HEILBRON, P. F. **Princípios Básicos de Segurança e Proteção Radiológica**. Porto Alegre: UFRGS, Setembro de 2006.
5. BUSHONG, STEWART C. **Ciência Radiológica para Tecnólogos: Física, Biologia e Proteção**. 9ed. Rio de Janeiro: Elsevier, 2010.
6. OKUNO, E., CALDAS, I. L., CHOW, C. **Física para Ciências Biológicas e Biomédicas**. São Paulo: Harper & Row do Brasil, 1982.
7. OKUNO, EMICO. **Efeitos Biológicos das Radiações Ionizantes. Acidente Radiológico de Goiânia**. São Paulo, 2013.
8. ARAÚJO, A. M. C. **Proteção Radiológica em Raios X Diagnóstico: como Minimizar a exposição do Paciente em Raios X Diagnóstico**. Rio de Janeiro: IRD, 1986.
9. TAUHATA, L., SALATI, I. P. A., PRINZIO, R. D., PRINZIO, M. A. R. R. **Radioproteção e Dosimetria: Fundamentos**. 5ºed. Rio de Janeiro: IRD/CNEN, agosto de 2003.
10. SPRAWLS, PERRY. **Physical Principles of Medical Imaging**. Rockville, Md: Aspen Publishers, 1987.
11. LUDWIG, JAIME L. **Influência da Flutuação da Corrente Anódica na Determinação do Potencial de Pico Prático**. Dissertação (mestrado) - Instituto de Radioproteção e Dosimetria. Rio de Janeiro, 2006.
12. VAN DER LAAN, FLÁVIO T. **Medidor Não Invasivo de Alta Tensão, Tempo e Exposição em Aparelhos de Raios X**. Dissertação (mestrado) – Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre, 1996.
13. DE LUCENA, RODRIGO F. **Implantação de um Programa de Controle de Qualidade em Equipamentos de Raios X por de Medidores não Invasivos**. Dissertação (mestrado) – Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares. São Paulo, 2010.
14. DA SILVA, JONAS O. **Desenvolvimento de Câmaras Especiais para Controle de Qualidade em Mamografia**. Dissertação (doutorado) – Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares. São Paulo, 2013.
15. ANDREUCCI, RICARDO. **Radiologia Industrial**. São Paulo: ABENDE, 2006.

16. ANDRADE, PAULA S. S. **Elaboração de um Procedimento para Controle de Qualidade em Sistemas de Radiodiagnóstico Odontológico.** Dissertação (mestrado) – Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares. São Paulo, 2007.
17. GUERRA, ALINE P. **Estabelecimento e Controle de Qualidade de Feixes Padrões de Radiação X para Calibração de Instrumentos, Nível Mamografia.** Dissertação (doutorado) – Instituto de Pesquisas Energéticas e Nucleares. São Paulo, 2001.
18. BALBINOT, A., BRUSAMATELLO, V. J. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas.** 2ºed. Rio de Janeiro: LTC, 2011. V. 1.
19. BALBINOT, A., BRUSAMATELLO, V. J. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas.** 2ºed. Rio de Janeiro: LTC, 2011. V. 2.
20. PALLÀS-ARENY, R., WEBSTER, J. G. **Sensors and Signal Conditioning.** 2ºed. Madison, Wisconsin, 2000.
21. DOEBELIN, ERNEST O. **Measurement Systems: Application and Design.** 5ºed. New Delhi: McGraw-Hill, 2004.
22. ZIEGLER, S., WOODWARD, R. C., IU, H. H. C., BORLE, L. J. **Current Sensing Techniques: A Review.** IEEE Sensors Journal, maio 2009.
23. YARBOROUGH, BRYAN. **Components and Methods for Current Measurement.** Power Electronics Technology, janeiro 2012.
24. HONEYWELL. **Hall Effect Sensing and Application.** MICRO SWITCH Sensing and Control.
25. ALLEGRO MICROSYSTEMS INC. **Application Note: Hall-Effect IC Applications Guide.** Worcesterde, Massachusetts. 1997.
26. REGAM, T., MUNSON J., ZIMMER, G., STOKOWSKI, M. **Application Note 105: Current Sense Circuit Collection.** Linear Technology, dezembro 2005.
27. KLIMACH, HAMILTON DUARTE. **Polígrafo da Disciplina ENG 456 – Eletrônica Aplicada.** Porto Alegre: UFRGS, dezembro 2005.
28. PERTENCE JUNIOR, ANTONIO. **Amplificadores Operacionais e Filtros Ativos: Teoria, Projetos, Aplicações e Laboratórioda.** São Paulo: Mcgraw-Hill, [c1988], 359p. : il.

