

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
INSTITUTO DE FÍSICA**

Eduardo Cesar Schlichting

CONDICIONADOR DE SINAIS DC DE BAIXO NÍVEL PARA SENSORES

**Porto Alegre
2017**

Eduardo Cesar Schlichting

CONDICIONAR DE SINAIS DC DE BAIXO NÍVEL PARA SENSORES

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Instituto de Física da
Universidade Federal do Rio Grande do
Sul como requisito parcial para obtenção
do título de Bacharel em Física.

Orientador: Prof. Dr. Henri Ivanov Boudinov

Porto Alegre

2017

Eduardo Cesar Schlichting

CONDICIONAR DE SINAIS DC DE BAIXO NÍVEL PARA SENSORES

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Instituto de Física da Universidade Federal do Rio Grande do Sul como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Física.

Aprovado em ____ de _____ de 2017.

Banca Examinadora:

Prof.

Prof.

Prof.

RESUMO

Neste trabalho está construído um condicionador de sinais de corrente contínua para uso em diversos sensores. Para tal está realizada uma revisão de conceitos fundamentais de amplificadores operacionais e de instrumentação. Com um cuidado extra estão expostos conceitos de instrumentação de sinais juntamente com uma breve teoria de ruídos que justificará uso dos filtros utilizados. O dispositivo desenvolvido usa o versátil Arduíno Nano e o software Matlab para controle de ganho e condicionamento digital do sinal adquirido, respectivamente. Estão expostos as especificações do projeto, como dos sinais de entrada e da interface (computador) utilizada. O circuito dedicado criado tem como principais componentes o INA101HP, o OP27, o CPAZ 7660. Os testes preliminares, para ajuste e calibração das faixas de ganho, foram realizados com divisores de tensão com alta impedância, sempre atrelada a sinais de baixa amplitude. Por fim, foram realizados os testes finais com os sensores de pressão (MPX2010D) e de temperatura, LM35 e os termopares tipos K e S. Ao analisarmos os resultados vemos que todos estão satisfatórios com exceção do termopar tipo S. Baseado no desenvolvimento e nos resultados foram sugeridas melhorias, como a substituição de componentes e eliminação de outros.

Palavras-chave: Condicionador de Sinais. Amplificador operacional. Amplificador de Instrumentação. Arduíno. Matlab.

RESUMEN

En este trabajo está construido un acondicionador de señales de corriente continua para uso en diversos sensores. Para ello, se realiza una revisión de conceptos fundamentales de amplificadores operacionales y de instrumentación. Con un cuidado extra están expuestos conceptos de instrumentación de señales junto con una breve teoría de ruidos que justificará el uso de los filtros utilizados. El dispositivo fue desarrollado usando el versátil Arduino Nano y el software Matlab para control de ganancia y condicionamiento digital de la señal adquirida, respectivamente. Están expuestas las especificaciones del proyecto, como de las señales de entrada y de la interfaz (computadora) utilizada. El circuito dedicado creado tiene como principales componentes el INA101HP, el OP27, el CPAZ 7660. Las pruebas preliminares, para ajuste y calibración de las bandas de ganancia, se realizaron con divisores de tensión con alta impedancia, siempre juntas a señales de baja amplitud. Por último, se realizaron las pruebas finales con los sensores de presión (MPX2010D) y de temperatura, LM35 y los termopares tipos K y S. Al analizar los resultados vemos que todos son satisfactorios con la excepción del termopar tipo S. Basado en el desarrollo y en los resultados se han sugerido mejoras, como la sustitución de componentes y la eliminación de otros.

Palabras clave: Acondicionador de Señales. Amplificador operacional. Amplificador de Instrumentación. Arduino. Matlab.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	10
1.1 OBJETIVOS	11
1.1.1 OBJETIVOS GERAIS.....	11
1.1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	11
1.2 JUSTIFICATIVA.....	11
2 CONDICIONAMENTO DE SINAIS DE SENSORES	12
2.1 AMPLIFICADORES OPERACIONAIS.....	12
2.1.1 AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL	13
2.1.2 TENSÃO DE OFFSET DE ENTRADA	15
2.1.3 TENSÃO DE OFFSET DE SAÍDA.....	15
2.1.4 ALIMENTAÇÃO.....	15
2.1.5 SATURAÇÃO	16
2.1.6 RAZÃO DE REJEIÇÃO DE MODO COMUM	16
2.1.7 AMPLIFICADORES EM CASCATA	16
2.1.8 MODOS DE OPERAÇÃO: REALIMENTAÇÃO NEGATIVA.....	17
2.1.9 AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTAÇÃO	17
2.2 INSTRUMENTAÇÃO DE SINAIS	18
2.2.1 EXATIDÃO E PRECISÃO	19
2.2.2 ERRO DE MEDIÇÃO: ALEATÓRIO E SISTEMÁTICO	19
2.2.3 INCERTEZA DE MEDIÇÃO	20
2.2.4 PRINCÍPIOS PARA AQUISIÇÃO DE DADOS	21
2.2.5 INSTRUMENTO DE MEDIÇÃO	22
2.2.5.1 TAXA DE AMOSTRAGEM.....	23
2.2.5.2 LIMIAR DE MOBILIDADE	23
2.2.5.3 FAIXA NOMINAL	24
2.2.5.4 LINEARIDADE	24
2.2.5.5 ESTABILIDADE	24
2.2.5.6 CONDIÇÕES DE USO.....	25
2.3 TEORIA DE RUÍDOS	26
2.3.1 TIPOS DE RUÍDOS.....	26
2.3.2 RUÍDO EM AMPLIFICADORES OPERACIONAIS.....	28
2.3.3 RELAÇÃO SINAL-RUÍDO	28
2.4 FILTROS	28
2.4.1 FILTRO ATIVO PASSA-BAIXA	29
2.4.2 FILTRO DIGITAL.....	30
3 METODOLOGIA.....	31
3.1 DIAGRAMA DE BLOCOS DO PROJETO	31
3.1.1 CIRCUITO DEDICADO	32
3.1.2 ARDUINO E MATLAB	33
3.1.3 CPU.....	34
3.2 APLICAÇÃO DOS AMPLIFICADORES.....	34
3.2.1 AMPLIFICADOR NÃO-INVERSOR.....	35
3.2.2 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO: USO E JUSTIFICATIVA.....	36
3.3 APLICAÇÃO DOS PRINCÍPIOS DE INSTRUMENTAÇÃO	37
3.3.1 AQUISIÇÃO E TRATAMENTO	37
3.3.2 TAXA DE AMOSTRAGEM	38

3.3.3	LIMIAR DE MOBILIDADE E FAIXA NOMINAL	38
3.3.4	LINEARIDADE E ESTABILIDADE	38
3.3.5	CONDIÇÕES DE USO	39
3.3.6	DETERMINAÇÃO DO FILTRO	39
3.3.7	DETERMINAÇÃO DA INCERTEZA	40
4	DESENVOLVIMENTO DO CONDICIONADOR	42
4.1	ESPECIFICAÇÕES DO CONDICIONADOR DE SINAIS	42
4.1.1	ESPECIFICAÇÕES DO SINAL DE ENTRADA	42
4.1.2	ESPECIFICAÇÕES DO CIRCUITO DEDICADO	43
4.1.3	ESPECIFICAÇÕES DO ARDUINO	44
4.1.4	ESPECIFICAÇÕES DA INTERFACE.....	44
4.2	ELABORAÇÃO DE HARDWARE	45
4.2.1	INA101HP	47
4.2.2	OP27	48
4.2.3	REED-RELÉ.....	49
4.2.4	CPAZ 7660.....	49
4.2.5	BUCK-BOOST.....	50
4.3	ELABORAÇÃO DO SOFTWARE	50
4.3.1	ARDUINO.....	50
4.3.2	MATLAB.....	51
5	TESTES E MELHORIAS	52
5.1	TESTES COM DIVISORES DE TENSÃO	52
5.1.1	ANÁLISE DE DADOS	54
5.2	TESTES COM SENSORES	55
5.2.1	SENSOR LM35	55
5.2.2	TERMOPAR K.....	57
5.2.3	TERMOPAR S.....	59
5.2.4	SENSOR DE PRESSÃO MPX2010DP	60
5.2.5	ANÁLISE DE DADOS	62
5.3	MELHORIAS	64
6	CONCLUSÃO.....	65

LISTA DE ABREVIATURAS

ADC	Conversor analógico digital
AOP	Amplificador operacional
CC	Corrente contínua
CMRR	Razão de rejeição de modo comum
GUM	Guia para expressão de incerteza de medição
SNR	Relação sinal-ruído
VIM	Vocabulário internacional de medidas

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	Esquema de blocos de um AOP [4]	13
Figura 2	Sistema Fonte, Amplificador e Carga[5].....	14
Figura 3	Modo de amplificação não-inversor com realimentação negativa.[5]	17
Figura 4	Fluxo de sistema de aquisição de dados	21
Figura 5	Diagrama de Blocos do Projeto	31
Figura 6	Diagrama do Circuito dedicado	33
Figura 7	Esquema elétrico do condicionador de sinais DC desenvolvido.....	46
Figura 8	Esquema interno INA101H [17]	48
Figura 9	Esquema interno do SIP-1A05 [19].....	49
Figura 10	Circuito para inversão de tensão [20].....	49
Figura 11	Divisor de tensão utilizado para os testes.	52
Figura 13	Gráfico da Participação de cada termo na incerteza.	55
Figura 14	Esquema para teste do LM35.....	56
Figura 15-	Gráfico do Sinal em função da temperatura utilizando o LM35.....	56
Figura 17	Esquema da tentativa do teste com termopar	57
Figura 16	Gráficos da análise do Sensor LM35	57
Figura 18	Esquema utilizado para obtenção dos dados do termopar.....	58
Figura 19	Gráfico do sinal amostrado e do tabelado em função da temperatura	59
Figura 20 -	Gráfico de Resfriamento do Bloco de Chumbo com o Termopar tipo K..	59
Figura 21	Gráfico do sinal em função da temperatura do Termopar tipo S	60
Figura 22	Esquema para a medição do sensor MPX2010DP.....	61
Figura 23	Sinais Amostrados com o Sensor MPX2010DP	61
Figura 24	Gráfico do Sinal medido em função da pressão analisada.	62
Figura 25	Gráfico Comparativo [...] divisores de tensão e sensores.	63

1 INTRODUÇÃO

A eletrônica assumiu um papel de importância incontestável em nossas vidas, tanto profissionais quanto pessoais. O desenvolvimento tecnológico propiciou uma melhora colossal em praticamente todos os ramos da sociedade. Entre estes, aquele que teve um dos maiores impactos foi o setor médico. O aprimoramento de técnicas eletrônicas de instrumentação ajudou significativamente na precisão e rapidez do diagnóstico.

Alguns dos indicativos para a análise clínica são a pressão e a temperatura. Estas grandezas são muito bem conhecidas pelos físicos, contudo para os médicos elas tem outro caráter representativo com respeito ao estado do paciente. Vemos então surgir uma necessidade de medir de forma prática estas e outras variáveis fisiológicas.

Existe uma gama de sensores específicos para captar os sinais vitais e transformá-los em impulsos elétricos, os quais devem ser condicionados e analisados. Infelizmente a qualidade do sinal produzido por estes transdutores, mesmo com todo o avanço obtido até agora, tem certas limitações como pequena amplitude e potência. Para tal, vemos no mercado biomédico os chamados monitores multiparamétricos, os quais têm a finalidade de fornecer em tempo real estes sinais e mostrá-los no display.

Nossa proposta será de projetar um dispositivo capaz de capturar sinais de microvolt a milivolt com pequena potência associada e grande impedância de saída, tal que sejamos capazes de comunicá-lo com qualquer computador que tenha um software previamente instalado através de uma porta USB expondo na tela do sistema operacional o valor instantâneo da amostragem.

A natureza experimental do projeto traz consigo uma série de problemas que só são observados no decorrer do trabalho e devem ser superados conforme vão surgindo. O maior deles é o ruído elétrico que se confunde com nosso sinal, portanto devemos utilizar componentes que minimizem esta fonte de erro bem como nos aproveitar dos recursos disponibilizados pelo software a ser instalado na máquina.

Por fim, temos de quantificar de alguma forma, seja em tabelas ou gráficos, a qualidade e fidelidade do sinal capturado e amostrado em relação ao produzido pelo sensor. Na última etapa, utilizaremos sensores de temperatura e pressão para realizar estes testes e obter os dados a serem analisados. Estas grandezas foram escolhidas devido as suas características de baixa flutuação no corpo humano e fácil obtenção de transdutores.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 OBJETIVOS GERAIS

Desenvolver um dispositivo capaz de amplificar, da forma mais fidedigna o possível, sinais de baixa amplitude e expor o gráfico do sinal em função do tempo em um computador através da comunicação USB do computador.

1.1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

De forma mais precisa, nós buscamos obter o sucesso nos seguintes itens descritos detalhadamente abaixo. São eles:

- a) Amplificar sinais elétricos com amplitude de 10 microvolt a 1 volt;
- b) Obter a melhor relação sinal ruído com a qual possamos interpretar o sinal adquirido;
- c) Comunicar o dispositivo de aquisição com um software capaz de analisar os dados;
- d) Mostrar o sinal amplificado a partir de uma interface para Windows;

1.2 JUSTIFICATIVA

Visando o grande parque tecnológico de sensores que produzem sinais de pequena amplitude e a constante necessidade de amostrá-los, buscamos uma forma prática e com relativo baixo custo para analisar os dados fornecidos pelos transdutores. Assim, poderemos facilmente condicionar e avaliar estes sinais.

2 CONDICIONAMENTO DE SINAIS DE SENSORES

2.1 AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

Pode-se encontrar uma parte da história do amplificador operacional (AOP) sabendo que ele recebeu este nome porque foi projetado inicialmente para realizar operações matemáticas utilizando a tensão como uma analogia de uma outra quantidade. Esta é a base dos computadores analógicos onde os AOP's eram utilizados para realizar as operações matemáticas básicas (adição, subtração, integração, diferenciação, e outras).[1]

A sua aplicação matemática logo tornou-se útil e flexibilizada para diversas outras áreas do conhecimento, inclusive a medicina. E, de fato, devido a sua grande flexibilidade, o uso de amplificadores operacionais tornou-se tão abrangente e variada ao longo das décadas que hoje é difícil de encontrar algum equipamento eletrônico que não os utilize.

Um exemplo desta abrangência está afirmativa de que o mais importante dos blocos funcionais encontrados em sistemas eletrônicos são os amplificadores. Basicamente, amplificadores são usados para aumentar a amplitude de sinais elétricos. [2] Uma definição de um amplificador operacional é um amplificador de corrente contínua (CC) multiestágio, com entrada diferencial, cujas características se aproximam das de um amplificador ideal[3].

Em outras palavras, um amplificador operacional que trabalha em corrente contínua possui sua estrutura dividida em blocos funcionais que tende a reproduzir a entrada de acordo com as características de um amplificador ideal, descrito no item 2.1.1 deste trabalho.

Pode-se caracterizar um amplificador operacional através de um diagrama de blocos como o da figura abaixo explicando que: O estágio de entrada é um amplificador diferencial, seguido por mais estágios de ganho e um seguidor de emissor. Como o amplificador diferencial é o primeiro estágio, ele determina as características de entrada do AOP. Na maioria dos AOP's a saída é com terminação simples, [...] é projetada para ter um valor quiescente zero. Dessa forma, uma tensão de entrada zero resulta idealmente numa tensão de saída zero[4].

No entanto, Pertence nos esclarece que “*Para se trabalhar com o AOP, não é necessário um estudo detalhado do seu circuito interno*”[3]. Deste ângulo, tornar-se-ia infrutífero esmiuçar a grande complexidade do circuito interno do componente, visto que basta compreender suas especificações, descritas na Folha de Dados.

