



Universidade Estadual de Londrina
Centro de Tecnologia e Urbanismo
Departamento de Engenharia Elétrica

Leonardo Tolentino Bilmaia

**Condicionamento de Sensores de
Temperatura, Presença de Vazão e
Corrente, Aplicados a um Sistema de
Monitoramento de Energia de Aquecimento
de Água via Placas Solares.**

Londrina
2018

Universidade Estadual de Londrina

Centro de Tecnologia e Urbanismo
Departamento de Engenharia Elétrica

Leonardo Tolentino Bilmaia

Condicionamento de Sensores de Temperatura, Presença de Vazão e Corrente, Aplicados a um Sistema de Monitoramento de Energia de Aquecimento de Água via Placas Solares.

Trabalho de Conclusão de Curso orientado pelo Prof. Dr. Walter Germanovix intitulado “Condicionamento de Sensores de Temperatura, Presença de Vazão e Corrente, Aplicados a um Sistema de Monitoramento de Energia de Aquecimento de Água via Placas Solares.” e apresentado à Universidade Estadual de Londrina, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Walter Germanovix

Londrina
2018

Ficha Catalográfica

Leonardo Tolentino Bilmaia

Condicionamento de Sensores de Temperatura, Presença de Vazão e Corrente, Aplicados a um Sistema de Monitoramento de Energia de Aquecimento de Água via Placas Solares. - Londrina, 2018 - 97 p., 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Walter Germanovix

1. Sensor. 2. Bobina toroidal. 3. Termistor. 4. Piezoelétrico 5. Amplificador de Instrumentação.

I. Universidade Estadual de Londrina. Curso de Engenharia Elétrica. II. Condicionamento de Sensores de Temperatura, Presença de Vazão e Corrente, Aplicados a um Sistema de Monitoramento de Energia de Aquecimento de Água via Placas Solares..

Leonardo Tolentino Bilmaia

Condicionamento de Sensores de Temperatura, Presença de Vazão e Corrente, Aplicados a um Sistema de Monitoramento de Energia de Aquecimento de Água via Placas Solares.

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Es-
tadual de Londrina, como requisito parcial para a
obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elé-
trica.

Comissão Examinadora

Prof. Dr. Walter Germanovix
Universidade Estadual de Londrina
Orientador

Prof. Dr. Carlos H. G. Treviso
Universidade Estadual de Londrina

Prof. Dr. Francisco Granziera Júnior
Universidade Estadual de Londrina

Dedico este trabalho a todos aqueles que, de alguma forma,
auxiliaram para a concretização desta etapa.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus e a minha família por me propiciar fazer uma Faculdade Integral durante longos anos, arcando com minhas despesas e me dando suporte em todos os momentos. Agradeço ao meu pai, Luiz Carlos, minha mãe, Ivanilde, e meus irmãos Rafael e Alisson.

Agradeço a todos os professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UEL, por todo o conhecimento me passado. Em especial ao professor Walter Germanovix pela orientação e auxílio nesse trabalho de conclusão de curso. Agradeço também aos professores Francisco Granziera e Carlos Treviso, pelos feedbacks passados durante minha pré-banca de TCC e também por se disporem e aceitarem o convite por avaliar essa última etapa da minha graduação.

Deixo também meu agradecimento a todos os funcionários da UEL, em especial aos do CTU, que sempre se dispuseram a ajudar da melhor forma possível e fizeram tudo acontecer.

Deixou meu singelo agradecimento ao MEJ - Movimento Empresa Júnior e todas as suas instâncias, nas quais pude aprender muito através desse movimento (3E-UEL, FEJEPAR e NEJ UEL) e todas as pessoas que conheci nesse caminho.

Agradeço ao CEPV-UEL por me mostrar um outro lado da educação e me trazer essa paixão à minha vida, por me mostrar o quanto a educação pode mudar nosso país. E a todos os profissionais e amigos que lá pude conhecer.

Por fim, agradeço a todos os meus amigos, em especial aos que cursam Engenharia Elétrica e que trilharam/trilham essa trajetória comigo, sempre tendo auxílio e respeito mútuo.

A todos os envolvidos em minha trajetória acadêmica, profissional e pessoal, meu muito obrigado.

Leonardo Tolentino Bilmaia. **Condicionamento de Sensores de Temperatura, Presença de Vazão e Corrente, Aplicados a um Sistema de Monitoramento de Energia de Aquecimento de Água via Placas Solares..** 2018. 97 p. Trabalho de Conclusão de Curso em Engenharia Elétrica - Universidade Estadual de Londrina, Londrina.