ANEXOS

Anexo A – Diagrama Completo Circuito de Condicionamento

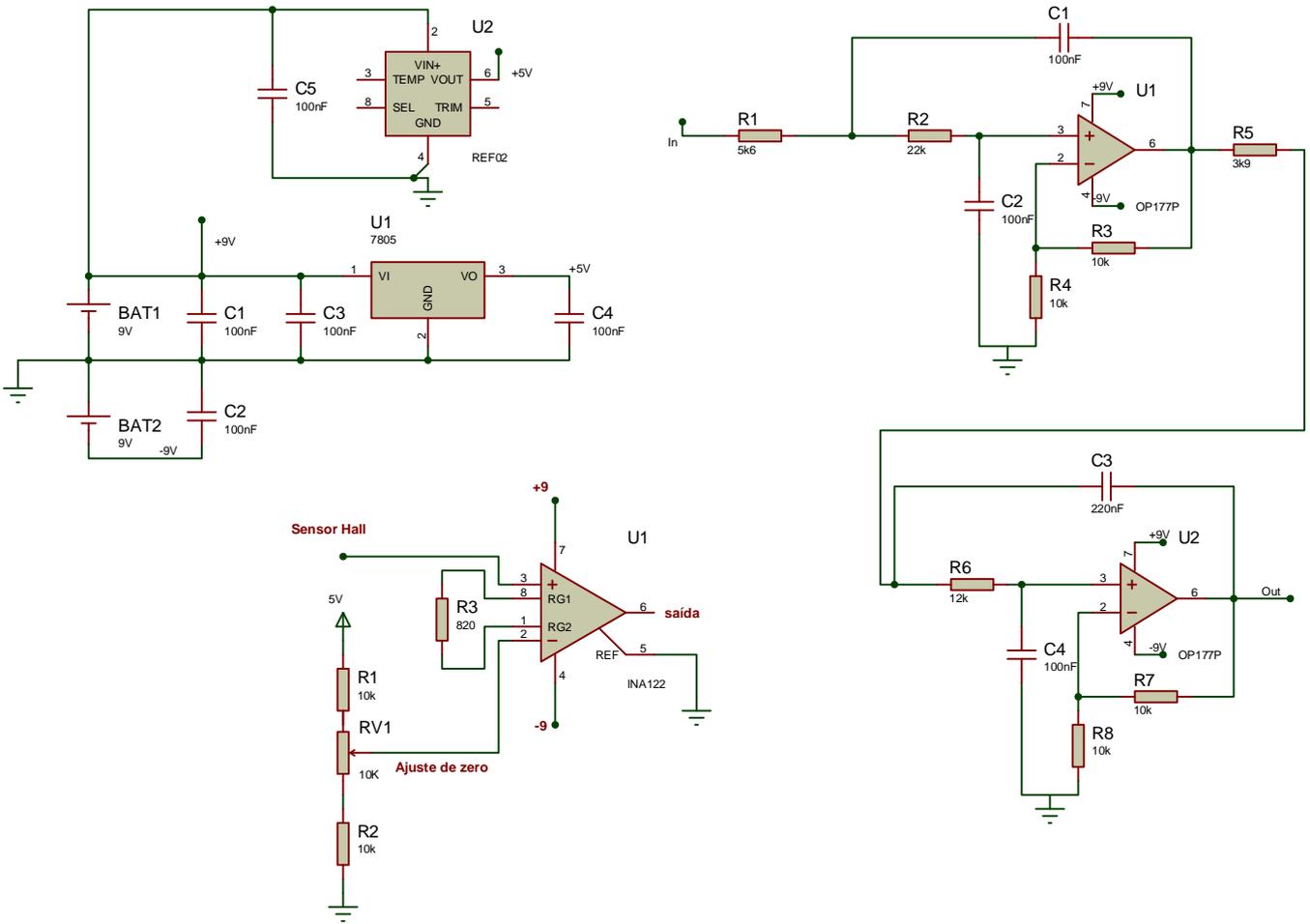


Figura A1 - Diagrama esquemático do circuito de condicionamento.

## Anexo B – Código utilizado para programar a plataforma arduino

```
//Inclui a biblioteca que controla o LCD

#include "LiquidCrystal.h"

//Inclui bibliotecas para o uso do cartão SD

#include "SPI.h"

#include "SD.h"

#define NUMERODISPROMAX 20 //número de disparos possíveis

const int chipSelect = 10;//define pino chipselect

//Define pinos display

const int lcdRS = 9;

const int lcdE = 8;

const int lcdD4 = 7;

const int lcdD5 = 6;

const int lcdD6 = 5;

const int lcdD7 = 4;

//define pinos teclas

const int teclaUp = 1;

const int teclaDown = 2;

const int teclaReset = 3;
```

```
//variáveis para a lógica antidebauncing

int estadoTeclaUp;

int estadoAnteriorTeclaUp = LOW;

int estadoTeclaDown;

int estadoAnteriorTeclaDown = LOW;

int estadoTeclaReset;

int estadoAnteriorTeclaReset = LOW;

long lastDebounceTimeUp = 0;

long lastDebounceTimeDown = 0;

long lastDebounceTimeReset = 0;

long debounceDelay = 10; // tempo para evitar debauncing

// Variáveis para armazenar os resultados dos disparos

int disparoCorrente [NUMERODISPAROMAX];

unsigned long disparoTempo [NUMERODISPAROMAX];

int indexDisparo = 0;

int indexDisparoTeclas = 0;

int indexDisparoAtual = 0;

unsigned long tempo_inicio;

unsigned long tempo_fim;
```

```
unsigned long valor;

unsigned long nAmostras;

unsigned long media;

boolean passei;//variável auxiliar para garantia da existência do disparo

int contZero;

//Cria um objeto LiquidCrystal e define pinos da interface
LiquidCrystal lcd(lcdRS, lcdE, lcdD4, lcdD5, lcdD6, lcdD7);

//inicialização
void setup() {
  //Inicializa o display com formato 16:2
  lcd.begin(16, 2);

  //configura pinos das teclas como entradas
  pinMode(teclaUp, INPUT);
  pinMode(teclaDown, INPUT);
  pinMode(teclaReset, INPUT);

  //inicializa variável auxiliar
  passei = false;

  for (int i=0; i < NUMERODISPAROMAX; i++)
```

```
disparoCorrente[i]=0;           //inicializa vetor disparos corrente

for (int i=0; i < NUMERODISPROMAX; i++)

    disparoTempo[i]=0;         //inicializa vetor disparos tempo