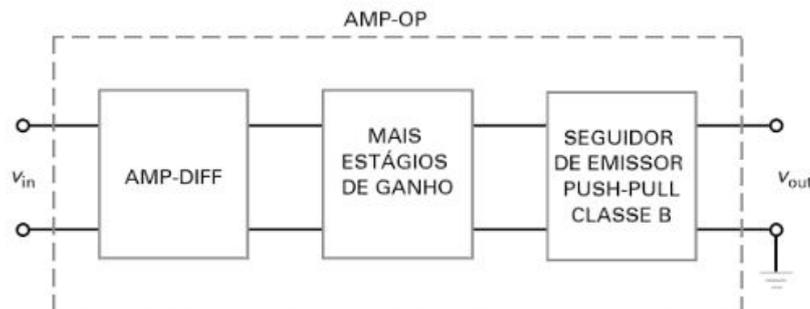


Figura 1 Esquema de blocos de um AOP [4]

Existem conceitos teóricos que devem ser esclarecidos, visto que serão utilizados ao longo deste trabalho, isto tornará possível a compreensão comum de suas matérias e técnicas. Visa-se, deste modo, tranquilizar a leitura e futuros estudos. Seguiremos com a descrição dos seguintes itens:

- a) Amplificador Operacional Ideal;
- b) Tensão de *Offset* de Entrada;
- c) Tensão de *Offset* de Saída;
- d) Alimentação;
- e) Saturação;
- f) Razão de Rejeição de Modo Comum;
- g) Amplificadores em Cascata.
- h) Modo de Operação: Realimentação Negativa;
- i) Amplificadores de Instrumentação.

2.1.1 AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

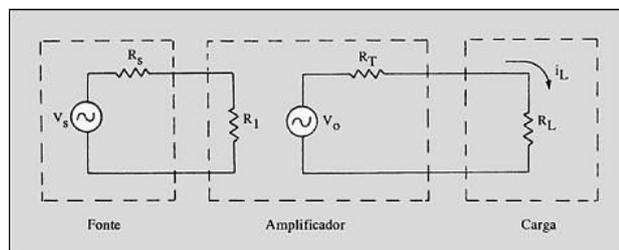
Um Amplificador Operacional Ideal carrega algumas características e valores ideais que não podem ser atingidos, mas servem como guia teórico para a melhor compreensão e manipulação de amplificadores operacionais reais. Em Pertence, encontra-se a seguinte definição de características para um amplificador operacional ideal:

- a) Resistência de entrada infinita;
- b) Resistência de saída nula;
- c) Ganho de tensão infinito;
- d) Resposta de frequência infinita (CC a infinitos Hertz);
- e) Insensibilidade à temperatura (*DRIFT* nulo);
- f) Corrente de Polarização zero;
- g) *Offsets* (compensações) zero;[3,4]

O significado, em poucas linhas, para a resistência de entrada infinita é que, quando esta tende para infinito, melhora o acoplamento entre a fonte e o amplificador. E a tensão do sinal da fonte sobre o operacional será tão grande quanto esta resistência de entrada. como indica a equação:

$$V_{r_1} = \frac{R_1 V_s}{R_1 + R_s}$$

Figura 2 Sistema Fonte, Amplificador e Carga[5]



Por outro lado, a resistência de saída nula indica um melhor acoplamento do amplificador com carga na saída do operacional. Quanto menor ela for, menor será a corrente sobre a carga o que é bom em termos de amostragem de sinal, mas ruim para aplicações que visam grandes potências.

O ganho infinito é uma argumentação matemática para facilitar a determinação das equações dos modos de operação dos amplificadores. O mesmo é válido para a resposta de frequência infinita, pois assim não são necessárias considerações a respeito da faixa de frequência em que se está trabalhando.

O *drift* e *offset* nulos também visam facilitar as aplicações dos amplificadores operacionais, visto que deste modo não precisar-se-á inserir a temperatura e a corrente de polarização nas equações do circuito.

2.1.2 TENSÃO DE OFFSET DE ENTRADA

A *tensão de offset de entrada* é a diferença (em módulo) entre os valores da tensão. Logo, a entrada dos amplificadores operacionais é uma entrada diferencial, cuja composição do material, idealmente, é idêntica; contudo existem diferenças físicas nos elementos semicondutores, sejam eles transistores ou *JFET*. Estas diferenças geram um desbalanceamento interno das correntes criando uma diferença de potencial entre as entradas. Esta diferença de potencial é a *tensão de OFFSET de entrada* [3].

2.1.3 TENSÃO DE OFFSET DE SAÍDA

Malvino, define a tensão de offset de saída como sendo “*qualquer desvio ou variação a partir da tensão ideal de saída.*” [4]. O autor cita, ainda, como uma das causas deste desvio a própria tensão de *OFFSET* de entrada que acaba sendo amplificada dando origem a uma diferença de potencial na saída do operacional, mesmo este estando com ambas as entradas aterradas.

Torna-se de extrema importância a compensação da tensão de *OFFSET* de saída, através de *hardware* ou *software*. Desta forma, evita-se incertezas grosseiras, possíveis nas aplicações do amplificador operacional que buscam grande precisão ou se utilizam de sinais de pequena amplitude – ambos aspectos presentes neste trabalho.

2.1.4 ALIMENTAÇÃO

Entende-se a alimentação como uma fonte de tensão que promove o funcionamento de sistemas eletrônicos. Os amplificadores de que trata o presente

trabalho usarão como alimentação uma fonte de tensão simétrica, seguindo o padrão encontrado no mercado.

A referida tensão simétrica será caracterizada por V_{cc} e V_{ee} , de modo que os valores das tensões utilizadas sejam iguais em módulo e diferentes em sinal.

2.1.5 SATURAÇÃO

O efeito de saturação é uma distorção no sinal de saída que tem como consequência a sua não-linearidade. Este efeito ocorre quando o sinal de entrada recebe um ganho de tensão - lembrando que se entende o ganho como a razão entre a tensão do sinal que é emitido pelo amplificador operacional frente ao sinal que é recebido - e se torna demasiadamente grande para a faixa de tensão coberta pela alimentação. Cabe salientar que este efeito ocorre em ambos os extremos da faixa de alimentação, mínima (V_{ee}) e máxima (V_{cc}).

Encontra-se a seguinte explicação para a saturação em um amplificador ideal: *“A tensão de saída pode variar até próximo às tensões de alimentação. Por exemplo, se $V_{cc}=+15V$ e $V_{ee}=-15V$, o valor Máximo Pico-a-Pico com uma resistência de carga de $10k\Omega$ é idealmente $30V$ ”*. Contudo, com um AOP não ideal, a saída não pode variar de todo modo até os valores das tensões de alimentação porque existe uma pequena queda de tensão no estágio final do AOP[4]. Tal que, amplificadores alimentados com $\pm 5V$ irão saturar seus sinais em aproximadamente $\pm 3,8V$, dependendo da sua fabricação e resistência de carga.

2.1.6 RAZÃO DE REJEIÇÃO DE MODO COMUM

Define-se a razão de rejeição de modo comum como sendo a propriedade de um amplificador operacional rejeitar (atenuar) sinais idênticos aplicados, simultaneamente, nas entradas[3]. Característica importante quando se pensa em atenuação de ruídos elétricos, pois esses sinais ruidosos seriam amplificados sem esta propriedade.

A *razão de rejeição de modo comum* (CMRR) é apresentada em decibéis e para amplificadores comerciais são da faixa de 90dB. Deve-se ressaltar que a curva desta propriedade depende da frequência do sinal ruidoso.

2.1.7 AMPLIFICADORES EM CASCATA

Podemos dizer que dependendo do ganho desejado, um amplificador pode ser formado pela associação de vários amplificadores ligados em cascata. [6] Isto nada mais é do que conectar a saída de um amplificador a entrada de outro

amplificador. Esta técnica possibilita fracionar o ganho entre os amplificadores, o que diminuirá o ruído e a distorção.

2.1.8 MODOS DE OPERAÇÃO: REALIMENTAÇÃO NEGATIVA

Este será o modo de operação a ser utilizado para uma das etapas do circuito amplificador. Existem quatro tipos de realimentação negativa. A realimentação de tensão não-inversora é o tipo mais básico. O sinal de entrada aciona a entrada não-inversora de um AOP. A tensão de saída amplificada é amostrada e parte dessa tensão retorna à entrada inversora do AOP. Um amplificador com esse tipo de realimentação se aproxima de um amplificador ideal que tem impedância de entrada infinita, impedância de saída zero e ganho de tensão constante[7]. Esta aplicação é extremamente útil para fins práticos, pois o ganho pode ser controlado a partir da resistência que interliga o *terra* a entrada *inversora*. “G”, definido pela fórmula abaixo, é o ganho do circuito da figura a seguir:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

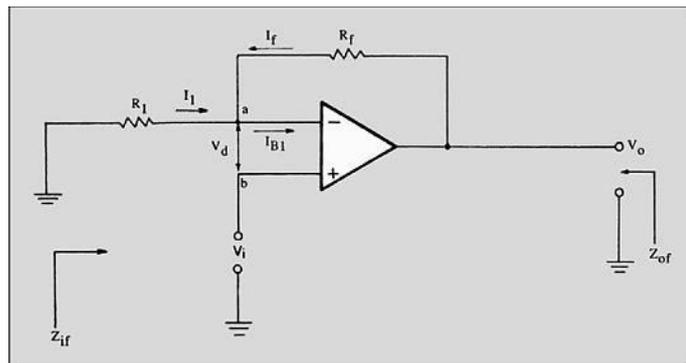


Figura 3 Modo de amplificação não-inversor com realimentação negativa.[5]

2.1.9 AMPLIFICADORES DE INSTRUMENTAÇÃO

Os amplificadores para instrumentação se caracterizam por ter uma entrada diferencial e uma elevadíssima impedância de entrada que é conseguida reduzindo-se o ganho da primeira etapa, normalmente funcionando como seguidor de tensão[8]. É “um amplificador diferencial otimizado em seu desempenho em CC. Um amplificador de instrumentação tem um ganho de tensão grande, um alto *CMRR*, offsets de entrada baixos, baixa deriva (*drift*) de temperatura e uma impedância de entrada alta[4].

Estas características são, construtivamente, difíceis de obter-se em um único amplificador operacional. Por tanto amplificadores de instrumentação podem ser obtidos a partir de um circuito composto, conceitualmente, por mais de um amplificador operacional. E devido a estas características eles são vastamente utilizados na indústria.

2.2 INSTRUMENTAÇÃO DE SINAIS

Balbinot afirma que: “A instrumentação é a base do processo experimental”[9]. Desde Francis Bacon e a implementação do método científico, a instrumentação tomou um lugar de extrema importância nos processos experimentais. Visto que para observarmos uma variável em um experimento é necessário medi-la da forma em que nos aproximemos ao máximo de seu valor verdadeiro.

O objetivo deste trabalho é condicionar um sinal elétrico e para isso deve-se compreender o que se vai medir, qual será a grandeza física a ser analisada. E de acordo com o *Vocabulário Internacional de Medidas* (VIM), grandeza é propriedade de um fenômeno, de um corpo ou de uma substância que se pode expressar qualitativamente sob a forma de um número e uma referência [10]. A instrumentação de sinais é uma pequena parte deste todo, onde este projeto estará voltado apenas para os cuidados em se trabalhar com sinais elétricos. A grandeza deste fenômeno é a Tensão, medida em Volts (SI).

Quando é dito que se busca um instrumento que capture da melhor forma o possível um sinal, é necessário definir uma forma de qualificar e quantificar os resultados e saber se ele já é bom o suficiente para um determinado uso.

Novamente nos vemos na necessidade de definir alguns termos para melhor analisarmos nosso experimento e assim quantificá-lo e qualificá-lo de forma concisa. Uma boa fonte é o 'Guia para Expressão de Incerteza de Medição' (*GUM*) a qual nos reforça que no mundo da experimentação e medição, tão ou mais importante que conseguir uma incerteza pequena é buscar uma avaliação adequada e correta do mensurando e fazer uma correta expressão do resultado [11].

2.2.1 EXATIDÃO E PRECISÃO

Alexandre Balbinot declara que exatidão de um instrumento de medição é a aptidão de um instrumento para fornecer respostas próximas a um valor verdadeiro, enquanto exatidão de medição é o grau de concordância entre um valor medido e um valor verdadeiro do mensurando. Exatidão de medição não é uma grandeza, é um conceito qualitativo que não deve ser expresso numericamente. Uma medição é dita mais exata quando é caracterizada por uma incerteza de medição menor[9].

Isto quer dizer que, para qualificar o instrumento como tendo uma boa exatidão no processo de condicionamento de sinais, deve-se calcular e/ou estimar a incerteza de medição a fim de, através de mudanças no projeto, conseguir minimizá-la e otimizar a exatidão de medição.

A nota técnica de 07/2008 do Inmetro defini: a precisão de medição é definida como o grau de concordância entre indicações ou valores medidos, obtidos por medições repetidas, no mesmo ou em objetos similares, sob condições especificadas. A precisão de medição é usualmente expressa na forma numérica por

meio de medidas de dispersão como o desvio padrão, a variância ou o coeficiente de variação, sob condições de medição especificadas[9].

2.2.2 ERRO DE MEDIÇÃO: ALEATÓRIO E SISTEMÁTICO

Erro de medição, de acordo com VIM, é a diferença entre o valor medido de uma grandeza e um valor de referência. Caso se suponha que um mensurando é representado por um único valor verdadeiro ou um conjunto de valores verdadeiros de faixa desprezível, o erro de medição é desconhecido[10]. O erro de medição na maioria dos casos é desconhecido, dado que geralmente se realiza uma série de medições de valores verdadeiros de faixa desprezível.

O erro de medição tem duas fontes principais, sendo estas os erros aleatórios e os erros sistemáticos. Utilizando o GUM pode-se definir erro aleatório como o resultado de uma medição menos a média que resultaria de um infinito número de medições do mesmo mensurando efetuadas sob condições de repetibilidade. Como somente um número finito de medições pode ser feito pode-se apenas determinar uma estimativa do erro aleatório[11].

O erro sistemático, definido como a média que resultaria de um número infinito de medições do mesmo mensurando, efetuadas sob condições de repetibilidade, menos o valor verdadeiro do mensurando[11]. Este erro para um instrumento de medição pode ser entendido como a tendência.

2.2.3 INCERTEZA DE MEDIÇÃO

De acordo com o GUM, A palavra 'incerteza' significa dúvida, e assim, no sentido mais amplo, 'incerteza de medição' significa dúvida acerca da validade do resultado de uma medição[11]. E para isto, dedicar-se-á esta seção para uma breve revisão baseada na publicação do Instituto Nacional de Metrologia visando obter um procedimento para determinar a incerteza deste projeto.

No mesmo documento afirma-se que o resultado de uma medição é determinado com base em séries de observações obtidas sob condições de repetibilidade[11]. E para tal será necessário criar um parâmetro para as condições de uso do condicionador de sinais. O guia cita, inclusive esta, como uma das diversas fontes de incerteza em uma medição, são elas:

- a) Definição incompleta do mensurando;
- b) Realização imperfeita da definição do mensurando;
- c) Amostragem não representativa – a amostra medida pode não representar o mensurando definido;
- d) Conhecimento inadequado dos efeitos das condições ambientais sobre a medição ou medição imperfeita das condições ambientais;

- e) Resolução finita do instrumento ou limiar de mobilidade;
- f) Valores inexatos dos padrões de medição e materiais de referência;
- g) Valores inexatos de constantes e de outros parâmetros obtidos de fontes externas e usados no algoritmo de redução de dados;
- h) Aproximações e suposições incorporadas ao método e procedimento;
- i) Variações nas observações repetidas do mensurando sob condições aparentemente idênticas[11].

Torna-se claro que a incerteza é algo intrínseco nas medições de grandezas físicas, pois sempre existirão aproximações e suposições nas definições do mensurando. Resta apenas encontrar o melhor resultado que de fato represente o mensurando, contudo o guia afirma que: O resultado de uma medição, após correção dos efeitos sistemáticos reconhecidos, é ainda e tão somente uma estimativa do valor do mensurando oriunda da incerteza proveniente dos efeitos aleatórios e da correção imperfeita do resultado para efeitos sistemáticos[11].

Deve-se, por tanto, ter bem definido um método para a determinação dessa incerteza. Pois será através dela que o mensurando terá seu valor final definido dentro de uma faixa de imprecisão. Cabe obter a melhor projeção da incerteza para conseguir aproximar-se do valor verdadeiro.

2.2.4 PRINCÍPIOS PARA AQUISIÇÃO DE DADOS

Utilizando a definição de Balbinot para instrumentação de sinais, ele afirma que sistema de aquisição de dados é qualquer arranjo que permita transformar os sinais analógicos em digitais para permitir a interpretação e manipulação por sistemas digitais[9]. Onde manipulação e interpretação contém a amostragem, o filtro e ajuste de offset entre outras possibilidades.