Resumo

No trabalho proposto são projetados e confeccionados três diferentes tipos de sensores. O primeiro é um sensor de temperatura, utilizando para isso um circuito de condicionamento com amplificador de instrumentação, ponte de Wheatstone e um termistor. O segundo um sensor de corrente, em que é utilizado o princípio da indução magnética, utilizando uma bobina toroidal em volta de um fio condutor, o qual, devido ao campo gerado pela corrente, tem uma tensão induzida em seus terminais. O sinal de saída passa por um circuito de condicionamento de amplificação em dois estágios, com amplificadores de instrumentação e operacionais. O terceiro é um sensor de presença de vazão, em que se utiliza um circuito de condicionamento semelhante ao anterior e um cristal piezoelétrico, o qual é responsável por verificar possíveis vibrações em um cano, de acordo com a passagem ou não de água. Essa vibração gera uma tensão em seus terminais e indica se há ou não vazão no cano em questão. As saídas de ambos os circuitos são condicionadas de tal forma a tornar o sinal mais claro e limpo para o microprocessador. Tais sensores são feitos para medições do funcionamento de um chuveiro híbrido, que possui tanto aquecimento solar da água, quanto aquecimento elétrico. Medindo-se a corrente, verifica-se está sendo utilizado o chuveiro com energia elétrica ou apenas com o aquecimento solar; medindo-se a temperatura, é possível verificar a temperatura da água e, assim, na média, o tanto de energia que foi necessário para aquecer-la, com base na comparação com a temperatura ambiente; com o sensor de presença de fluxo, será possível verificar quando o chuveiro estiver sendo utilizado ou não. Desse modo, será possível verificar todos os gastos e possíveis economias que um aquecedor solar pode fornecer.

Palavras-Chave: 1. Sensor. 2. Bobina toroidal. 3. Termistor. 4. Piezoelétrico 5. Amplificador de Instrumentação.

Leonardo Tolentino Bilmaia. **Conditioning of Temperature, Flow and Current Sensors, Applied to a Water Heating Energy Monitoring System by Solar Panels.** 2018. 97 p. Monograph in Electrical Engineering - Londrina State University, Londrina.

Abstract

At this proposed work will be designed and made three different types of sensors. The first one will be a temperature sensor, using a conditioning circuit with instrumentation amplifier, Wheatstone bridge and a thermistor. The second will be a current sensor, in which the principle of magnetic induction will be used. A toroid coil will be used around a conductor wire, which, due to the field generated by the current, will have an induced voltage at its terminals. The output signal will go through a two-stage amplification conditioning circuit, with instrumentation and operational amplifiers. The third will be a flow sensor, which will use a conditioning circuit similar to the previous one and a piezoelectric crystal, which will be responsible for verifying possible vibrations in a pipe, according to the passage of water or not. This vibration will generate a voltage in its terminals and will determine if there is or no flow in the pipe in question. The outputs of both circuits will be conditioned in such a way to facilitate reading by a microprocessor. These sensors will be made for measurements of the operation of a shower with solar water heating. Measuring the current, it is verified if the shower is being used with electric power or only with the solar heating; by measuring the temperature, it is possible to check, on average, the amount of energy that was required to heat the water, based on the ambient temperature; with the flow sensor, will be check when the shower is being used or not. In this way, it will be possible to verify all the expenses and possible savings that a solar heater can provide.

Key-words: 1. Sensor. 2. Toroid coil. 3. Thermistor. 4. Peizoelectric. 5. Instrumentation amplifier.

Listas de ilustrações

Figura 1 – As linhas de força da intensidade de campo magnético em volta de um filamento reto infinitamente longo pelo qual circula uma corrente contínua I. O sentido de I é para dentro da página e sua direção é normal à mesma.	23
Figura 2 – Toroide de N voltas.	24
Figura 3 – Curva de histerese de um núcleo ferro-magnético.	25
Figura 4 – Curva de histerese comparando material mole (a) e material duro (b). .	25
Figura 5 – Modelos de termistores.	26
Figura 6 – Demonstração do efeito indireto no cristal piezoelétrico.	27
Figura 7 – Esquemático genérico do CI de um Amplificador de Instrumentação. .	28
Figura 8 – Situação ao se ligar um divisor resistivo em um INA.	29
Figura 9 – Situação ao se ligar um buffer entre o divisor resistivo e a referência. .	29
Figura 10 – Para alimentação simétrica, um alto valor de resistência entre a entrada e o terra, faz as entradas não mais ficarem flutuantes.	30
Figura 11 – Para alimentação assimétrica, um alto valor de resistência entre a entrada e uma tensão de referência, faz as entradas não mais ficarem flutuantes.	31
Figura 12 – INA 128 ligado a 2 AMP OPs: um como compensador e outro equivalendo a um segundo estágio de ganho.	31
Figura 13 – Amplificador inversor com realimentação negativa.	33
Figura 14 – Seguidor de tensão ou buffer.	33
Figura 15 – Circuito Schmitt trigger.	34
Figura 16 – Laço de histere de um circuito qualquer schmitt trigger.	34
Figura 17 – Circuito do detector de pico ativo.	35
Figura 18 – Topologia filtro passivo passa-altas.	36
Figura 19 – Topologia filtro passivo passa-baixas.	36
Figura 20 – Esquemático de ligação de uma ponte de wheatstone.	37
Figura 21 – Estágio de saída do AMP OP rail-to-rail.	38
Figura 22 – Esquemático interno simplificado do INA129.	40
Figura 23 – Pinagem do INA129.	40
Figura 24 – Pinagem do LM324.	41
Figura 25 – Pinagem do OPA2336.	42
Figura 26 – Pinagem do KIA 7805: 1-Input; 2-GND e 3-Output.	42
Figura 27 – Imagem da bobina toroidal utilizada.	43