lcd.clear();//limpa display

lcd.setCursor(0,0);//posiciona cursor

lcd.print("Inicializando...");//escreve display

// Testa se o cartão sd pode ser inicializado

if (!SD.begin(chipSelect)) {

    lcd.clear();//limpa display

    lcd.setCursor(0,0);//posiciona cursor

    lcd.print("Card failed."); //informa que o cartão não está corretamente conectado.

    return;

}

lcd.clear();//limpa display

lcd.setCursor(0,0);//posiciona cursor

lcd.print("Card initialized.");//escreve mensagem que o sistema foi inicializado

corretamente

delay(2000);//gera um delay para inicializar o sistema

}
```

```
//loop principal
void loop() {

    //cria string para armazenamento dos dados a serem gravados no sd
    String dataString = "";

    contZero = 0;//inicializa variável que habilita aquisição

    //lê o estado das teclas
    int readingUp = digitalRead(teclaUp);
    int readingDown = digitalRead(teclaDown);
    int readingReset = digitalRead(teclaReset);

    valor = 0;//inicializa variável
    nAmostras=0;//inicializa variável

    // leitura
    tempo_inicio = millis(); //marca tempo de inicio de leitura

    if(analogRead(0)>25) { //testa se o valor da entrada analógica é maior que o
correspondente a 10mA
        contZero = 4;
    }
```

```

while (contZero>0)//testa se o valor da entrada analógica é maior que o correspondente a
10mA
{
    valor += analogRead(0); //lê valor entrada

    tempo_fim = millis(); //lê tempo no fim da conversão

    nAmostras = nAmostras + 1;//incrementa número de amostras

    passei = true;//altera variável auxiliar

    if(analogRead(0)<25){//Garante que quando passa por zero não sai do loop para
retificação onda completa
        contZero -= 1;
    } else contZero = 4;
}

//Se ouve disparo
if (passei && (indexDisparo < (NUMERODISPROMAX))){
    disparoTempo[indexDisparo] = tempo_fim - tempo_inicio;//calcula tempo duração
disparo

    media = valor/nAmostras;//calcula valor médio do disparo

    //disparoCorrente[indexDisparo] = media *(5.0/1023.0);//converte o valor para
corrente

    disparoCorrente[indexDisparo] = (int)(((media *(5.0/1023.0))-
0.0291)/0.0083);//converte o valor para corrente