Na figura abaixo, pode-se observar um fluxograma das fases de processo de um sistema de aquisição e reprodução de dados analógicos com processamento digital. E a explicação para suas componentes, nas palavras de Balbinot, o sinal é inicialmente preparado para a digitalização pelo filtro *antialiasing* implementado por um circuito integrado dedicado, ou por um amplificador operacional ou por um filtro RC. O objetivo desse filtro é eliminar ou reduzir as frequências desnecessárias na minimização do ruído[9].

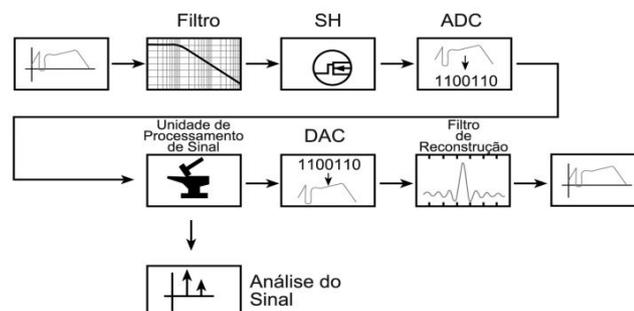


Figura 4 Fluxo de sistema de aquisição de dados

Quanto ao *sampleandhold* (S&H) presente no processo a função desse dispositivo é que a amostra disponibilizada é muito rápida e então existe a necessidade de manter ou segurar até que a próxima amostra seja requerida[9]. Estes componentes são necessários quando o sistema de conversão digital não consegue suprir a necessidade da taxa de amostragem do sistema. Pois vale lembrar que computadores não processam sinais analógicos, mas sim suas equivalências digitais. Para tal é necessário fazer uso do conversor analógico digital (ADC). Este por sua vez, é capaz apenas de fornecer um valor em um dado instante, por tanto para representar um sinal é necessário uma série de amostragens dentro de um determinado período.

A razão de amostragem, determinada pelo teorema de Nyquist, precisa ser duas vezes a frequência máxima do espectro de Fourier do sinal analógico[9]. Por isso muitas vezes é necessário uso de *S&H* em sistemas de aquisição de dados. E quanto ao restante do processo descrito na figura, estes servem para a reprodução do sinal, assunto que não será abordado devido ao real foco deste trabalho.

2.2.5 INSTRUMENTO DE MEDIÇÃO

Encontra-se a definição de Instrumento de medição nas palavras de Balbinot e Marco Antônio Ribeiro. O primeiro define que um “Instrumento de medição consiste em um dispositivo utilizado para realizar as medições, individuais ou em conjunto com dispositivos complementares[9]. Já Ribeiro, coloca que um sistema completo de medição envolve as funções básicas de:

- a) Sentir a variável
- b) Condicionar o sinal
- c) Apresentar o valor da variável. [12]

Tais definições vão ao encontro dos objetivos deste trabalho, que realiza as medições fazendo o tratamento e o condicionamento das informações para expô-las graficamente em função do tempo.

Torna-se, também, de extrema importância qualificar o Instrumento de Medição de acordo com as suas características qualitativas e quantitativas. De modo que as características apresentadas determinem o que se pode esperar e exigir do funcionamento do aparelho. Os conceitos destas características serão apresentados na respectiva ordem:

- a) Taxa de Amostragem;
- b) Limiar de Mobilidade;
- c) Faixa Nominal;
- d) Linearidade;
- e) Estabilidade;
- f) Condições de Uso.

2.2.5.1 TAXA DE AMOSTRAGEM

A taxa de Amostragem também chamada de Repetitividade; ambas caracterizam a aptidão de um instrumento de medição em fornecer indicações muito próximas, em aplicações do mesmo mensurando, sob as mesmas condições de medição[9]. Isto é, a taxa de amostragem é a frequência em que a grandeza sofrerá uma medição e será amostrada.

Este é um atributo importante que deve ser analisado em comparação à variação temporal do mensurando. A escolha do valor da taxa de amostragem trata da quantidade de vezes que serão medidas, em um espaço de tempo, para que a representação do processo seja clara e comparável entre si.

2.2.5.2 LIMIAR DE MOBILIDADE

Seguindo com Balbinot, tens-se que o limiar de mobilidade consiste na maior variação no estímulo (na grandeza medida) que não produz variação detectável na resposta [9]. Esta limitação pode advir do próprio sensor ou, em níveis de alta precisão, do próprio amplificador.

Dentro de um sistema de medição digital, o Limiar de Mobilidade, geralmente, é afetado pelo conversor analógico digital, que acarreta em uma maior indefinição do mensurando.

2.2.5.3 FAIXA NOMINAL

Ou faixa de indicação, consiste no conjunto de valores limitados pelas indicações externas arredondadas ou aproximadas, obtidas com um posicionamento particular dos controles de um instrumento de medição ou sistema de medição[9]. Esta propriedade é interessante para ser levada em consideração em um instrumento de medição, afim de saber qual é o mínimo e o máximo que o mensurando pode variar. E com qual intervalo de indicações podemos contar para fornecer uma resposta do sistema de medição.

2.2.5.4 LINEARIDADE

De acordo com Balbinot este é o parâmetro que indica o máximo desvio de uma curva representando a relação saída versus entrada da reta que melhor descreve os pontos reais[9]. Este desvio de linearidade pode advir do transdutor que não converte seu mensurando de forma linear quanto no processo de amplificação, pois como visto os amplificadores tem uma distorção na amplificação, causando assim uma não-linearidade. De forma que a linearidade pode ser quantificada por:

$$L_{\%} = 100 * \frac{D_{if}}{F_e}$$

Onde a linearidade é dada de forma percentual onde achamos a maior diferença entre a reta e a curva real e dividimos pelo fundo de escala da saída[9]. Fornecendo, por tanto, uma forma quantitativa de sabermos o quão bom é o instrumento de medição e se ele satisfaz as necessidades de um determinado projeto.

2.2.5.5 ESTABILIDADE

De forma sucinta, pode-se encontrar a definição de Estabilidade em Balbinot, que afirmar que é a aptidão de um instrumento de medição em conservar constantes suas características metrológicas ao longo do tempo. A estabilidade pode ser quantificada de várias maneiras, por exemplo:

- a) Pelo tempo no qual a característica metrológica varia de um valor determinado.
- b) Ou em termos da variação de uma característica em um determinado período de tempo[9].

Definir a estabilidade e suas características é especialmente crítico em sensores que funcionam a partir de reações químicas, pois estas, por sua vez, variam significativamente em um tempo relativamente curto. No entanto, em processos puramente eletrônicos, a maior preocupação com a estabilidade ocorre pela degradação natural dos contatos, como a oxidação, por exemplo. Nós utilizaremos a seguinte definição percentual da estabilidade:

$$E_{\%} = \frac{X_{M\acute{a}x} - X_{M\grave{i}n}}{2X_{FF}}$$

Que é a diferença dos valores extremos medidos em um determinado período, dividido por duas vezes o fundo de escala.

2.2.5.6 CONDIÇÕES DE USO

Dentre as características a serem especificadas de um instrumento, talvez a mais importante seja as Condições de Uso, pois para estas são as características metrológicas especificadas de um instrumento de medição se mantêm dentro de limites especificados[9].

A importância desta característica refere-se à garantia de funcionamento de um aparelho. Condições como temperatura, pressão e umidade, devem ser informadas para que o usuário faça a utilização adequada do instrumento e obtenha os resultados dentro dos padrões esperados. O uso fora destes padrões (seja proposital ou por desconhecimento) traz resultados sem garantia de fidedignidade.

2.3 TEORIA DE RUÍDOS

De forma simplificada pode-se explicar que a leitura de um sinal elétrico apresenta instabilidades chamadas de ruídos e que para melhorar a leitura destes sinais são criados filtros para atenuar estes ruídos.

No entanto, para melhor compreender um ruído elétrico, de um determinado sinal, é necessário um estudo sobre sinais; caracterizando sinais de energia e de potência, bem como a sua *densidade espectral de energia e de potência*, determinando assim sua *resposta em frequência* para produzir um filtro otimizado para aquele sinal específico. Ou, é possível trabalhar com um condicionador genérico, lidando e determinando suas limitações para o projeto.

Nesta seção, buscar-se-á caracterizar os ruídos, levando em consideração as possíveis fontes: pela frequência – que serão distinguidos através do espectro por branco, rosa e vermelho; e, pela origem – transmitidos ou inerentes.

Para quantificar a indeterminação causada pelo ruído, será introduzido o conceito de *Relação Sinal-Ruído (SNR)* e respectiva aplicação de filtros ativos, passivos ou por software para minimização do ruído.

2.3.1 TIPOS DE RUÍDOS

Todo circuito elétrico ou eletrônico é influenciado por acoplamentos capacitivos e indutivos provenientes de cabos de alimentação ou por radiação eletromagnética ionizante ou não ionizante[9]. Afirmando, por tanto, que não se tem como fugir do ruído. Resta caracterizá-los, descobrir suas origens e tentar eliminá-los ou reduzi-los.

Uma forma, bem conhecida, de classificá-los é quanto a sua distribuição da densidade espectral de potência. O quadro a seguir apresenta os nomes genéricos dos ruídos e suas respectivas formas da referida densidade.

Tabela 1 Tipo de ruído e distribuição espectral.

Cor	Distribuição Espectral
Branco	1
Rosa	1/f
Vermelho	1/f ²

O *ruído branco* tem distribuído uniformemente a sua potência em todo o espectro de frequência do sinal - um bom exemplo é o ruído de origem térmica. Já o *ruído rosa* tem esta característica proporcional ao inverso da frequência e um exemplo é o ruído *flicker*. E por fim o *ruído vermelho*, que tem sua potência drasticamente deslocada para baixas frequências, visto que sua distribuição é proporcional ao quadrado do inverso da frequência.

Outra classificação básica e importante para a caracterização de um ruído é saber diferenciar se ele é transmitido ou inerente. O ruído transmitido é recebido com o sinal original (às vezes gerado dentro do próprio sensor), e não há como

distinguir um do outro[9]. Para esta origem, o que pode ser feito para atenuar o ruído é compreender a origem do ruído e aplicar o devido filtro.

O ruído inerente originado dentro dos dispositivos que constituem o circuito[9]. Ou seja, os próprios capacitores, resistores e semicondutores irão gerar esta classificação de ruído para o sistema. Segue uma tabela descrevendo diversos tipos de ruídos inerentes com suas origens e seus respectivos modelos matemáticos de tensão.

Tabela 2 - Tipo de ruído com origens e possíveis dependências.

Ruído	Origem	Tensão	
<i>Schottky</i>	Oscilação aleatória no fluxo dos portadores de carga.	$E_s = K_b T \sqrt{\frac{2B}{qI}}$ (V)	K_b -Cte. de Boltzmann(J/K) T-Temperatura(K) B-Largura da Banda (Hz) q-Carga do Elétron(C) I-Corrente Média(A)
<i>Térmico</i>	Agitação térmica dos elétrons no condutor.	$E_j = \sqrt{4K_b TRB}$ (V)	R-Resistência(Ω)
<i>Flicker</i> ¹	Relacionado a imperfeições na estrutura cristalina dos condutores e semicondutores.	$E_f = K_v \sqrt{\ln\left(\frac{f_{m\acute{a}x}}{f_{m\acute{i}n}}\right)}$	K_v -Cte. de proporcionalidade(V) $f_{m\acute{a}x}/f_{m\acute{i}n}$ - Frequências máximas e mínimas(Hz)
<i>Burst</i>	Atrelado a imperfeições nos semicondutores.	Pulsos discretos em alta frequência.	Sem fórmula ou dependências.
<i>Avalanche</i>	Condução reversa de junções PN.	Série aleatória de picos de ruídos.	Sem fórmula ou dependências.

2.3.2 RUÍDO EM AMPLIFICADORES OPERACIONAIS

Assim como os resistores e capacitores, o amplificador operacional tem um ruído intrínseco ao seu funcionamento, afinal ele não passa de um conglomerado de resistores, transistores e capacitores integrados numa pastilha de silício[9]. Normalmente este ruído é descrito na própria folha de dados do componente e é apresentado na unidade de *nanovolt por raiz de Hertz* (nV/\sqrt{Hz}).

¹ De acordo com o próprio Balbinot: "Sua origem é um dos problemas mais antigos sem solução na física, e ele está presente em todos os componentes ativos e passivos." (Pág. 169)

2.3.3 RELAÇÃO SINAL-RUÍDO

A relação Sinal-Ruído (*SNR*) é na verdade um artifício matemático para definir a veracidade do sinal amostrado. O termo que Balbinot utiliza é "*figura de mérito*". E pode ser de duas formas:

$$SNR' = 10 * \log \left(\frac{P_{sinal}}{P_{ruído}} \right) \text{ [dB]}$$

$$SNR'' = \frac{V_{sinal}}{V_{ruído}}$$

Onde 'P' indica a potência e 'V' a tensão, tanto do sinal quanto do ruído. E podemos calcular a relação tanto pela modelagem matemática apresentada na secção anterior, quanto por simulações. Contudo uma terceira definição recíproca ao coeficiente de variação se mostrará mais útil neste trabalho para testes de amplitude do ruído, que é a razão da média pelo desvio padrão[13]:

$$SNR = \mu/\sigma$$

2.4 FILTROS

Pertence define formalmente um filtro elétrico como um *quadripolo* capaz de atenuar determinadas freqüências do espectro do sinal de entrada e permitir a passagem das demais [5]. Segue, por tanto, a idéia intuitiva de filtro que todos têm. Tal que busca-se impedir a passagem de algo indesejado, como ruídos em sinais elétricos.

Neste trabalho se utilizará dois tipos de filtros elétricos: Ativo e Digital. Existe ainda filtros passivos, mas estes não foram utilizados no projeto devido as vantagens dos filtros ativos sobre eles, descritas a seguir.

Os filtros elétricos podem ser divididos em quatro tipos de funcionalidades: Passa-Baixa, Passa-Alta, Passa-Faixa e Rejeita-Faixa. Visto que Faixa, Alta e Baixa estão relacionadas com as freqüência do espectro que será rejeitada ou passada adiante. Lembrando que o condicionador trata de sinais CC, o filtro de interesse é o Passa-Baixa.

Filtro Passa-Baixa só permite a passagem de freqüências abaixo de uma freqüência determinada f_c (denominada freqüência de corte). As freqüências superiores são atenuadas[5].

2.4.1 FILTRO ATIVO PASSA-BAIXA

Filtros Ativos são aqueles que utilizam um ou mais componentes ativos, como por exemplo neste projeto, utilizar-se-á um amplificador operacional para construir um filtro ativo Passa-Baixa.

De acordo com Pertence os filtros ativos possuem algumas características que se diferenciam dos filtros passivos. Os filtros ativos possuem uma série de vantagens em relação aos filtros passivos:

- a) Eliminação de indutores, os quais em baixas freqüências são volumosos, pesados e caros;
- b) Facilidade de projeto de filtros complexos através da associação em cascata de estágios simples;
- c) Possibilidade de se obter grande amplificação do sinal de entrada (ganho), principalmente quando este for um sinal de nível muito baixo;
- d) Grande flexibilidade de projetos.

Por outro lado, existem algumas desvantagens dos filtros ativos:

- a) Exigem fonte de alimentação;
- b) A resposta em freqüência dos mesmos está limitada à capacidade de resposta dos AOP's utilizados;
- c) Não podem ser aplicados a sistemas de média e alta potência.[5]

2.4.2 FILTRO DIGITAL

Pode-se afirmar que os Filtros Digitais utilizam componentes digitais como elementos constitutivos. Um sinal analógico é convertido em sinais digitais através de um sistema de conversão analógico-digital. O sinal binário representativo do sinal de entrada, obtido pelo processo citado, é filtrado pelo filtro digital[5].

3 METODOLOGIA

Para desenvolver o projeto de um sistema eletrônico como este, devem-se criar blocos funcionais que quando agrupados consigam alcançar a meta.

Uma boa prática neste ramo é criar um diagrama de blocos para estabelecer o que cada parte do equipamento estará encarregada de fazer. Somente então, com os estágios bem definidos, se projetará cada bloco visando a construção do instrumento.