Figura 28 – Imagem do termistor utilizado - NI24MA0302F.	44
Figura 29 – Imagem do piezoeletrico utilizado.	45
Figura 30 – Circuito de condicionamento - O uso do INA129.	46
Figura 31 – Circuito de condicionamento - Segundo estgio de amplificao com o OPA2336.	47
Figura 32 – Circuito de condicionamento - O uso dos resistores de pull-up com referncia em 2,5 V.	48
Figura 33 – Circuito de condicionamento - Utilizao do compensador.	48
Figura 34 – Circuito de condicionamento - Sinal de referncia.	50
Figura 35 – Circuito de condicionamento, agora tambm com o LM7805.	51
Figura 36 – Circuito de condicionamento do sensor de corrente.	52
Figura 37 – O INA129 no circuito de condicionamento.	52
Figura 38 – Circuito de condicionamento com os resistores de Pull-up com refern- cia em 2,5 V.	53
Figura 39 – Circuito de condicionamento com os filtros passa-baixas.	53
Figura 40 – Circuito de condicionamento com o termistor ligado em ponte.	55
Figura 41 – Circuito de condicionamento com as referncias ligadas atravs de um buffer.	56
Figura 42 – Circuito de condicionamento, agora tambm com o LM7805.	56
Figura 43 – Circuito de condicionamento do sensor de temperatura.	57
Figura 44 – Grfico da resistncia em funo da temperatura do termistor NI24MA0302F, baseado nos dados do Datasheet do fabricante.	59
Figura 45 – Grfico da tenso de saida em funo da temperatura do termistor NI24MA0302F, baseado nos dados do Datasheet do fabricante.	59
Figura 46 – Circuito de condicionamento do sensor de presena de vazao com o detector de pico ativo.	61
Figura 47 – Circuito de condicionamento do sensor de presena de fluxo.	62
Figura 48 – Sinal de entrada, sinal aps o primeiro estgio de amplificao e sinal apos o segundo estgio (saida) do circuito de condicionamento, simu- lando a amplificao do sensor de corrente. $V_{ENT} = 10 \text{ mV}_P$, $G = 10$, $A = 5$	64
Figura 49 – Sinal de entrada, sinal aps o primeiro estgio de amplificao e sinal apos o segundo estgio (saida) do circuito de condicionamento, simu- lando a amplificao do sensor de corrente. $V_{ENT} = 50 \text{ mV}_P$, $G = 10$, $A = 5$	65
Figura 50 – Sinal de entrada, sinal aps o primeiro estgio de amplificao e sinal apos o segundo estgio (saida) do circuito de condicionamento, simu- lando a amplificao do sensor de corrente. $V_{ENT} = 0,5 + 10 \text{ mV}_P$, G $= 10$, $A = 5$	66