```

```
indexDisparoAtual = indexDisparo;//atualiza variável disparo atual com o valor do  
disparo atual
```

```
indexDisparoTeclas = indexDisparo;// atualiza variável disparo teclas com o valor do  
disparo atual
```

```
dataString += String(indexDisparoAtual+1);//incrementa string com o número do  
disparo
```

```
dataString += ",";
```

```
dataString += String(disparoCorrente[indexDisparoAtual]);//incrementa string com o  
valor da corrente do disparo
```

```
dataString += ",";
```

```
dataString += String(disparoTempo[indexDisparoAtual]);//incrementa string com o  
valor da duração no tempo do disparo
```

```
dataString += ",";
```

```
//Rotina para gravar dados no cartão
```

```
File dataFile = SD.open("Medidor.txt", FILE_WRITE);//abre arquivo txt
```

```
//testa se o arquivo está disponível
```

```
if (dataFile) {
```

```
    dataFile.println(dataString);//grava dados no cartão
```

```
    dataFile.close();//fecha arquivo
```

```
}
```

```
//se não foi possível abrir o arquivo
```

```
else {
```

```
    lcd.clear();//limpa display
```

```
    lcd.setCursor(0,0);//posiciona cursor

    lcd.print("error!");

}

if (indexDisparo <= (NUMERODISPAROMAX-1))

    indexDisparo++;//se não atingiu o limite de disparos incrementa vetor

}

//rotina telcas e debauncing

// check to see if you just pressed the button

// (i.e. the input went from LOW to HIGH), and you've waited

// long enough since the last press to ignore any noise:

// If the switch changed, due to noise or pressing:

if (readingUp != estadoAnteriorTeclaUp) {

    // reset the debouncing timer

    lastDebounceTimeUp = millis();

}

// If the switch changed, due to noise or pressing:

if (readingDown != estadoAnteriorTeclaDown) {

    // reset the debouncing timer

    lastDebounceTimeDown = millis();

}
```

```
if (readingReset != estadoAnteriorTeclaReset) {  
    // reset the debouncing timer  
    lastDebounceTimeDown = millis();  
}  
  
if ((millis() - lastDebounceTimeUp) > debounceDelay) {  
    // whatever the reading is at, it's been there for longer  
    // than the debounce delay, so take it as the actual current state:  
  
    // if the button state has changed:  
    if (readingUp != estadoTeclaUp) {  
        estadoTeclaUp = readingUp;  
  
        // only toggle the LED if the new button state is HIGH  
        if (estadoTeclaUp == HIGH) {  
  
            if (indexDisparoTeclas < indexDisparoAtual)  
                indexDisparoTeclas++;  
  
        }  
    }  
}  
  
if ((millis() - lastDebounceTimeDown) > debounceDelay) {
```

```
// whatever the reading is at, it's been there for longer
// than the debounce delay, so take it as the actual current state:

// if the button state has changed:
if (readingDown != estadoTeclaDown) {
    estadoTeclaDown = readingDown;

    // only toggle the LED if the new button state is HIGH
    if (estadoTeclaDown == HIGH) {