Considera-se que o objetivo deste trabalho é caracterizado pelo desenvolvimento de um condicionador de sinais de caráter genérico para uma variedade mais ampla de sinais do que se costuma encontrar no mercado.

Isto porque condicionadores de sinais tendem a ser projetados para tratar um tipo específico de sinal, dado o respectivo sensor. De modo que, os condicionadores de sinais tem uma utilização específica e limitada. Os próximos passos deste capítulo mostram como criar o dispositivo final deste trabalho. Serão elas:

- Diagrama de Blocos do Projeto;
- Aplicação dos Amplificadores;
- Aplicação dos Princípios de Instrumentação.

3.1 DIAGRAMA DE BLOCOS DO PROJETO

Como visto anteriormente, este condicionador de sinais deverá ser capaz de amplificar, filtrar, e tratar um sinal elétrico. Para tal será proposto o seguinte diagrama de blocos:

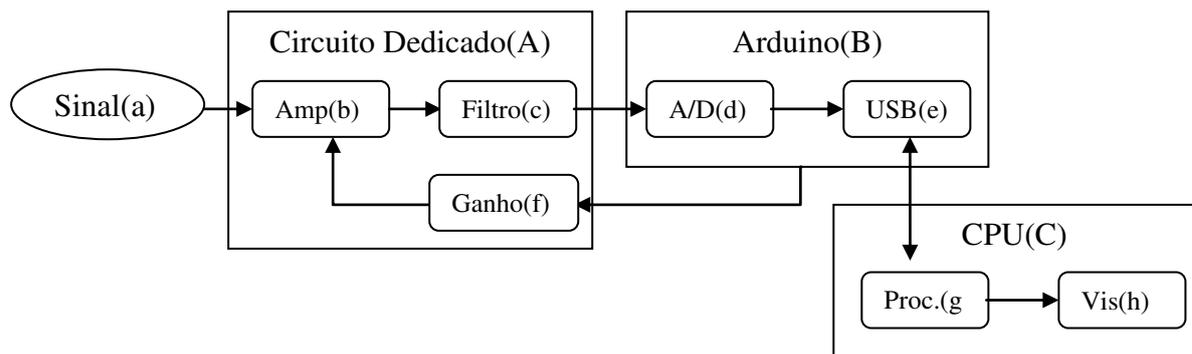


Figura 5 Diagrama de Blocos do Projeto

Onde:

- Sinal de Entrada: sinal elétrico de 0 a 1V;
- Amplificador: responsável pela amplificação de sinais tênues;
- Filtro Ativo: para este projeto foi escolhido um passa-baixa, evitando assim ruídos das naturezas especificadas neste trabalho;

d – Conversor Analógico-Digital: conversor de 10bits (0-1023) integrado ao Arduino;

e – Transcodificador para *USB: CH340G* também integrado ao Arduino;

f – Auto ajuste de Ganho: dada a comunicação com a *CPU*, realizar a escolha automática do ganho onde o programa desenvolvido em *MatLab* irá determinar o ganho, comunicar ao *Arduino* que reconfigurará o ganho dos amplificadores;

g – Unidade de Processamento e Tratamento Digital: o *MatLab* será o responsável por filtros digitais, determinação do ganho, análise, etc.;

h – Interface Visual: ferramenta integrada ao *MatLab* que irá exibir o gráfico em tempo real do sinal de entrada;

A – Circuito Dedicado: circuito eletrônico desenvolvido exclusivamente para este trabalho;

B – Arduino: será utilizado o *Arduino Nano*;

C – *CPU*: computador com o software *Matlab* instalado.

3.1.1 CIRCUITO DEDICADO

O circuito dedicado deverá contar com um amplificador de instrumentação na entrada do sinal – possibilitando assim aquisição dos sinais tênues visados neste trabalho. Este amplificador deverá ter um sistema de ajuste de *offset* para quando for necessária análise de tensões de mesma ordem de grandeza ou para melhora da exatidão.

O sinal que já passou pela primeira amplificação deverá ser amplificado novamente, mas agora, por um amplificador operacional configurado em modo não-inversor. Também com o ajuste de *offset* visando a exatidão do sistema. O sinal por fim será conectado ao *Arduino* que fará a conversão analógica digital.

O circuito dedicado ainda contará com dois sistemas de chaveamento para alterar as resistências que definem os ganhos dos dois amplificadores. Estes sistemas serão controlados pelas saídas digitais do *Arduino*. Possibilitando assim, a criação de quatro faixas de ganho com diferenças de potências de dez entre si.

Por último, mas não menos importante, deverá existir um circuito que forneça a tensão negativa simétrica à alimentação positiva da fonte da *USB*. Assim os amplificadores poderão excursionar até o zero e, ainda que não esteja dentro dos interesses do atual projeto, ele poderá assumir valores negativos de entrada. Abaixo segue uma representação gráfica do circuito dedicado:

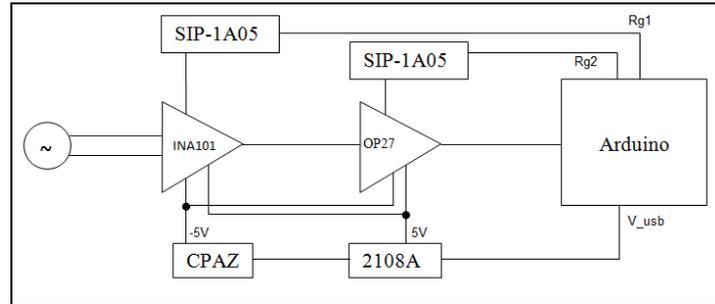


Figura 6 Diagrama do Circuito dedicado

3.1.2 ARDUINO E MATLAB

Busca-se uma forma de conseguir amostrar e tratar um determinado sinal no computador. E uma das formas para isso é utilizando o versátil *Arduino*. Neste projeto foi escolhido para se trabalhar com o *Arduino Nano*. A escolha se deu através da forma compacta e do baixo custo, visto que este modelo contém os mesmos 10 bits no ADC do *Arduino Mega* e do *Arduino Uno*.

Se o único interesse neste trabalho fosse amostrar o sinal adquirido, dispensar-se-ia qualquer outro programa, pois o próprio *software* do *Arduino* contém uma janela da gráfica da entrada serial. O mesmo poderia ser feito, ao se limitar os possíveis tratamentos e análises do sinal.

Existem alguns programas que poderiam interfacear este processo, mas o *MatLab* foi escolhido visando a sua praticidade e a familiaridade com o programador. Além, é claro, de a própria *MathWorks* disponibilizar um programa para *Arduino* e uma função no *MatLab* para comunicação entre os mesmos via *USB*.

Por tanto, o *MatLab* ficará responsável por adquirir os dados via *USB*, filtrá-los, analisá-los e amostrá-los. Deverá também, ser capaz de mediar possíveis calibrações e ajustes. Outras funcionalidades podem ser adicionadas durante o processo de criação do condicionador de sinais.

3.1.3 CPU

O computador a ser utilizado, pelo fato de empregarmos os programas *MatLab* e *ArduinoIO*, deve ter os requisitos mínimos dos *softwares* necessários. Muitas configurações de *CPU's* foram utilizadas no decorrer deste projeto, contudo recomendamos as configurações mínimas para o *MatLab R2010a*. A *CPU* também deverá ter uma saída *USB* para a comunicação e alimentação do *Arduino* e do circuito dedicado.

3.2 APLICAÇÃO DOS AMPLIFICADORES

No presente trabalho, algumas das características citadas a respeito dos amplificadores operacionais terão maior destaque em virtude de sua aplicação prática frente ao objetivo principal do projeto. Como, por exemplo, a resistência da entrada, que apresenta grande importância de análise em sinais tênues, como aqueles que serão utilizados neste projeto; e a resistência da saída, que não apresenta relevância significativa para a determinação do sucesso dos resultados do presente trabalho.

O ganho infinito e a resposta da frequência, por se tratar de um projeto que trabalhará em malha fechada com corrente contínua, não serão abordados com ênfase. Diferentemente da razão de Rejeição de Modo Comum, que será de fundamental importância para nós que trabalharemos com sinais de pequena amplitude, pois ruídos comuns como o de 60Hz da rede serão atenuados drasticamente.

E quanto ao chamado *drift de temperatura*, haverá um estudo de comportamento do equipamento frente à variação de temperatura. Porém, espera-se que o sistema esteja em um ambiente com controle de temperatura para não sofrer estas variações.

A amplificação se dará em cascata, onde o amplificador de instrumentação será seguido por um operacional. A utilização deste modo visa, além da diminuição de ruído, a possibilidade de variação do ganho em quatro diferentes faixas com apenas dois sistemas de chaveamento.

A título de futuras melhorias no projeto, existem componentes de alto padrão de qualidade com o chamado *zero-drift* que possuem uma excelente insensibilidade para uma grande faixa de temperatura. Outro aspecto a ser melhorado é a diferença entre os valores máximos da saída em relação a alimentação do amplificador, esta pode ser reduzida em projetos de alto investimento utilizando componentes de alto desempenho chamados '*rail-to-rail*'. Nas mesmas condições deste projeto (alimentados com tensão simétrica de cinco volts) eles podem chegar a $\pm 4,7V$.

Estes componentes de alto desempenho não serão utilizados neste projeto, embora possam representar uma possibilidade de melhoria significativa frente ao investimento necessário para o desenvolvimento futuro do condicionador de sinais proposto neste trabalho.

3.2.1 AMPLIFICADOR NÃO-INVERSOR

Existem vários modos de operação para sistemas com amplificadores operacionais, mas os mais práticos que poderiam ser utilizados neste projeto são os modos inversores e não-inversores. Neste projeto a escolha entre estes dois modos de operação seriam praticamente equivalentes, necessitando apenas o cuidado em inverter a entrada para trabalhar com o modo inversor. Contudo o modo não-inversor foi escolhido, pois este modo de operação tem uma impedância de entrada maior

que a configuração inversora, ainda que a resistência de saída do amplificador de instrumentação tenda a zero.

Deve-se buscar, por tanto, um amplificador operacional que, como descrito na seção 3.1.1, tenha entrada para ajuste de *offset*. O integrado também deve constar com baixo ruído para baixas frequências (tendendo à sinais contínuos) e pequeno *drift térmico*. Lembrando que as aplicações serão da faixa de *microvolts*, as características citadas devem estar compreendidas na ordem de um *microvolt* (a tensão de *offset* de entrada será maior que este valor, mas pode graças ao ajuste de *offset* chegar a esta ordem de grandeza).

Outro ponto importante a ser destacado no amplificador a ser escolhido é a alta razão de rejeição em modo comum. Que deve exceder os 100dB, valor considerado alto para padrões de amplificadores operacional. Estas são algumas das características básicas que serão buscadas nos componentes a serem analisados. Obviamente o número de integrados que se encaixam nestas condições é bem grande, por tanto será escolhido dois componentes e seus resultados serão comparados.

3.2.2 AMPLIFICADOR DE INSTRUMENTAÇÃO: USO E JUSTIFICATIVA

O primeiro estágio do condicionador de sinais se dará por um amplificador de instrumentação. O primeiro aspecto que justifica este uso é a tensão de *offset* máxima inerente aos amplificadores de instrumentação de poucas dezenas de microvolts. Mas os dados mais importantes são a alta impedância de entrada e a baixa susceptibilidade a ruídos. Visto que sinais de dezenas de microvolts geralmente estão associados a altas impedâncias (da ordem de dezenas de milhares de ohms).

Deve-se buscar, por tanto, um amplificador operacional que tenha alta impedância de entrada (milhões de ohms) e alta razão de rejeição em modo comum (de pelo menos 100dB). Outra característica a ser observada é a já mencionada tensão de *offset*. Esta deve ser a menor o possível.

Outro aspecto importante e que merece consideração é a questão do ajuste da tensão de *OFFSET*. Alguns *AOP's* de instrumentação têm pinos especiais para esta função[3]. E, portanto, buscaremos trabalhar com um amplificador operacional que tenha este circuito de ajuste internamente.

Existem ainda amplificadores de instrumentação de alto padrão da *Texas Instruments* que tem um auto-ajuste de *offset*. Sistema encontrado, por exemplo, no INA138, onde a cada alguns nanosegundos ele consegue corrigir a diferença interna das correntes de polarização. Novamente esta informação serve apenas como uma proposta para futuras melhorias neste projeto, visto que não será este o integrado a ser utilizado.

3.3 APLICAÇÃO DOS PRINCÍPIOS DE INSTRUMENTAÇÃO

A construção de um condicionador de sinais genérico acarreta no tratamento de uma série amplamente variada de sinais e os respectivos sensores. Para tanto, a reprodução mais fidedigna possível do sinal de entrada terá foco especial tendo em vista que o sensoriamento das grandezas sob análise terá uma representação com pequena variação no tempo.

Pode-se compreender este processo de condicionamento de sinais, de acordo com a *National Instruments*, pelas seguintes etapas:

- a) Amplificação: aumenta a faixa de tensão para adequá-la a do leitura do *ADC*;
- b) Filtragem: Melhora a qualidade do sinal amostrado, diminuindo os ruídos[14].

O processo descrito pela *National* é mais completo, mas como cada transdutor apresentará especificidades que necessitarão das diferentes outras etapas – como a linearização -, que serão realizadas a *posteriori* pelo futuro usuário do instrumento. Conseqüentemente, deixar-se-á o projeto-base apenas com estas duas funções descritas acima.

A leitura dos dados será feita através da interface com o computador utilizando um software que tratará as informações de acordo com as suas especificações, de modo que se torne possível a captura de sinais de pequena tensão e baixa potência com grande fidelidade e a sua respectiva amostragem e interpretação.

3.3.1 AQUISIÇÃO E TRATAMENTO

O sistema de aquisição deverá ter um filtro de entrada (um capacitor ligado ao terra) para desacoplar o ruído de entrada oriundo de cabos e conexões. Não será necessário o S&H, pois nosso sinal será DC e por tanto a taxa de aquisição do *ADC* e do *Arduino* serão suficientemente altas. O que nos leva diretamente ao teorema de Nyquist. Para esse sistema, acreditou-se que uma taxa de aquisição será de 10Hz. Este numero elevado de aquisições (para um sinal *CC*) tem, na verdade, o intuito de fornecer dados para os filtros passa-baixa implementados pelo software, bem como possibilitar uma análise estatística do ruído e da incerteza.

3.3.2 TAXA DE AMOSTRAGEM

Este trabalho, que visa o condicionamento de sinais de sensores de grandezas que variam lentamente no tempo, não buscará grandes taxas de amostragem. Devido a taxa de aquisição ser de 10HZ, mencionado acima, os filtros implementados serão basicamente médias moveis e principalmente a análise do sinal para o controle automático de ganho, a taxa de amostragem será de 5HZ.

3.3.3 LIMIAR DE MOBILIDADE E FAIXA NOMINAL

Devido as faixas criadas pelos diferentes ganhos, tem-se 4 limiares de mobilidades diferentes. Tal que o grande limitante serão o *ADC* e o ruído acumulado. A expectativa é conseguir um limiar de mobilidade experimental da ordem de 0,2% do sinal máximo de entrada de cada faixa. Afim de que a maior limitação do Limiar de Mobilidade se dará pelo conversor analógico-digital.

Outro problema trazido pela versatilidade do projeto é a Faixa Nominal. Felizmente a faixa de indicação - que mudará dependendo de qual a amplitude do sinal de entrada - será automaticamente ajustada via software para cada uma das quatro possibilidades, buscando otimizar a determinação da variável na hora da visualização do gráfico pelo usuário. Tendo quatro faixas de trabalho, conseqüentemente existiram quatro faixas nominais, cada qual com seus respectivos valores máximos e resoluções.

3.3.4 LINEARIDADE E ESTABILIDADE

Espera-se que a linearidade e a estabilidade do sinal se encontrem dentro de uma faixa que seja imperceptível para o *ADC*. E para tal, uma análise estatística de medidas nas quatro faixas nominais será realizada com o auxílio do *MatLab*.

Para analisar a linearidade do projeto vamos inserir no algoritmo do programa escrito em *MatLab* uma opção para análise de pontos específicos da curva. Seremos assim capazes de estimar a linearidade.

3.3.5 CONDIÇÕES DE USO

É importante destacar que certas condições devem ser seguidas para utilizar, ou manter, o equipamento dentro das especificações. Algumas delas incluem grandezas do ambiente, como a temperatura e a umidade e outras de cuidados do usuário, como a alimentação da *USB* ou das conexões elétricas do circuito dedicado.