Figura 51 – Sinal de entrada, sinal após o primeiro estágio de amplificação e sinal		
após o segundo estágio (saída) do circuito de condicionamento, simulando a amplificação do sensor de corrente. $V_{ENT} = 1,0 + 50 \text{ mV}_P$, G		
= 10, A = 5.	67	
Figura 52 – Sinal de entrada, sinal após o primeiro estágio de amplificação e sinal		
após o segundo estágio (saída) do circuito de condicionamento, simulando a amplificação do sensor de corrente com o LM324. $V_{ENT} =$		
50 mV_P , G = 10, A = 5.	68	
Figura 53 – Placa de circuito impresso roteada do circuito de condicionamento do		
sensor de corrente.	69	
Figura 54 – Placa de circuito impresso finalizada do circuito do sensor de corrente.	69	
Figura 55 – Sinal de sinal de entrada do circuito de condicionamento, com um re-		
sistor de $3 \text{ k}\Omega$ simbolizando o termistor à temperatura de 25°C	70	
Figura 56 – Sinal de sinal de entrada do circuito de condicionamento, com um re-		
sistor de $R = 0,7476 \text{ k}\Omega$ simbolizando o termistor à temperatura de 60°C	71	
Figura 57 – Sinal de sinal de entrada do circuito de condicionamento, com um re-		
sistor de $R = 0,5274 \text{ k}\Omega$ simbolizando o termistor à temperatura de 70°C	72	
Figura 58 – Placa de circuito impresso roteada do circuito de condicionamento do		
sensor de temperatura.	73	
Figura 59 – Placa de circuito impresso finalizada do circuito do sensor de temperatura.	73	
Figura 60 – Sinal de entrada, sinal de saída do segundo estágio de amplificação e		
sinal após detector de pico ativo (saída) do sistema de condicionamento,		
simulando o sensor de presença de vazão. $V_{ENT} = 50 \text{ mV}_P$, G = 10, A		
= 5 e f = 100 Hz.	74	
Figura 61 – Sinal de entrada, sinal de saída do segundo estágio de amplificação e		
sinal após detector de pico ativo (saída) do sistema de condicionamento,		
simulando o sensor de presença de vazão. $V_{ENT} = 50 \text{ mV}_P$, G = 10, A		
= 5 e f = 500 Hz.	75	
Figura 62 – Exemplificação do uso do schmitt trigger, mostrando o sinal de entrada,		
o sinal após o segundo estágio de amplificação e o sinal após o schmitt		
trigger (saída). $V_{ENT} = 50 \text{ mV}_P$, G = 10, A = 5 e f = 100 Hz.	76	
Figura 63 – Placa de circuito impresso finalizada do circuito de condicionamento do		
sensor de presença de vazão.	76	
Figura 64 – Placa de circuito impressa do circuito de condicionamento do sensor de		
presença de vazão finalizada e soldada.	77	

Figura 65 – Sinal de entrada fornecido pelo gerador de função para testes do circuito de condicionamento do sensor de corrente. $V_{PP} = 116$ mV e $V_{offset} = 218$ mV.	78
Figura 66 – Sinal de entrada fornecido pelo gerador de função para testes do circuito de condicionamento do sensor de corrente. $V_{PP} = 120$ mV e $V_{offset} = 329$ mV.	79
Figura 67 – Sinal de saída do teste do circuito de condicionamento do sensor de corrente para uma entrada com $V_{PP} = 116$ mV e $V_{offset} = 218$ mV	80
Figura 68 – Sinal de saída do teste do circuito de condicionamento do sensor de corrente para uma entrada com $V_{PP} = 120$ mV e $V_{offset} = 329$ mV	80
Figura 69 – Sinal de entrada fornecido pelo gerador de função para testes do circuito de condicionamento do sensor de corrente. $V_{PP} = 114$ mV e $V_{offset} = 493$ mV	81
Figura 70 – Sinal de saída do teste do circuito de condicionamento do sensor de corrente para uma entrada com $V_{PP} = 114$ mV e $V_{offset} = 493$ mV	81
Figura 71 – Montagem experimental para testes do circuito de condicionamento de corrente.	82
Figura 72 – Montagem experimental para testes do circuito de condicionamento de corrente, com enfoque no circuito.	83
Figura 73 – Sinal de saída, com amplificação de 20 vezes, da tensão gerada pela bobina, quando se passava uma corrente de 6,0 A pelo fio condutor.	83
Figura 74 – Sinal de saída, com amplificação de 20 vezes, da tensão gerada pela bobina, quando se passava uma corrente de 11,5 A pelo fio condutor.	84
Figura 75 – Gráfico da tensão de saída (fem com ganho de 20x) em função da corrente medida com o multímetro.	84
Figura 76 – Gráfico da corrente medida com o multímetro em função da tensão de saída (fem com ganho de 20x).	86
Figura 77 – montagem experimental para calibração do sensor de temperatura.	87
Figura 78 – Curva da tensão de saída em função da temperatura do circuito de condicionamento do sensor de temperatura: caso teórico e casos práticos.	87
Figura 79 – Curva da temperatura em função da tensão de saída do circuito de condicionamento do sensor de temperatura: caso prático e ajuste quadrático.	89
Figura 80 – Montagem experimental para teste do circuito de condicionamento do sensor de presença de vazão.	90
Figura 81 – Sinal de saída do circuito de condicionamento do sensor de presença de vazão ao se ligar um alto-falante próximo a ele.	90
Figura 82 – Uso do sensor de vazão na prática.	91

Lista de tabelas

Tabela 1 – Razão R(T)/R25, de acordo com a variação de temp. do termistor NI24MA0302F.	45
Tabela 2 – Valores da razão R(T)/R25 e de R(T), de acordo com a variação de temperatura para o termistor NI24MA0302F.	58
Tabela 3 – Valores de R(T), da tensão diferencial da ponte ($V^+ - V^-$) e da saída do sistema V_o , de acordo com a variação de temperatura para o termistor NI24MA0302F.	60
Tabela 4 – Comparação dos valores da corrente medida pelo multímetro e da tensão diferencial, amplificada, medida pela bobina.	85
Tabela 5 – Valores da tensão de saída do circuito e da temperatura medida, para comparação.	88
Tabela 6 – Custo do projeto x Custo de sensores em mercado.	93