        if (indexDisparoTeclas > 0)
            indexDisparoTeclas--;
    }
}

if ((millis() - lastDebounceTimeReset) > debounceDelay) {
    // whatever the reading is at, it's been there for longer
    // than the debounce delay, so take it as the actual current state:

    // if the button state has changed:
    if (readingReset != estadoTeclaReset) {
        estadoTeclaReset = readingReset;

        // only toggle the LED if the new button state is HIGH
```

```
if (estadoTeclaReset == HIGH) {  
    for (int i=0; i < NUMERODISPAROMAX; i++)  
        disparoCorrente[i]=0;          //inicializa vetor disparos corrente  
  
    for (int i=0; i < NUMERODISPAROMAX; i++)  
        disparoTempo[i]=0;           //inicializa vetor disparos tempo  
  
    //inicializa indices  
    indexDisparo = 0;  
    indexDisparoTeclas = 0;  
    indexDisparoAtual = 0;  
  
    SD.remove("Medidor.txt");//apaga arquivo das leituras no cartão SD  
}  
  
}  
  
}  
  
estadoAnteriorTeclaUp = readingUp;  
estadoAnteriorTeclaDown = readingDown;  
estadoAnteriorTeclaReset = readingReset;  
  
//rotina escreve/atualiza display  
  
if (passei){//exibe valor do disparo atual  
    //exibe valor lido e tempo de conversão
```

```
lcd.clear();//limpa display

lcd.setCursor(0,0);//posiciona cursor

lcd.print("Disparo ");//escreve mensagem número disparo

lcd.print(indexDisparoAtual+1);

lcd.setCursor(0,1);// posiciona cursor

lcd.print("I:");//escreve mensagem corrente

lcd.print(disparoCorrente[indexDisparoAtual]);

lcd.print("mA");

lcd.print(" T:");//escreve mensagem tempo

lcd.print(disparoTempo[indexDisparoAtual]);

lcd.print("ms");

} else { //exibe o valor do disparo selecionado pelas teclas

lcd.clear();//limpa display

lcd.setCursor(0,0);//posiciona cursor

lcd.print("Disparo ");//escreve mensagem número disparo

lcd.print(indexDisparoTeclas+1);

lcd.setCursor(0,1);// posiciona cursor

lcd.print("I:");//escreve mensagem valor corrente

lcd.print(disparoCorrente[indexDisparoTeclas]);

lcd.print("mA");

lcd.print(" T:");//escreve mensagem valor tempo

lcd.print(disparoTempo[indexDisparoTeclas]);

lcd.print("ms");

}
```

```
passei = false;  
  
delay(150);  
}
```

Obs: A rotina teclas e debouncing foi adaptada de exemplos contidos no sitio <http://arduino.cc>.

Nome do arquivo: TCC36B  
Diretório: D:\Documentos\UFRGS\UFRGS2015-2\TCC\Doc  
Modelo: C:\Users\Fabiano\AppData\Roaming\Microsoft\Modelos\  
Normal.dotm  
Título: Modelo para projeto diplomação - DELET  
Assunto:  
Autor: Laboratorio de Automacao  
Palavras-chave:  
Comentários: versão: 02/08/2006t  
Data de criação: 14/04/2016 21:21:00  
Número de alterações:11  
Última gravação: 14/04/2016 23:11:00  
Salvo por: FABICO  
Tempo total de edição: 110 Minutos  
Última impressão: 14/04/2016 23:11:00  
Como a última impressão  
Número de páginas: 96  
Número de palavras: 18.391 (aprox.)  
Número de caracteres: 99.312 (aprox.)