Tabela 3 Condições ambientais para uso do dispositivo.

	Mínima	Nominal	Máxima
Temperatura (°C)	0	25	70
Tensão USB (V)	4,5	5	5,5
Umidade Rel.(%) ²	20	30	45

A tabela acima indica os três principais parâmetros que devem se manter dentro da faixa funcional indicada pelo datasheet dos componentes. Outros pontos que devem ser observados são:

² Para umidade muito baixas, a estática aumenta consideravelmente podendo danificar o amplificador de instrumentação.

- a) Terminais limpos e lustros;
- b) Conexões devidamente encaixadas e apertadas;
- c) Caixa devidamente fechada;
- d) Cabos blindados;
- e) Resistência³ do cabo que liga o sensor ao circuito dedicado com resistência inferior a $0,01\Omega$.

3.3.6 DETERMINAÇÃO DO FILTRO

O ruído vermelho, devido a natureza do sinal que se busca condicionar, é o que mais afeta o processo deste projeto, por isso utilizaremos um filtro ativo Passa-Baixa com frequência de corte de aproximadamente 10Hz. A respeito da determinação dos demais procedimentos para minimização de ruído, utilizaremos processos tidos como boas-práticas.

Das vantagens citadas no item 2.3.4.1, a respeito de Filtros Ativos Passa-Baixa, vale ressaltar a que condiz com o este projeto que terá um alto ganho no sinal de entrada e das desvantagens, pode-se contra argumentá-las, pois o projeto necessita de alimentação para a própria amplificação, a resposta a frequência estará de comum acordo com o AOP, pois o usaremos para amplificação do segundo estágio do sinal de entrada de um sistema de baixa potência.

Realizado a aquisição digital, outro filtro será aplicado, desta vez um filtro digital Passa-Baixa aplicado através de média móvel. O filtro digital implementado será através de códigos no *MatLab*. Outros filtros que buscam eliminar ruídos da alimentação também serão implementados. Estes vão seguir as configurações sugeridas nos datasheets dos componentes utilizados.

3.3.7 DETERMINAÇÃO DA INCERTEZA

Buscar um condicionador de sinais genérico, pois é por definição, antagônico a idéia de especificar condições, como descrito no *GUM*. Especialmente quando se busca trabalhar com sinais da ordem de microvolts onde pequenas variações podem influenciar drasticamente nos parâmetros que envolvem a precisão. Portanto, para contornar este obstáculo, a própria interface irá amostrar o sinal e quantificar algumas medidas de dispersão a cada uso.

Este trabalho tratará com erros de medição representados por um conjunto de valores tidos como verdadeiros de faixa desprezível, visto que se supõe que o sinal de entrada é de fato único e verdadeiro, tal que a amostragem reproduzida através do computador contém este erro de medição desconhecido.

³ Apenas para sinais abaixo de 1mV devido a alimentação.

Para este projeto que tem uma grande faixa de trabalho, é pouco prático determinar o erro de ambas as origens –sistemática e aleatória - ainda assim, será feito um estudo de erros de medição em alguns valores de tensão específicos para estimar erros sistemáticos e aleatórios.

Para garantir, em processos da ordem de microvolts , que a estabilidade não seja um empecilho, o programa irá contar com um ajuste da calibração de *offset* a cada inicialização, se o usuário assim desejar.

Especificamente para lugares com grande umidade, como o Rio Grande do Sul, a estabilidade se vê comprometida, pois a taxa de oxidação dos terminais é aumentada consideravelmente. Os terminais oxidados, por sua vez, vão interferir drasticamente nas medições.

O uso do instrumento desenvolvido neste projeto deverá seguir as especificações dos sinais descritos no item 4.1.1. Assim como a necessidade de uma precaução com as características do computador utilizado que deverão estar de acordo com o item 4.1.4. Os demais cuidados, como a temperatura, estarão descritos nas análises dos dados.

O método para determinar a incerteza se dará por uma série de medições de onde obteremos o desvio padrão e assim chegaremos a uma incerteza do tipo A. A seguir temos um resumo para determinação de incerteza, presente no *GUM*[11].

- a) Expressar matematicamente o mensurando com as grandezas de entrada;

$$V_{in} = \frac{V_{adc}}{G} * CA + CO$$

Onde temos V_{adc} é a tensão medida pelo *ADC* do *Ardüino*, G é o ganho da faixa, CA é o coeficiente de ajuste angular e CO o de ajuste do *offset*.

- b) Determinar o valor estimado, as incertezas e as covariâncias associadas das grandezas de entrada;
- c) Calcular a estimativa do mensurando utilizando a expressão matemática;
- d) Determinar a incerteza-padrão combinada e a incerteza expandida.

4 DESENVOLVIMENTO DO CONDICIONADOR

Neste tópico será abordado como se deu a evolução e criação do projeto. Sendo que na primeira parte, as Especificações do condicionador, tratará da especificação de cada parte do condicionador de sinais.

Em seguida, virá a criação do hardware onde será explicado seu funcionamento e as barreiras que apareceram durante o processo de desenvolvimento da eleição de cada componente. Por tanto serão vistos os seguintes itens na respectiva ordem:

- a) Especificação do Condicionador;
- b) Elaboração de *Hardware*;
- c) Elaboração de *Software*.

4.1 ESPECIFICAÇÕES DO CONDICIONADOR DE SINAIS

- a) Observável em mv e uv.(uv apenas com ganho 3300x);
- b) Não-linearidade até 1,5%;
- c) Precisão 1/1000;
- d) Faixa total 1mv até 1v;
- e) Ajuste de linearidade e offset para transdutores;
- f) Tensão de operação 5v;
- g) Corrente de operação, menor que 50ma;
- h) Impedância de entrada 100g ω .

4.1.1 ESPECIFICAÇÕES DO SINAL DE ENTRADA

Os sinais de entrada a serem condicionados devem respeitar as limitações dadas pela tabela a seguir. A faixa de tensão e a impedância máxima do sinal foram determinadas a partir do desempenho do circuito dedicado. Caso contrário, o ruído médio do sistema sobe drasticamente.

A faixa de tensão suportada pelo condicionador de sinais foi dividida em outras quatro devido a resolução do *ADC*. Estas por sua vez terão características e limitações próprias, uma vez que, modificado o ganho do sistema, os componentes se comportarão de forma diferente.

Tabela 4 Amplitudes e impedâncias máximas associadas.

Amplitude Min.	Amplitude Max.	Impedância Max. ⁴
10 μ V	1mV	1M Ω
100 μ V	10mV	10M Ω
1mV	100mV	10M Ω
10mV	1V	10M Ω

4.1.2 ESPECIFICAÇÕES DO CIRCUITO DEDICADO

A necessidade de amplificar sinais tênues e ‘frágeis’ justifica o uso de um amplificador de instrumentação seguido de um amplificador operacional. Esta aplicação em cascata, como já fora mencionado, reduzirá a susceptibilidade a ruídos do sistema. O fracionamento do ganho repercutirá também em uma melhora nas não-conformidades e não-linearidades dos amplificadores.

Os amplificadores utilizados serão o *INA101HP* e o *OP27* onde o primeiro estágio de amplificação se dará através do amplificador de instrumentação (*INA101HP*) e o segundo pelo amplificador operacional *OP27*, que estará configurado como *não-inversor*. A alteração do ganho acontecerá por meio da alteração das resistências acopladas aos circuitos integrados.

O fato da utilização da *USB* como única fonte de alimentação para o circuito ocasionou alguns problemas de saturação, portanto se utilizou um inversor de tensão *CPAZ 7660* a fim de criar uma alimentação simétrica para os amplificadores. Outro problema ocorrido durante a elaboração do projeto, foi a variação da alimentação da *USB*. Este problema foi contornado adicionando um sistema de Buck-Boost (fonte de entrada e saída por CC regulada por alta frequência) vendido pronto com base no *2108A*. E o ganho para as diferentes subfaixas de amplitude será de acordo com a tabela a seguir, pois, para evitarmos a saturação do sistema, o fundo de escala do sinal amplificado será de 3,3V.

Tabela 5 Faixas de ganho com equivalente resolução do ADC e ruído esperado.

Faixa (Máx.)	Ganho	Resolução (ADC)	Ruído Médio Esperado
1mV	3300x	1 μ V	$\pm 2\mu$ V
10mV	330x	10 μ V	$\pm 20\mu$ V
100mV	33x	100 μ V	$\pm 0,2$ mV
1V	3,3x	1mV	± 2 mV

O circuito dedicado também contará com filtros para combater ruídos. Como um capacitor 100pF de acoplamento – na entrada, determinado experimentalmente. Bem como um filtro ativo passa-baixa, aplicado com o próprio *OP27*, calculado teoricamente para atenuar frequências acima de 10Hz. Lembrando que o projeto busca condicionar sinais advindos de sensores de grandezas que variem lentamente no tempo.

⁴ Valores obtidos experimentalmente, tal que o condicionador se manteve dentro das especificações.

4.1.3 ESPECIFICAÇÕES DO ARDUINO

- a) Micro controlador: *ATmega328P*;
- b) Tensão de Operação: 5V;
- c) Pinos I/O digitais: 14 (dos quais 6 habilitam saída *PWM*);
- d) Pinos de Entrada Analógica: 8;
- e) Corrente Continua Nominal por Pino: 40mA;
- f) Memória *Flash*: 32KB;
- g) *Clock*: 16MHz. [15]

4.1.4 ESPECIFICAÇÕES DA INTERFACE

- a) Processador: (2,2GHz) 4 Núcleos com suporte AVX2;
- b) Espaço Livre no HD: 4 a 6 GB;
- c) Memória *RAM*: 4GB;
- d) Softwares Instalados: *MATLAB R2010a*, *Arduino 1.8.1* e editor de arquivos com extensão 'xls'. [16]

4.2 ELABORAÇÃO DE HARDWARE

A construção do circuito dedicado se deu a passos curtos. Evoluindo lentamente com alterações no projeto em cada etapa. Partindo de um circuito simples constituído apenas de poucos componentes até o resultado final apresentado e analisado ao final deste trabalho.

Inicialmente o circuito contava com um *INA101HP* para realizar a amplificação com três *FET's LL014* para controlar o ganho do sistema. Infelizmente a resistência interna do FET tem um ruído intrínseco, quando associado a resistência de ganho, provocava um ruído final exageradamente grande. Este problema foi resolvido utilizando *reed-relés* que eram controlados diretamente pelo Arduino.

Infelizmente o projeto buscava uma amplificação da ordem de mil vezes e o amplificador de instrumentação utilizado, para ganho elevados em corrente continua (abaixo de 10Hz), estava injetando ruído no circuito e perdia a estabilidade. A saída foi adicionar outro amplificador em cascata dividindo o ganho total entre eles. Utilizamos um *LT1028* inicialmente, mas este apresentava ruídos interno elevados para sistemas contínuos. Trocou-se para um amplificador mais lento, o *OP27*.

Durante os testes de análise de ruído, observou-se uma flutuação (mesmo nos menores ganhos) durante longos períodos, da ordem de minutos. Uma pesquisa verificou que a fonte da *USB* do computador flutuava ao longo do tempo, chegando a diferenças de 10% do nominal. Este problema foi eliminado com um circuito pronto

baseado no 2108A, que eliminou a flutuação ao longo do tempo, mas acrescentou ruído ao sistema característico do *Buck-Boost*. A resposta e resultado final deste trabalho foi inserir um filtro ativo passa-baixa com frequência de corte de 10Hz.

Por fim, para obter uma melhor precisão de ganho e *offset*, optou-se por utilizar potenciômetros multivoltas no lugar de resistores de precisão. E abaixo estará descrito os principais componentes do circuito dedicado, bem como suas características pertinentes ao projeto. O esquema elétrico pode segue abaixo:

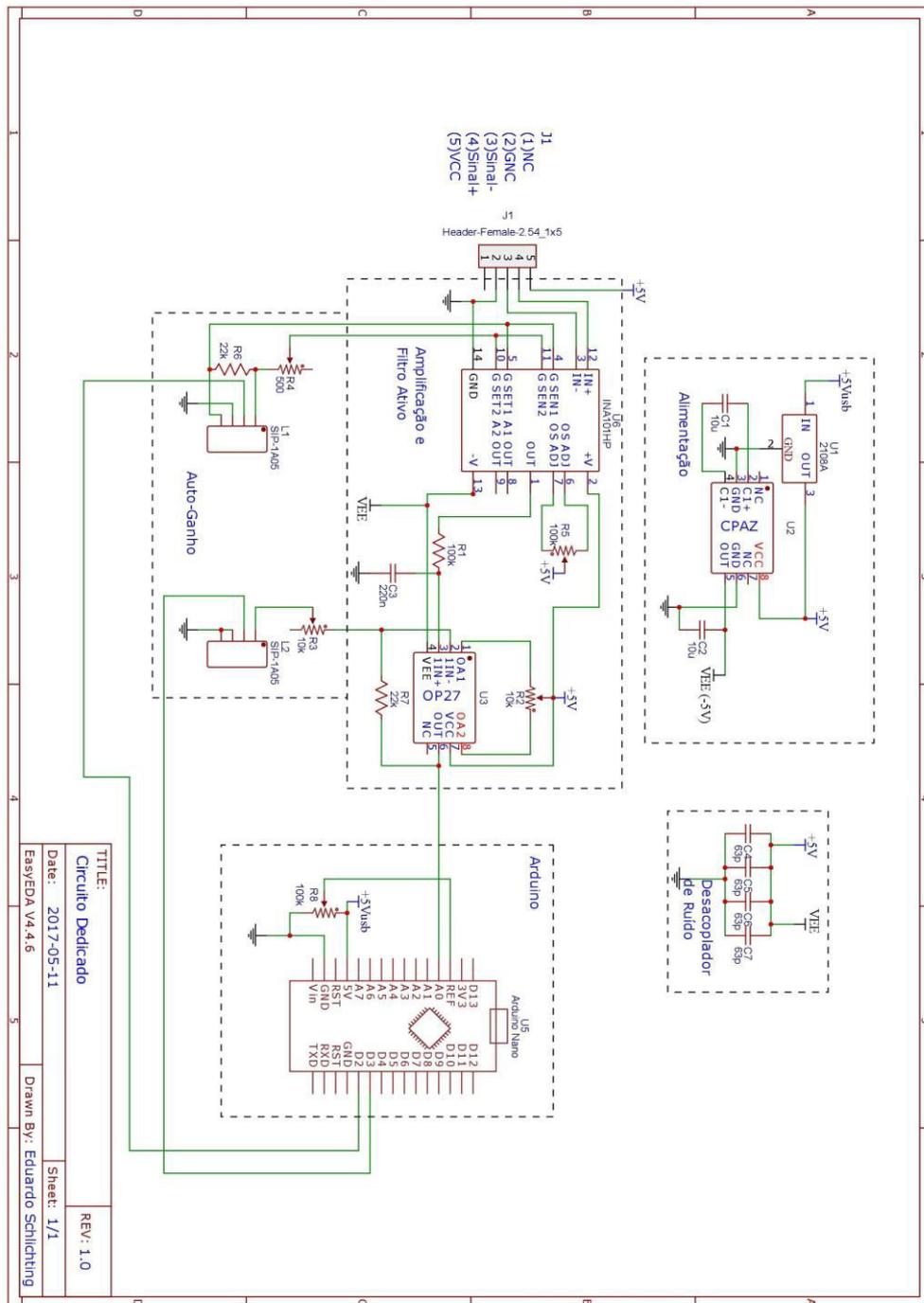


Figura 7 Esquema elétrico do condicionador de sinais DC desenvolvido.

4.2.1 INA101HP

Dado toda a base teórica, o amplificador de instrumentação escolhido para ser utilizado é o **INA101HP**. Este é um componente fabricado pela *Texas Instruments* que atende, de certa forma, a todas as nossas necessidades.

As características deste circuito integrado podem ser determinadas a partir do *datasheet* (folha de dados) disponibilizado pelo fabricante. Dentro de todas as características contidas neste documento cabe ressaltar as mais importantes para este trabalho. Entre elas está a alta *impedância de entrada* de $100G\Omega$ que propiciará trabalhar com sinais tênues que estão associados a um transdutor com alta impedância de saída. Já a *rejeição em modo comum* é de $106dB$ para os $60Hz$.