Lista de Siglas e Abreviaturas

AC	<i>Alternate Current</i>
AMPOP	Amplificador Operacional
CI	Circuito Integrado
CMR	<i>Common-Mode Rejection</i>
CMRR	<i>Common-Mode Rejection Ration</i>
DC	<i>Direct Current</i>
EQ.	Equação
FEM	Força eletromotriz
FIG.	Figura
INA	Amplificador de Instrumentação
LTP	<i>Lower trip point</i>
NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i>
RC	Resistor-Capacitor
TAB.	Tabela
TRIMPOT	<i>Trimmer Potentiometer</i>
UTP	<i>Upper trip point</i>
V_{SAT}	Tensão de Saturação

Sumário

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	Contextualização	18
1.2	Delineamento do tema	19
1.3	Objetivos	20
1.4	Estrutura do trabalho	20
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	22
2.1	Conceituação dos elementos bases dos sensores utilizados	22
2.1.1	Bobina toroidal como sensor de corrente	22
2.1.1.1	Núcleo da bobina toroidal	24
2.1.2	Termistor	26
2.1.3	Cristal Piezoelétrico	26
2.2	Condicionamento do sinal	27
2.2.1	Amplificador de Instrumentação	27
2.2.1.1	Alimentação e referência	28
2.2.1.2	Cuidados na entrada	30
2.2.1.3	Compensador	30
2.2.2	Amplificador operacional	32
2.2.2.1	Amplificador inversor	32
2.2.2.2	Buffer	33
2.2.2.3	Schmitt trigger	33
2.2.2.4	Detector de pico ativo	35
2.2.3	Filtros passivos	36
2.2.3.1	Filtro Passivo Passa-Altas	36
2.2.3.2	Filtro Passivo Passa-Baixas	36
2.2.4	Ponte de Wheatstone	37
2.2.5	AMP OPs rail-to-rail	38
3	METODOLOGIA E MATERIAIS	39
3.1	Metodologia	39
3.2	Materiais	40
3.2.1	INA 129	40
3.2.2	LM324	41
3.2.3	OPA2336	41
3.2.4	KIA 7805	42

3.2.5	Bobina toroidal	42
3.2.6	Termistor	44
3.2.7	Piezoelétrico	44
4	DESENVOLVIMENTO	46
4.1	Sensor de corrente	46
4.1.1	Projeto do circuito de condicionamento do sinal	46
4.1.1.1	INA129 e a escolha do ganho	46
4.1.1.2	Segundo estágio de amplificação	47
4.1.1.3	Resistores de pull-up	47
4.1.1.4	Compensador	47
4.1.1.5	Sinal de referência	49
4.1.1.6	Regulador 7805	49
4.1.1.7	Mais alguns detalhes sobre o circuito de condicionamento	49
4.2	Sensor de temperatura	50
4.2.1	Projeto do circuito de condicionamento do sinal	50
4.2.1.1	INA129 e a escolha do ganho	50
4.2.1.2	Resistores de Pull-up	52
4.2.1.3	Filtro Passa-baixas	53
4.2.1.4	Termistor ligado em ponte	54
4.2.1.5	Referências com buffers	55
4.2.1.6	CI 7805	55
4.2.1.7	Mais alguns detalhes sobre o circuito de condicionamento	55
4.2.2	Resultados esperados	57
4.3	Sensor de Presença de vazão	58
4.3.1	Projeto do circuito de condicionamento do sinal	60
4.3.1.1	Detector de pico ativo	60
4.3.1.2	Mais alguns detalhes sobre o circuito de condicionamento	62
5	RESULTADOS COM SIMULAÇÕES	63
5.1	Sensor de corrente	63
5.1.1	Amplificação de sinal sem offset	63
5.1.2	Amplificação de sinal com offset	64
5.1.3	Testes utilizando o LM324 no segundo estágio	65
5.1.4	PCB - circuito de condicionamento do sensor de corrente	66
5.2	Sensor de temperatura	67
5.2.1	Ponte balanceada	67
5.2.2	Ponte desbalanceada simulando 60 °C	68
5.2.3	Ponte desbalanceada simulando 70 °C	68
5.2.4	PCB - Circuito de condicionamento do sensor de temperatura	69