O *offset* mencionado anteriormente pode atingir o valor máximo de $50\mu V$ que é uma ordem de grandeza acima da nossa resolução máxima, mas este problema será contornado, pois este mesmo integrado contém pinos para ajuste de *offset*.

O *drift térmico* máximo é de $0.25\mu V/^{\circ}C$ e pode vir a se tornar um problema para aplicações mais gerais onde o ambiente tenha uma grande oscilação térmica e trate justamente de sinais no *limiar de mobilidade* do condicionador de sinais. Outro ponto fundamental é a *tensão de alimentação mínima*, que é de $\pm 5V$. Fator decisivo, visto que todo o circuito trabalhará com os $5V$ da saída USB do computador utilizado.

A faixa de ganho a qual pode-se configurar o INA101HP é de 1 até 1000 sendo este definido pela seguinte equação:

$$G = 1 + \frac{40}{R_g}$$

A não *linearidade* máxima do ganho é dada por $\pm 0.005\%$, um tanto quanto desprezível para o projeto, pois se tratará com erros e incertezas de ordem superior a esta. Como, por exemplo, o *ruído de tensão de entrada* que para sinais CC são tipicamente de $0.8\mu V$ para este integrado. Mais pertinente ainda será a resolução do nosso *ADC* que é de 1:1024, equivalente a $0,098\%$ - aproximadamente $1\mu V$. Mas esta e outras possíveis fontes de erros e incertezas terão uma parte dedicada deste trabalho para análise.[17]

Como podemos observar na figura abaixo advinda do *datasheet*, um amplificador de instrumentação nada mais é do que um arranjo de amplificadores operacionais. O primeiro estágio é uma pré-amplificação. Em seqüência, o casamento das duas resistências atuará como um terra virtual para o sinal de entrada e será um ponto flutuante para o sinal em modo comum, melhorando a razão de rejeição em modo comum. Capacitores de $1nF$ foram adicionados entre as alimentações e o terra, para desacoplar o ruído da fonte e de indução.

Observamos também os já mencionados terminais para ajuste do *offset* numerados como 6 e 7, bem como as entradas do sinal em 3 e 12 e a saída em 1 e 14. A alimentação simétrica se dá através dos pinos 2 e 13.

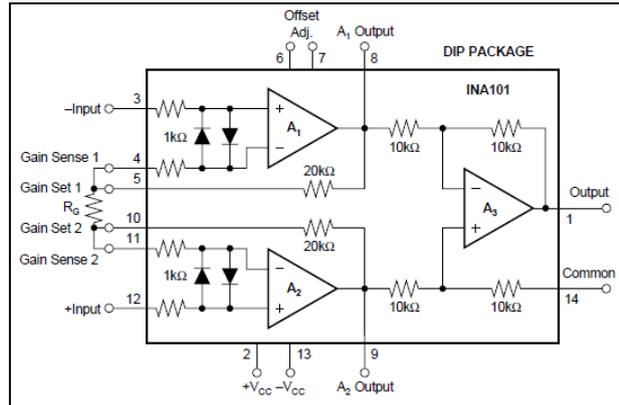


Figura 8 Esquema interno INA101H [17]

Merecem destaque os terminais 5 e 10 que definirão o ganho desejado. E os de número 4 e 11 são para sensibilidade no acoplamento da resistência, pois para casos de ganho elevado, as resistências para determinação do ganho são da ordem de dezenas de *ohms*, tal que o próprio circuito impresso pode variar o valor desta resistência. Por tanto estes últimos pinos servem para compensar a resistência de acoplamento do circuito integrado e da resistência do ganho na placa. Por fim, os pinos 8 e 9 são para sistemas de controle, o que não se aplica a este projeto.

4.2.2 OP27

Tratando-se de um amplificador operacional relativamente comum, com baixo ruído (80nV para frequências entre 0.1Hz e 10Hz), *drift* térmico de 0.2uV/°C, Tensão de *Offset* de entrada máxima de 100uV (com pinos dedicados para seu ajuste) e rejeição em modo comum de 118dB.

Infelizmente este operacional varia sua tensão de *offset* da ordem de microvolts (tipicamente 4uV), portanto se recomenda seu ajuste de offset apenas em seu primeiro uso, pois quando se trabalhar com o ganho máximo do condicionador de sinais, este valor representará, no segundo estágio de amplificação, apenas 4% da resolução do ADC, isto é, 0,004% do fundo de escala da faixa.

Este componente também se mantém estável com a alimentação simétrica de 5V e com os ganhos configurados de 3,3 e de 33. Com ruídos internos totais e não linearidade desprezíveis para esta etapa do processo.[18]

4.2.3 REED-RELÉ

Este componente é basicamente um relé normalmente aberto que quando alimentado requer baixa corrente para seu funcionamento. Utilizamos o *SIP-1A05*, que pode ser alimentado com 5 volts e consome apenas 10mA. [19]

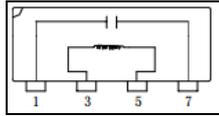


Figura 9 Esquema interno do SIP-1A05 [19]

4.2.4 CPAZ 7660

Devido a necessidade de obter uma tensão de saída muito próxima de zero, tem-se a necessidade de uma tensão simétrica na alimentação dos amplificadores, ainda que não serão amplificados sinais negativos.

Utilizamos o circuito integrado *ICL7660S*, um conversor de tensão. Dentre as aplicações existe a multiplicação de tensão de entrada e a inversão da tensão de entrada. O circuito de interesse envolve a última aplicação. A faixa de operação dele é de 1,5V até 12V, com garantia de eficiência mínima de 96%. Ele será montado de acordo com a figura abaixo[20]:

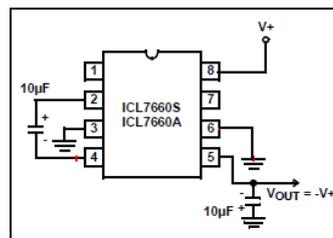


Figura 10 Circuito para inversão de tensão [20].

4.2.5 BUCK-BOOST

Trata-se de um circuito simples com um integrado *2108A*, dois capacitores um indutor e um diodo. Nesta configuração o circuito espera ter uma saída de 5V com erro inferior a 1% e grande estabilidade. Contudo os numerosos capacitores do circuito dedicado do condicionador de sinais acabou por elevar este erro para a faixa dos 2%. Este desvio na tensão de alimentação não prejudicará o processo de condicionamento do sinal, uma vez que determinado as condições de uso e do transdutor, este erro desaparecerá com o ajuste de offset. Abaixo temos as especificações:

- a) Vin: 0.9-5 V
- b) Vout: 5 V
- c) Imax: 380mA
- d) Freq. de Trabalho: 150 KHZ
- i) Eficiência: 85% [21]

4.3 ELABORAÇÃO DO SOFTWARE

Os programas necessários para o pleno funcionamento do condicionador de sinais proposto neste trabalho se divide em duas partes. A primeira trata-se do programa inserido no processador do Arduino para comunicação com o software presente no computador. A segunda é o código desenvolvido no *Matlab* para leitura, ajustes e amostragens.

4.3.1 ARDUINO

O programa inserido no Arduino Nano é distribuído pela própria *MATHWORKS*. É um programa complexo que permite a comunicação via *USB* do *MATLAB* com o *Arduino*, sendo necessário apenas carregar o código no *Arduino* e adicionar uma biblioteca ao *MATLAB*. Estas informações (assim como o próprio programa e a biblioteca) podem ser encontradas nas referências 22 e 23.

4.3.2 MATLAB

O programa em *Matlab* foi desenvolvido buscando realizar operações básicas para uma boa interpretação e condicionamento de sinais. São elas:

- a) Ajuste de *offset*;
- b) Calibração e avaliação das 4 faixas de ganho;
- c) Aquisição e filtragem do sinal de entrada;
- d) Amostragem e armazenamento de parâmetros do sinal amostrado;

O ajuste de *offset* trata-se de adquirir o sinal de entrada, realizar um filtro de média móvel e testar se ele mantém-se estável entre uma faixa de 1 μV . A calibração, por sua vez, busca adquirir informações sobre uma determinada faixa operacional com o auxílio de uma *jiga de teste*. Nesta etapa ela vai adquirir o sinal por 100 segundos, tirar a média, o desvio padrão, a relação sinal ruído e avaliar a incerteza. Estas informações, juntamente com a data em que foi realizada, será gravada em um arquivo de *Excel*.

A próxima etapa é a aquisição e filtragem do sinal. O *filtro aplicado por padrão é uma média móvel de 5 períodos* que durante a amostragem testará se o sinal se encontra na melhor faixa de ganho. Caso contrário ele ajustará o ganho e reiniciará a amostragem.

Finalizado a amostragem, configurada por padrão para 200 segundos, o sinal observado terá suas informações (data da aquisição, máximo, mínimo, média, *SNR* e ganho utilizado) gravadas em uma planilha de *Excel* e questionará se quer continuar a amostragem. Decidido terminar a amostragem o programa se encerrará.

5 TESTES E MELHORIAS

Com o condicionador pronto deve-se que realizar uma bateria de testes para verificar a funcionalidade e as características do equipamento. Inicialmente se utilizará divisores de tensão resistivos alimentados pelo próprio sistema.

Realizado as medições com resistores e feito uma análise será a vez dos testes com sensores reais de temperatura e pressão que terão os mesmo parâmetros para análise. E por fim iremos verificar possíveis mudanças e melhorias no projeto.

5.1 TESTES COM DIVISORES DE TENSÃO

Foram realizados oito séries de medições ao longo de cada faixa de ganho durante duzentos segundos cada a uma taxa de 5Hz de amostragem. Abaixo temos uma tabela com os dados obtidos da média de cada faixa, a exceção da linearidade e estabilidade, onde se escolheram os piores resultados. Utilizou-se resistores conforme o esquema ilustrado na figura a seguir.

Tabela 6 Dados de desvio padrão e linearidade para o LT1028

Faixa	DP	Estabil.%	$L_{9\%}$
1V	2,25mV	1,32%	---
100mV	0,28mV	0,42%	0,36%
10mV	0,37mV	0,56%	0,10%
1mV	6,16uV	1,33%	---

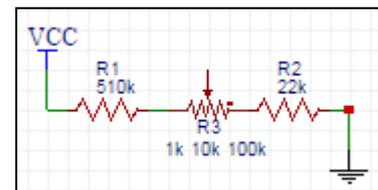


Figura 11 Divisor de tensão utilizado para os testes.

O primeiro projeto envolvia o uso do *lt1028*, contudo os resultados foram inaceitáveis visto o alto ruído observado. Para resolver isso, buscou-se utilizar um amplificador mais lento, o *OP27*, evitando assim ruídos de altas frequências observados na amostragem.

Tabela 7 Dados para OP27

Faixa	DP	Offset	Desvio Ang.	Estabil.%	$L_{9\%}$
1V	1,28mV	18mV	1,018	0,62%	0,45%
100mV	0,16mV	1,0mV	0,997	0,62%	0,14%
10mV	3,10uV	123uV	0,995	0,12%	0,02%
1mV	1,55uV	2,3uV	0,971	0,65%	3,35%

Estes foram os resultados para uma medição sem correção de *offset* ou de ganho via *software*, ainda que o programa desenvolvido contenha dois coeficientes para estes desvios. Temos que DP é o desvio padrão da média, onde podemos ter idéia do ruído e da incerteza de medição do sinal. Este dado foi obtido diretamente do MatLab através da função "*std()*".

Offset e Desvio Angular são parâmetros traçados para sobrepor os dados das amostragens sobre uma reta em relação aos 'valores verdadeiros'⁵. Idealmente o *Offset* deveria ser nulo e o Desvio Angular igual a unidade. Referente a esta mesma linha temos a linearidade, que como definida anteriormente é a maior diferença de um dos pontos da curva em relação a reta, dividido pelo fundo de escala. Por último temos a Estabilidade definida na mesma secção de Linearidade.

Não satisfeitos com o resultado a cima, observamos um excessivo especialmente nas faixas superiores. Acreditou-se então que o amplificador em cascata do segundo estágio estava encarando o ruído amplificado como sinal, deixando assim de atenuar o ruído da entrada. Uma idéia para diminuir este problema foi diminuir o ganho do secundário e aumentar o ganho do secundário. O novo esquema de ganho se deu como ilustrado na tabela abaixo.

Tabela 8 Novo esquema de ganho.

Faixa	INA101	OP27	Ganho Total
1V	3,3x	1x	3,3x
100mV	3,3x	10x	33x
10mV	330x	1x	330x
1mV	330x	10x	3300x

Infelizmente, além de ter de modificar todo o circuito de resistências para determinar os ganhos dos amplificadores, outro problema surgiu. O *INA101* estava saturando em 3,11V, este problema foi resolvido mudando o ganho para múltiplos de 2,81 -valor escolhido pela multiplicidade da equação de ganho do *INA101HP* apresentada anteriormente - e alterando a tensão de referência para 2,81V. E assim obtivemos os dados abaixo.

Tabela 9 Dados de desvio padrão, offset, desvio angular, estabilidade e linearidade para o OP27 com a nova distribuição do ganho.

Faixa	DP	Offset	Desvio Ang.	Estabil.%	L_{95}
1V	0,45mV	2mV	1,009	0,19%	0,26%
100mV	45uV	0,2mV	1,007	0,18%	0,03%
10mV	4,8uV	13uV	1,007	0,18%	0,05%
1mV	0,45uV	6,6uV	1,006	0,19%	0,58%

⁵ Estes valores foram obtidos através de medições com um Multímetro Digital Tektronix modelo DMM4040 aferido em 2016.

5.1.1 ANÁLISE DE DADOS

Analisando os resultados podemos obter a incerteza de cada faixa utilizando o método descrito anteriormente, onde expressamos matematicamente o mensurando:

$$V_{in} = \frac{V_{adc}}{G} * CA + CO$$

V_{adc} é a tensão medida pelo ADC com incerteza do TIPO A, G é o ganho da faixa (TIPO B, onde se mediu a entrada e saída do sinal dez vezes com o microvôltemetro já mencionado, do qual foi retirado as especificações e o certificado de calibração para análise), CA é o coeficiente de ajuste angular e CO o de ajuste do offset (incertezas do TIPO B obtidas a partir do coeficiente de determinação, também conhecido como R^2).

Os valores estimados nós já conhecemos, resta calcular as incertezas e as covariâncias associadas das grandezas de entrada. E por fim determinar a incerteza-padrão combinada e a incerteza expandida.

Tabela 10 Análise da incerteza de cada faixa de ganho.

Faixa	$Uc^2(V_{adc})$	$Uc^2(G)$	$Uc^2(CA)$	$Uc^2(CO)$	$Uc, (k=3)$	$Uc(ADC)$
1V	2,27E-07	7,96E-08	2,19E-10	9,00E-16	1,66E-03	1,72E-04
100mV	2,28E-11	7,99E-10	7,93E-13	3,24E-18	8,61E-05	1,73E-06
10mV	2,59E-15	7,99E-12	1,57E-15	2,70E-21	8,48E-06	1,73E-08
1mV	2,28E-19	8,01E-14	1,34E-15	5,96E-20	8,56E-07	1,73E-10

Observamos que para as duas faixas de menor amplitude a incerteza é limitada por nossa precisão do ganho. Contudo observamos que nossa incerteza de aquisição já se encontra próximo da incerteza ideal de um ADC. No gráfico abaixo vemos a contribuição para a incerteza de cada termo, que a partir da segunda faixa segue dominado pelo termo da incerteza do ganho.

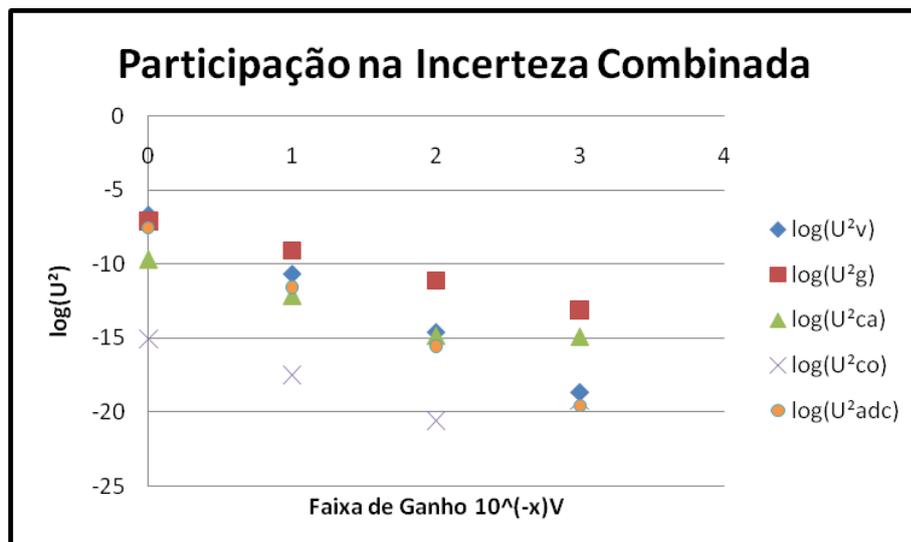


Figura 13 Gráfico da Participação de cada termo na incerteza.

Observa-se uma linearidade já esperada na contribuição de cada termo em relação a próxima faixa de ganho. A parte da última faixa, a de maior ganho, onde temos que as contribuições dos coeficientes aumentam. Isto se deve a maior não-linearidade da última faixa, como indicado na tabela da seção anterior.

5.2 TESTES COM SENSORES

A última parte do trabalho consta em utilizar sensores reais para fazer medidas reais e controladas para assim analisar os dados e confirmar suas aplicações. Os sensores utilizados serão de três de temperatura e um de pressão. Cada um, para uma faixa de ganho, conforme segue tabela. Para, por fim, poder analisar os dados fornecidos e chegar a uma conclusão a respeito do projeto.

Tabela 11 Faixas de teste para cada sensor.

Faixa	Sensor	Intervalo De Medição
1V	LM35	15-85°C
100mV	MPX2010DP	80-240mmHg
10mV	TERMOPAR K	30-175°C
1mV	TERMOPAR S	30-140°C

5.2.1 SENSOR LM35

O teste deste sensor se dará através do aquecimento de um reservatório de água inicialmente a 15°C utilizando um equipamento de 'Banho Maria' da *Nova Técnica, modelo NT 236, com precisão de 0,1°C* e auto-controle ativo de minuto em minuto. O sensor LM35, bem como um termômetro de referência, serão imersos em água que terá sua temperatura acrescentada em dez graus por medição. A baixo vemos o esquema do experimento e seus resultados.

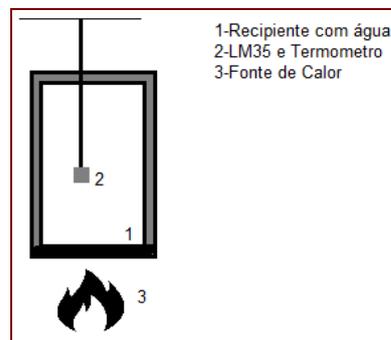


Figura 14 Esquema para teste do LM35

Tabela 12 Dados obtidos para o LM35

Temperatura	Sinal Medido (mV)	DP (mV)	Sinal Esperado ⁶ (mV)	$L_{\%}$	Estabil.%
15	150,3	0,70	150	-0,03%	0,34%
25	248,8	0,72	250	0,12%	0,33%
35	347,0	0,56	350	0,29%	0,29%
45	449,0	0,58	450	0,10%	0,28%
55	547,7	0,60	550	0,23%	0,36%
65	654,7	0,56	650	-0,47%	0,41%
75	759,9	0,56	750	-0,99%	0,33%
85	864,4	0,68	850	-1,44%	0,30%

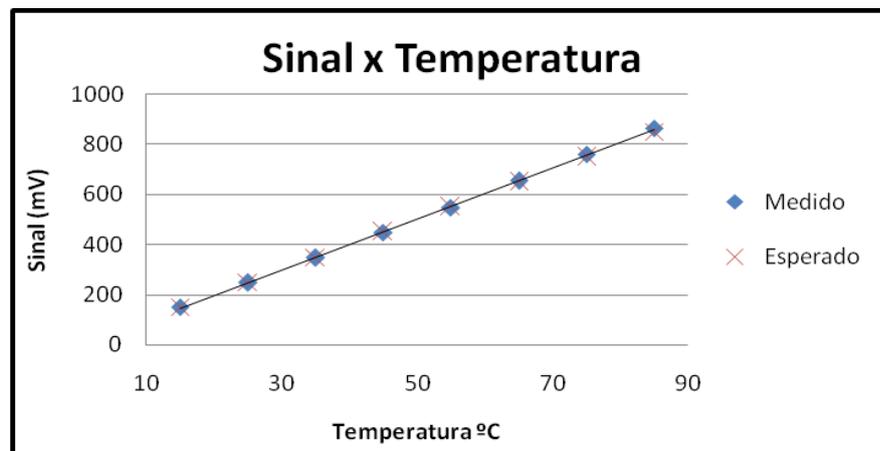


Figura 15- Gráfico do Sinal em função da temperatura utilizando o LM35

Abaixo temos alguns gráficos obtidos a partir das medições realizadas incluindo um teste de escala, onde se aqueceu o sensor até a saturação e seu resfriamento natural.

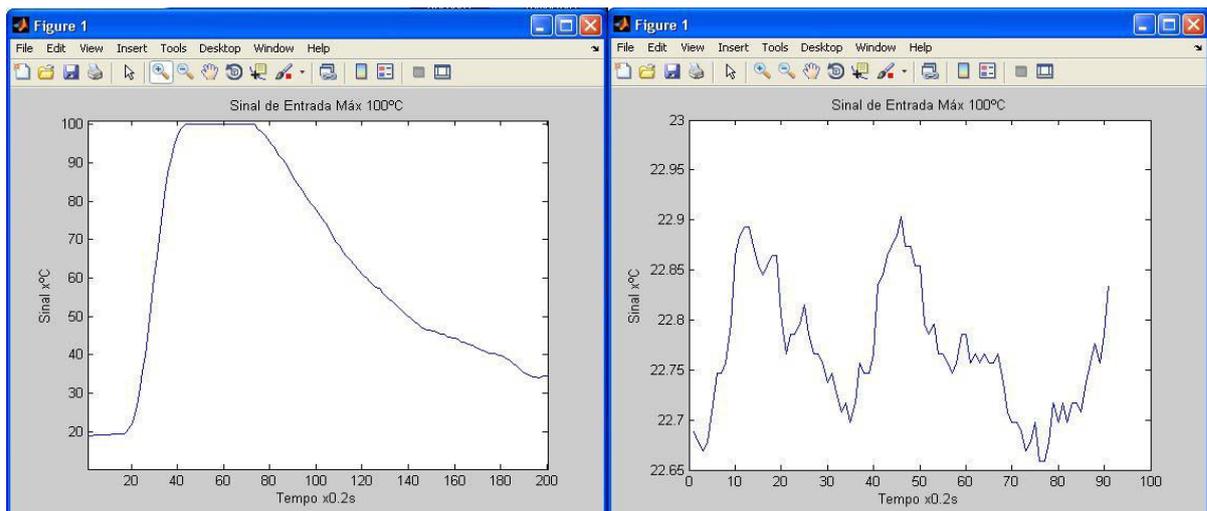


Figura 15 Gráficos da análise do Sensor LM35

⁶ Sinal esperado de acordo com o datasheet [25]

5.2.2 TERMOPAR K

Para realizar este experimento, inicialmente procurou-se utilizar uma estufa resistiva como descreve a ilustração, mas infelizmente existia uma grande flutuação na temperatura, além de que quando as resistências eram acionadas para manter a temperatura, captava-se um pico na amostragem. Vemos na imagem a seguir a referida flutuação.

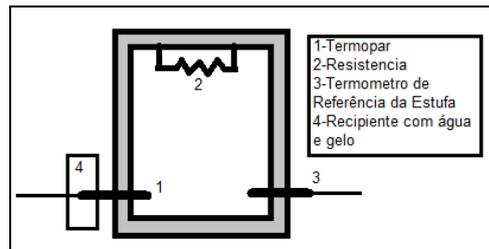


Figura 17 Esquema da tentativa do teste com termopar

Insatisfeito com os resultados obtidos procurou-se uma solução alternativa, onde se colocou a junta quente do termopar envolta por um pequeno bloco de chumbo, o qual foi exposto a uma fonte de calor - Um soprador térmico. Esperou-se que o chumbo atingisse o equilíbrio térmico para cada ponto de medição, aumentando gradualmente a temperatura do soprador térmico.

A leitura de temperatura para referência e comparação se deu através de um sensor de infravermelho com o ϵ (coeficiente de emissão) calibrado em 0,65. Obteve-se este valor para a média de três medições do bloco em 0°C e 100°C.

Todo o sistema foi fixado de forma a evitar possíveis erros advindos das variações ou flutuações por movimento. Como, por exemplo, a leitura da temperatura através do infravermelho. A imagem demonstra como se realizou o processo das medições.

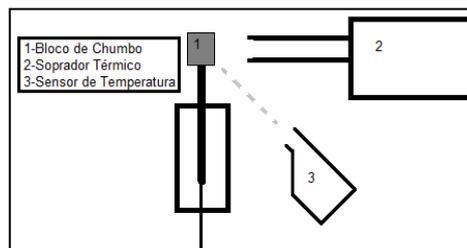


Figura 18 Esquema utilizado para obtenção dos dados do termopar

O problema deste método de análise é o baixo controle de 'escolher' em qual temperatura se dará o equilíbrio térmico. Devido a isso os pontos de medição não ficaram igualmente espaçados. Vale lembrar que o sinal medido foi corrigido pelos coeficientes angulares e de *offset* analisados anteriormente. Segue os dados das medições:

Tabela 13 Dados obtidos para o termopar tipo K

Temperatura	Sinal Medido (mV)	DP (uV)	Sinal Esperado ⁷	$L_{\%}$	Estabil. %
60,8	2,350	7,1	2,47	0,15%	0,30%
64,8	2,527	6,5	2,64	0,14%	0,26%
77,6	3,258	7,2	3,14	-0,08%	0,33%
90,6	3,701	8,3	3,70	0,04%	0,39%
95,6	3,926	9,4	3,91	0,02%	0,37%
105,6	4,215	9,1	4,32	0,15%	0,35%
111,1	4,538	11,1	4,55	0,06%	0,46%
115,1	4,746	9,7	4,72	0,02%	0,41%
124,1	5,112	6,4	5,08	0,02%	0,27%
135,3	5,510	8,3	5,53	0,07%	0,37%
147,9	5,996	8,7	6,05	0,11%	0,39%
160,4	6,556	10,0	6,56	0,06%	0,39%
166,8	6,805	6,8	6,81	0,07%	0,33%
179,4	7,322	12,6	7,32	0,06%	0,53%

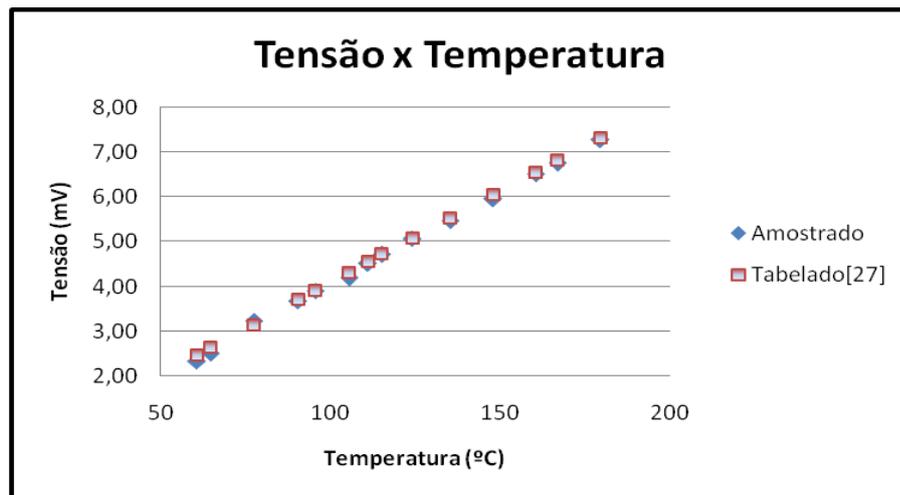


Figura 19 Gráfico do sinal amostrado e do tabelado em função da temperatura

Uma observação realizada foi o resfriamento do bloco de chumbo dissipado naturalmente, a partir do ponto de maior temperatura obtido.

⁷ Sinal esperado de acordo com a tabela de termopar tipo K [27]

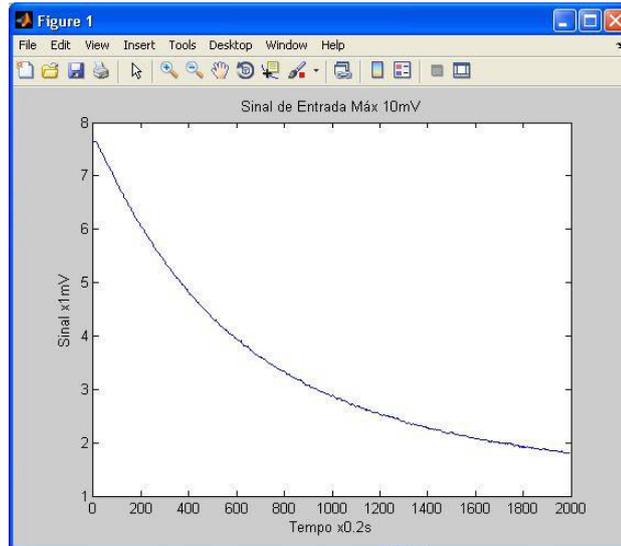


Figura 20 - Gráfico de Resfriamento do Bloco de Chumbo com o Termopar tipo K

5.2.3 TERMOPAR S

A realização das medições deste termopar, se deu através do mesmo método descrito acima para o termopar tipo K. Tendo é claro alguns cuidados a mais quanto a isolamento eletromagnética do sinal. A seguir temos os dados coletados e o gráfico do sinal elétrico em função da temperatura.

Tabela 14 Dados obtidos para o termopar tipo S.

Temperatura	Sinal Medido (mV)	DP (uV)	Sinal Esperado ⁸	$L_{\%}$	Estabil.%
20,1	419,6	0,74	113	-29,46%	0,31%
34,1	437,6	0,83	197	-26,46%	0,37%
53,2	543,9	1,92	319	-24,49%	0,70%
60,2	613,2	2,52	365	-24,82%	1,03%
69,1	711,6	1,49	426	-27,86%	0,62%
80,4	745,2	1,34	502	-24,32%	0,52%

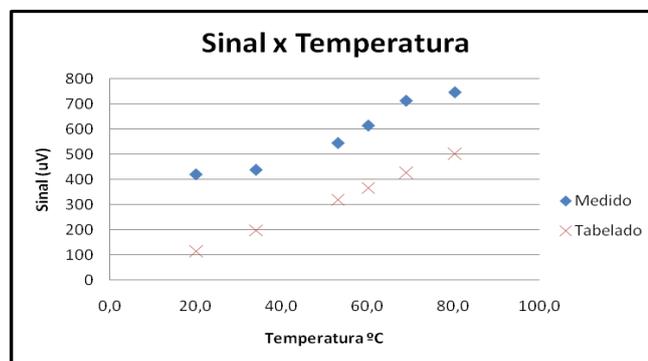


Figura 21 Gráfico do sinal em função da temperatura do Termopar tipo S

⁸ Sinal esperado de acordo com a tabela de termopar tipo S [28]

Como pode ser observado, o experimento não funcionou, outras tentativas foram realizadas também sem sucesso. Este mesmo processo foi utilizado usando o microvoltímetro já citado e funcionou perfeitamente. Uma maior dedicação deverá ser imposta sobre este problema para encontrar uma resposta, mas acreditamos em uma possível flutuação do offset de entrada, visto que o sinal médio aumenta com a temperatura como esperado.

5.2.4 SENSOR DE PRESSÃO MPX2010DP

Por fim, o último e único sensor de pressão, *MPX2010DP* [26], será analisado com o auxílio de um aparelho de calibração de pressão não-invasiva⁹. O esquema de teste utilizado seguiu a ilustração a seguir:

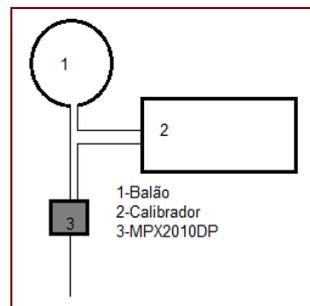


Figura 22 Esquema para a medição do sensor *MPX2010DP*

Neste esquema pode-se ver um balão usado como reservatório, pois quanto maior o volume do reservatório, menor a flutuação da pressão por variações de entrada e saída de ar. Infelizmente nossas medições apresentaram padrões de variação do sinal como demonstra o gráfico.