5.3	Sensor de Presença de vazão	70
5.3.1	Sinal de entrada frequência de 100 Hz	70
5.3.2	Sinal de entrada frequência de 500 Hz	71
5.3.3	Circuito com o schmitt trigger	72
5.3.4	PCB - Circuito de condicionamento do sensor de presença de vazão	75
6	RESULTADOS PRÁTICOS	78
6.1	Sensor de corrente	78
6.1.1	Testes com circuito de condicionamento do sensor de corrente	78
6.1.2	Testes de medição de corrente com o uso da bobina	82
6.2	Sensor de temperatura	86
6.3	Sensor de Presença de vazão	89
7	DISCUSSÕES E CONCLUSÕES GERAIS	92
7.1	Custo total do projeto	93
7.2	Trabalhos Futuros	94
7.2.1	Sensor de corrente	94
7.2.2	Sensor de vazão	94
7.2.3	Sensor de temperatura	94
	REFERÊNCIAS	96

1 Introdução

1.1 Contextualização

Com o avanço da tecnologia, cada vez mais se ouve falar sobre crises energéticas e, ligado a isso, formas de economizar energia e produzir energia limpa. Seguindo essa linha por fontes mais limpas de energia, o governo do Brasil implementou nas casas populares do programa Minha casa, Minha vida, sistemas de aquecimento solar da água dos chuveiros das residências, sendo que até o ano de 2013 já haviam mais de 183 mil casas com tal sistema instalado (Portal Brasil, 2013). Tais aquecedores são ligados aos chuveiros para que, nos dias possíveis, seja utilizado apenas essa forma de aquecimento, fazendo com que haja economia da energia. Todavia, os chuveiros também possuem ligação elétrica para que em dias com baixa intensidade solar os moradores possam ainda ter água aquecida em suas casas.

Fazia-se necessário uma verificação da efetividade de tais sistemas, pois mesmo estando instalados e funcionando, em muitas residências ainda não havia uma economia razoável da energia. Isso se deve principalmente ao fato que muitas casas utilizavam da forma equivocada o aquecimento. Em muitos dias que era possível utilizar o aquecimento solar, alguns moradores utilizavam o aquecimento elétrico, principalmente pela praticidade, e isso prejudicava o intuito do projeto (GIGLIO, 2015).

Com base nesses aspectos, a pesquisadora Thalita Giglio elaborou a tese “Influência do usuário na economia de energia obtida por meio do uso de sistema de aquecimento solar de água em habitações de interesse social”, para um estudo mais aprofundado do tema. Em seu trabalho, foi necessário o uso de alguns tipos de sensores e medidores elétricos, dentre eles um sensor de temperatura, um sensor de fluxo e um sensor de corrente. O sensor de temperatura foi utilizado para medir a temperatura da água de banho, assim como a temperatura da água do reservatório e da água do sistema hidráulico que chegava até a residência, para uma comparação com a temperatura do dia em questão; o sensor de corrente, foi utilizado para medir a corrente que chegava até o chuveiro, assim, junto com a tensão do mesmo, era possível medir a potência do sistema. Dessa forma, foi possível verificar quando se estava usando aquecimento solar e quando se utilizava aquecimento elétrico e o tanto de energia que o mesmo gastava; por fim, um sensor de fluxo, o qual verificava quando o chuveiro estava sendo utilizado e também a quantidade de água que estava sendo gasta (GIGLIO, 2015).

Esses equipamentos possuíam diversas limitações: alguns são produtos importados, o que dificulta o tempo de resposta entre fornecedor e consumidor; são produtos relativamente caros, o que dificulta a viabilização de uma medição em larga escala, além de

algumas falhas técnicas como, no caso do sensor de fluxo, que era utilizado um hidrômetro, apresentava diversas falhas devido à temperatura elevada da água.

Dessa forma, o trabalho tratado aqui foca em projetar e desenvolver três sensores que apresentem funcionalidades semelhantes à esses, mas que possam ser produzidos em larga escala, caso necessário, e a um custo mais acessível.

É importante ressaltar, que o projeto como um todo se divide em duas partes: a primeira, já mencionada, será a parte de projeto dos sensores, ou seja a parte analógica dos mesmos, e será abordada nesse trabalho. A segunda, será a parte de compilação das informações, ou seja, a parte digital, que será elaborada em um outro projeto.

1.2 Delineamento do tema

Para cada sensor trabalhado, o trabalho se dará da seguinte maneira:

1- Para o sensor de temperatura, o trabalho é feito com um termistor, que é uma resistência termossensível, ou seja, cuja resistência varia conforme a temperatura. Os pontos a serem avaliados aqui são: a resposta do termistor em relação a temperatura é exponencial, por isso é necessário um circuito de condicionamento para fazer uma suavização da resposta; em certas faixas de temperatura a variação da resistência conforme varia a temperatura é muito pequena, fazendo-se necessário o uso de amplificação do sinal; além disso, para evitar que ruídos da rede sejam amplificados, pois será usado perto da fiação elétrica, também se faz necessário o projeto de filtros.

2- No caso do sensor de corrente, o projeto se dá com um sensor utilizando uma bobina toroidal. Para isso, faz-se uso de princípios da indução magnética, o qual nos indica que toda corrente que passa por um fio elétrico, gera um campo magnético à sua volta. Esse campo magnético é induzido na bobina, o que acaba gerando uma tensão em seus terminais. As dificuldades aqui encontradas são: o sinal gerado através da bobina é muito pequeno e possivelmente com bastante ruído, por isso é necessário um circuito de amplificação de alta precisão e que elimine todos os possíveis ruídos. Além disso, o uso da bobina se mostra bastante complexo, pois para determinados valores, ela pode sofrer saturação e prejudicar as medições.

3- Já com o sensor de vazão, está sendo utilizado um piezoelétrico, e não um hidrômetro pulsado como no trabalho anterior da pesquisadora Thalita Giglio (GIGLIO, 2015). Faz-se uso do princípio de que agitações mecânicas nos piezoelétricos geram potenciais elétricos em seus terminais e tais potenciais podem ser medidos. Dessa forma, é possível verificar quando o chuveiro está ligado ou não, de acordo com a variação da tensão de saída. Da mesma forma que no caso do sensor de corrente, faz-se necessário o uso de um circuito de condicionamento extremamente eficiente, pois há muitos ruídos e um sinal de saída bem pequeno, na faixa dos milivolts.

1.3 Objetivos

Objetivos gerais

O objetivo geral desse projeto é trabalhar e desenvolver circuitos de condicionamento para uso com um sensor de temperatura utilizando um termistor, um sensor de vazão de água utilizando um cristal piezoelétrico e um sensor de corrente alternada, utilizando uma bobina toroidal.

Objetivos específicos

Para atingir o objetivo geral supracitado se faz necessário atingir alguns objetivos menores:

- Estudos e testes dos materiais propostos para elaboração dos circuitos, para verificar se são coerentes com o funcionamento esperado;
- Projetar três diferentes circuitos de condicionamentos, de forma a obter nas saídas dos circuitos sinais limpos e com amplitudes suficientes para a leitura por um microprocessador;
- Simulação dos circuitos propostos, para verificar se os funcionamentos estão de acordo com o esperado;
- Confecção das placas de circuito impresso, para prototipagem dos sensores;
- Testes de funcionamento, verificando possíveis falhas práticas que não foram encontrados durante as simulações;

1.4 Estrutura do trabalho

Este trabalho está dividido em 7 capítulos. O primeiro é referente a uma introdução e contextualização sobre o tema, demonstrando a motivação e um breve delineamento acerca de como foi feito o trabalho.

No segundo capítulo, é abordado uma revisão bibliográfica dos diversos conhecimentos necessários para o desenvolvimento do sistema. É apresentado os conceitos e funcionamento dos sensores que serão utilizados (termistor, cristal piezoelétrico e bobina toroidal), focando na sua utilização e de possíveis dificuldades que os mesmos apresentarão. Além de ser focado na questão do condicionamento do sinal, que se faz necessário nos três casos, focando nas diversas especificidades de cada um e na forma que o sinal deverá apresentar-se em sua saída.

O terceiro capítulo aborda a metodologia que foi usada no trabalho e os materiais utilizados, especificando cada um deles.

O quarto capítulo aborda o desenvolvimento do projeto, explicitando todos os passos que foram seguidos e como foram feitos para obtenção dos resultados esperados.

O quinto capítulo constitui as simulações realizadas. Aborda cada processo feito para validação dos circuitos propostos, assim como a confecção da placa de circuito impresso.

O sexto capítulo tem enfoque nos resultados práticos, abordando o funcionamento dos circuitos na prática e os comparando com os resultados esperados.

No sétimo capítulo se encontra discussões e conclusões acerca de todos os resultados encontrados, apresentando-se os objetivos que foram atingidos, assim como possíveis limitações e possíveis trabalhos futuros.

2 Fundamentação Teórica

2.1 Conceituação dos elementos bases dos sensores utilizados

2.1.1 Bobina toroidal como sensor de corrente

A Lei de Biot-Savart (ou Lei de Ampère para o elemento de corrente) nos diz que uma corrente circulando em um fio condutor produz um campo envolta dele e que “... em qualquer ponto P, o valor absoluto da intensidade do campo magnético, produzido pelo elemento diferencial, é proporcional ao produto entre a corrente, a intensidade do comprimento diferencial e o seno do ângulo existente entre o filamento e a reta que conecta o filamento ao ponto P no qual o campo é desejado” (HAYT, WILLIAM H.; BUCK, JOHN A., 2013).