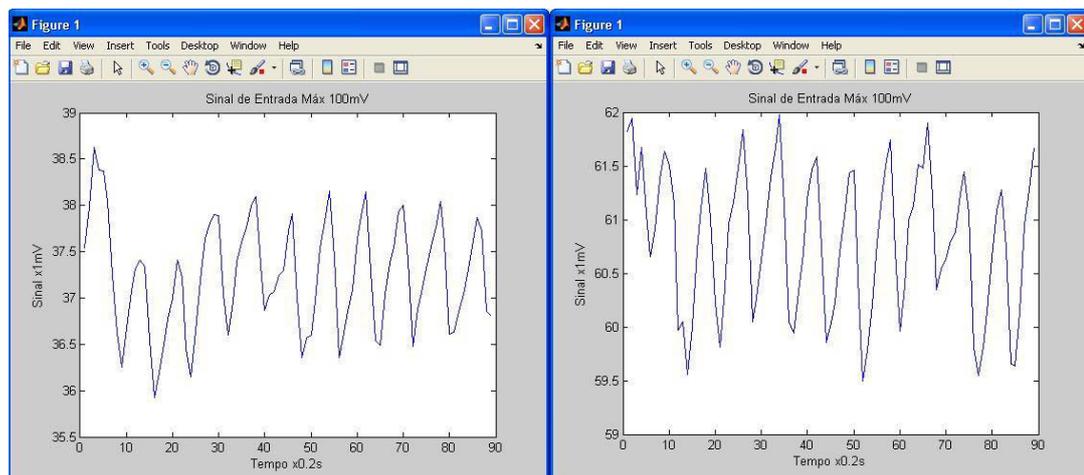


Figura 23 Sinais Amostrados com o Sensor *MPX2010DP*

Esta variação observada 800% maior que a instabilidade observada nos testes anteriores desta mesma faixa. Vale observar que ela acontece em toda a escala dos 100mV. Esta oscilação, com período bem definido, tem sua origem na bomba pneumática do aparelho de calibração para manter a pressão média próxima

⁹ Aparelho calibrado em 2016.

do solicitado. A módulo da diferença de tensão dos picos e vales da média do sinal é de 2,8mV. O que equivale a 4,6mmHg, o que condiz com a especificação do aparelho de pulsos de até 1% do fundo de escala de 400mmHg. Testes realizados inflando manualmente com uso de manômetros analógicos não se mostraram eficientes. Os resultados obtidos estão expressos abaixo com a correção de coeficiente angular e offset.

Tabela 15 Dados obtidos para o MPX2010DP

Pressão	Sinal Medido (mV)	DP (mV)	Sinal Esperado ¹⁰ (mV)	$L_{\%}$	Estabil.%
80	17,83	0,55	18,7	0,88%	2,25%
90	20,83	0,56	21,7	0,92%	2,27%
100	24,30	0,60	24,7	0,90%	2,65%
110	27,53	0,61	27,7	0,91%	2,67%
120	30,54	0,63	30,7	0,95%	2,76%
130	33,61	0,63	33,7	0,97%	2,63%
140	37,00	0,60	36,7	0,97%	2,65%
150	39,34	0,61	39,7	1,06%	2,39%
160	42,81	0,78	42,7	1,05%	3,34%
170	45,64	0,73	45,7	1,10%	3,56%
180	48,65	0,75	48,7	1,14%	3,34%
190	51,43	0,69	51,7	1,19%	2,50%
200	54,35	0,77	54,7	1,23%	3,10%
210	56,94	0,69	57,7	1,31%	2,98%

Percebemos uma perda de linearidade a partir dos 150mmHg, mas devido a grande flutuação do sinal ela só é relevante para pressões superiores a 210mmHg. Mas a análise só levará em conta os dados até 150mmHg.

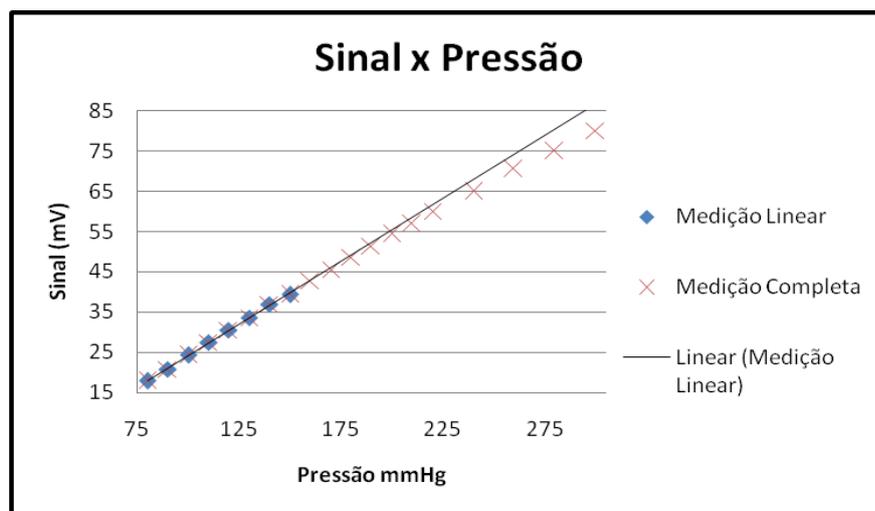


Figura 24 Gráfico do Sinal medido em função da pressão analisada.

¹⁰ Sinal esperado de acordo com a descrição do datasheet [26]

5.2.5 ANÁLISE DE DADOS

Analisando os resultados podemos obter a incerteza de cada medição comparados com os sensores de referência. Para isto utilizaremos os mesmos métodos de análise dos testes com divisores de tensão.

Temos a seguir uma tabela com a incerteza combinada das medições, sem levar em conta os equipamentos de medição de referência, pois estes serão mostrados ao lado a nível de comparação. Mostraremos também a estabilidade e a não linearidade máxima.

Tabela 16 Análise da incerteza, linearidade e estabilidade dos sensores verificados.

Faixa	Uc, (V)	k=2	Uc, k=2	Uext (k=3)	L_{95}	Estabil.%
LM35	1,04E-03		0,10°C	0,10°C	1,44%	0,41%
MPX2010DP	1,02E-04		0,33mmHg	4,0mmHg	1,06%	2,76%
Termopar K	5,66E-06		0,14°C	1,5°C	1,49%	0,46%
Termopar S	-		-	1,5°C	29,46%	1,03%

Observamos que para a faixa do termopar tipo S, não obtivemos resultados satisfatórios para qualquer interpretação, registrando erros maiores de 29%, ainda que com relativa estabilidade do sinal. Contudo, temos ainda as três faixas de maior amplitude, onde a linearidade é inferior a 1,5% do fundo de escala. Determinamos que nossa incerteza de aquisição já se encontra próximo ou menor do que a incerteza dos aparelhos de medição de referência.

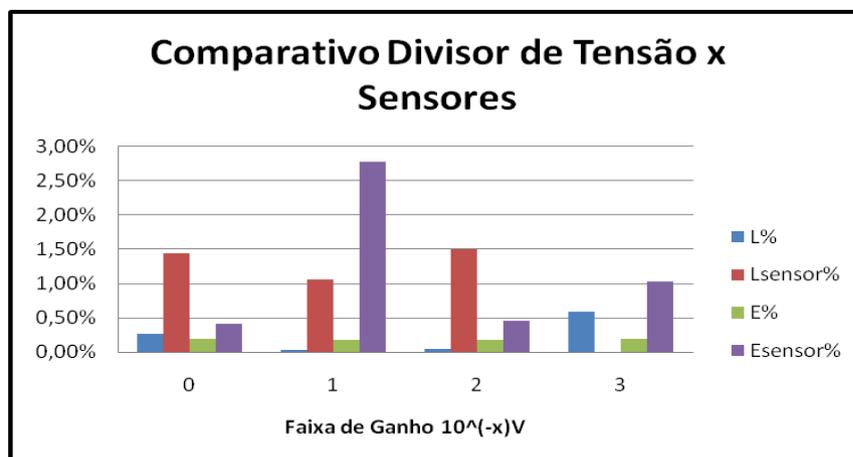


Figura 25 Gráfico Comparativo entre os testes com divisores de tensão e com sensores.

No gráfico acima comparamos os dados dos sensores em relação a suas respectivas faixas de amplitudes. Observa-se um aumento na não-linearidade e na instabilidade do sinal captado. O desvio da linearidade no último sensor não foi colocado devido ao grande erro associado.

Por fim podemos ver claramente que as incertezas obtidas através das medições são menores que as proporcionadas pelos instrumentos de referência. Isto se deve, é claro, a repetitividade das amostragens que forneceram desvios padrões menores, mesmo para sinais com grande variação, como no caso do MPX2010DP (sensor de pressão).

5.3 MELHORIAS

Dado os problemas observados nos testes com a estabilidade do teste de pressão com o MPX2010DP e o desvio do sinal obtido pelo termopar tipo S, resta estudar possíveis formas de contorná-los.

Outras medidas que poderiam ser tomadas para melhorar o dispositivo seria a troca do amplificador de instrumentação INA101 pelo INA118, que funciona com tensão com 3,3V e poderia ser utilizado eliminando assim o circuito de buck-boost e todo o ruído que vem com ele.

Testes não apresentados indicam que apenas com o INA118, sem o OP27 em cascata, fornece resultados superiores aos observados. Contudo isto acarretaria em mais reed-relés para compensar a matriz do ganho.

6 CONCLUSÃO

Neste trabalho desenvolvemos um condicionador de sinais DC de baixo nível para sensores. Tal que chegamos ao resultado esperado no que diz respeito às funcionalidades e características do dispositivo. No entanto, a fase de execução apresentou-se com a necessidade de pequenos ajustes, característicos do desenvolvimento contínuo dos sistemas tecnológicos.

O presente projeto exigiu domínio das noções básicas de eletrônica e familiaridade com os componentes utilizados, em especial com os amplificadores, que apresentam, por si só, uma série de características intrínsecas que adicionam complexidade ao dispositivo. Ao exemplo, a substituição do amplificador LT1028 por um OP27.

Ao longo do processo de desenvolvimento de um condicionador de sinais de atuação tão genérica, como o proposto neste trabalho, encontramos uma série de desafios. E, cada desafio, pôde adicionar perspectivas extras à aplicação do dispositivo.

O trabalho obteve um fator de divergência e incerteza menor de 1,5%, na maior parte dos sinais e leituras. Contudo, em determinado momento um dos testes, do termopar tipo S, teve um comprometimento de causa não comprovada, que precisaria de uma avaliação mais profunda.

Deve-se, por tanto, dar continuidade ao desenvolvimento das melhorias do condicionador como mencionado na seção 5.3. Pois melhorias sempre serão necessárias, ainda que obtivemos sucesso em medir temperatura e pressão com a eficiência e a precisão apresentadas, de acordo com o proposto inicialmente. Tal que, poderemos, com um pouco mais de esforço e tempo, utilizar este dispositivo para amostrar sinais mais elaborados, como os eletrocardiogramas.

REFERÊNCIAS

- [1] AMPLIFICADOR operacional. In: Wikipédia: a enciclopédia livre. Disponível em <https://pt.wikipedia.org/wiki/Amplificador_operacional>. Acesso em: 11 jul 2016.
- [2] HAMBLEY, Allan. **Engenharia elétrica**. 5. ed. São Paulo: LTC, 2009. 500 p.
- [3] PERTENCE JR., Antonio. **Amplificadores operacionais e filtros ativos – teoria, projetos, aplicações e laboratório**. 5. ed. São Paulo: Makron Books, 1995.
- [4] MALVINO Albert; BATES, David J. **Princípios de eletrônica**. 7. ed. Campinas: McGraw-Hill, 2007. 576 p.
- [5] PERTENCE JR., Antonio. **Amplificadores operacionais e filtros ativos: eletrônica analógica**. 8. ed. Porto Alegre: Bookman, 2015. 311 p.
- [6] WENDLING, Marcelo. **Fundamentos de Amplificadores**. Disponível em: <<http://www2.feg.unesp.br/Home/PaginasPessoais/ProfMarceloWendling/5---fundamentos-de-amplificadores.pdf>>. Acesso em 11.07.2016.
- [7] WIRTH, Almir. **Eletricidade e eletrônica básica**. Jacaré: Editora Alta Books 2013. 320 p.
- [8] AMPLIFICADOR para instrumentação. Disponível em: <<http://www.newtoncbraga.com.br/index.php/banco-circuitos/148-instrumentacao/2985-cir178.html>>. Acesso em: 08 jul 2016.
- [9] BALBINOT, Alexandre; BRUSAMARELLO, Vallner João. **Instrumentação e fundamentos de medidas**. São Paulo: LTC, 2010. 500 p.
- [10] VOCABULÁRIO internacional de metrologia. Disponível em <http://www.inmetro.gov.br/inovacao/publicacoes/vim_2012.pdf>. Acesso em 11 jul 2016.
- [11] BARATTO, Antonio Carlos. **Avaliação de dados de medição: guia para a expressão da incerteza de medição: Gum 2008**. Brasília: INMETRO, 2012.
- [12] RIBEIRO, Marco Antônio. **Instrumentação**. 9. ed. Salvador, 2002. 74 p.
- [13] RELAÇÃO sinal-ruído. In: Wikipédia: a enciclopédia livre. Disponível em <https://pt.wikipedia.org/wiki/Rela%C3%A7%C3%A3o_sinal-ru%C3%ADdo>. Acesso em: 15 maio 2017.
- [14] O que é condicionamento de sinal. Disponível em: <<http://www.ni.com/white-paper/10630/pt/>>. Acesso em: 08 jul 2016.
- [15] ARDUINO nano. Disponível em: <<https://www.arduino.cc/en/Main/arduinoBoardNano>>. Acesso em: 15 maio 2017.
- [16] SYSTEM Requirements for MATLAB R2017a. <Disponível em: <https://www.mathworks.com/support/sysreq.html>>. Acesso em 15 maio 2017.

- [17] HIGH accuracy instrumentation amplifier. Disponível em: <<http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/ina101.pdf>>. Acesso em 15 maio 2017.
- [18] LOW noise, precision operational amplifier. Disponível em <<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/OP27.pdf>>. Acesso em 08 jul 2016.
- [19] SIP-1A05 reed relay. Disponível em <http://source.allpcb.com/pdfs/downloadFile-FF82197D244E0B53-new_pdf_doc-pdf_download.pdf>. Acesso em 08 jul 2016.
- [20] ICL7660, icl7660a. Disponível em <<http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/icl7/icl7660.pdf>>. Acesso em: 08 jul 2016.
- [21] NUEVO DC-dc 0.8-5 v a dc 5 v mini intensifica alza el módulo de potencia breadboard para arduino 11x10.5x7.5mm nueva junta módulos eléctricos. Disponível em <<https://es.aliexpress.com/item/New-DC-DC-0-8-5V-to-DC-5V-Mini-Step-UP-Boost-Power-Module-Breadboard/32703349703.html?spm=2114.13010608.0.0.YMSbIX>>. Acesso em 15 mai 2017.
- [22] ARDUINO nano. Disponível em <<http://roboromania.ro/datasheet/Arduino-Nano-roboromania.pdf>>. Acesso em 15 maio 2017.
- [23] SOFTWARE. Disponível em <<https://www.arduino.cc/en/main/software>>. Acesso em 15 maio 2017.
- [24] ARDUINO. Disponível em <<https://www.mathworks.com/help/supportpkg/arduinoio/ref/arduino.html?requestedDomain=www.mathworks.com>>. Acesso em: 15 maio 2017.
- [25] LM35 precision centigrade temperature sensors. Disponível em <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm35.pdf>>. Acesso em: 15 maio 2017.
- [26] FREESCALE semiconductor. Disponível em <<http://www.nxp.com/assets/documents/data/en/data-sheets/MPX2010.pdf>>. Acesso em 15 maio 2017.

ANEXOS

ANEXO A - Fluxograma do código do Matlab.