Junto a isso, a Lei Circuital de Ampère (ou Lei de Ampère do trabalho) determina que “...a Integral de linha de \mathbf{H} ao longo de qualquer caminho fechado é exatamente igual a corrente contínua envolvida pelo caminho”(HAYT, WILLIAM H.; BUCK, JOHN A., 2013).

Matematicamente,

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{L} = I \quad (2.1)$$

Considerando um caminho circular de raio ρ , a intensidade do campo magnético (\mathbf{H}) será:

$$\mathbf{H} = \frac{I}{2\pi\rho} [A/m] \quad (2.2)$$

Para um melhor entendimento, é possível verificar as linhas de força de intensidade do campo magnético na Fig. 1.

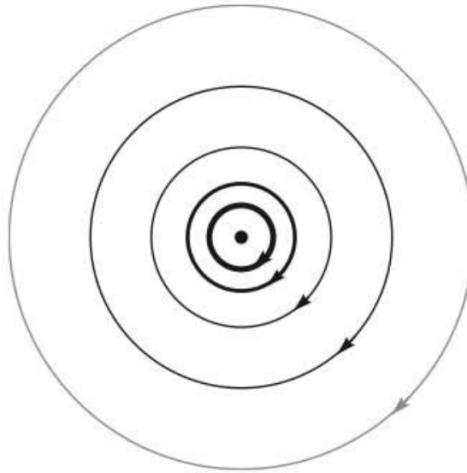
Aqui, a Fig. 1 e a análise inicial são para uma corrente contínua, mas a análise para a corrente alternada é semelhante. Nesse caso, a única exceção é de que o campo será variante no tempo.

A densidade de fluxo magnético (\mathbf{B}) se relaciona com a intensidade de campo magnético através da relação:

$$\mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H} [T] \quad (2.3)$$

Sendo μ a permeabilidade magnética e $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} [H/m]$ para o espaço livre. Para aplicações com núcleos que não são de ar à de se levar em conta a permeabilidade relativa,

Figura 1 – As linhas de força da intensidade de campo magnético em volta de um fio reto infinitamente longo pelo qual circula uma corrente contínua I. O sentido de I é para dentro da página e sua direção é normal à mesma.



Fonte: Retirado de (HAYT, WILLIAM H.; BUCK, JOHN A., 2013).

assim $\mu = \mu_r \cdot \mu_0$. No caso do ar, considera-se $\mu_r = 1$ e, diante disso, $\mu = \mu_0$. (HAYT, WILLIAM H.; BUCK, JOHN A., 2013)

O fluxo magnético é definido por:

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad [\text{Wb}] \quad (2.4)$$

Sendo $d\mathbf{S}$ o diferencial de área.

De forma conjunta, a Lei de Faraday nos diz que "...um campo magnético variante no tempo produz uma força eletromotriz (fem) que pode estabelecer uma corrente em um circuito fechado adequado." (HAYT, WILLIAM H.; BUCK, JOHN A., 2013). Matematicamente, tal lei normalmente é enunciada como:

$$\text{fem} = \frac{-d\Phi}{dt} \quad [\text{V}] \quad (2.5)$$

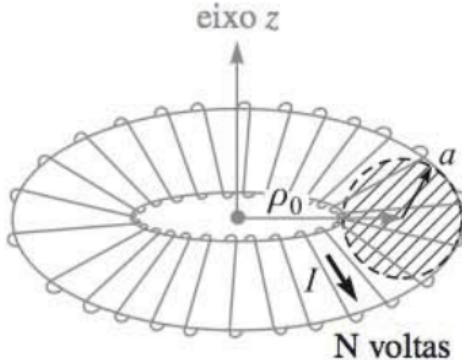
Sendo fem "... uma tensão gerada por condutores em movimento em um campo magnético ou por campos magnéticos variáveis." (HAYT, WILLIAM H.; BUCK, JOHN A., 2013).

Para o caso de uma bobina toroidal (Fig. 2), considerando uma área constante (S_e), o fluxo magnético se dará por:

$$\Phi = N \cdot \mathbf{B} \cdot S_e \quad [\text{V}] \quad (2.6)$$

Sendo N o número de espiras da bobina.

Figura 2 – Toroide de N voltas.



Fonte: Retirado de (HAYT, WILLIAM H.; BUCK, JOHN A., 2013).

Considerando que o fio condutor com uma corrente estará no centro da bobina, o fluxo através do núcleo da bobina será:

$$\Phi = \frac{N \cdot S_e \cdot \mu \cdot I}{2 \cdot \pi \rho_0} \quad [V] \quad (2.7)$$

E assim, sendo $I = I_m \cdot \cos(\omega \cdot t)$ e $\frac{dI}{dt} = -I_m \cdot \omega \cdot \sin(\omega \cdot t)$, a equação da força eletromotriz gerada nos terminais da bobina toroidal será dado por:

$$f_{em} = \frac{N \cdot S_e \cdot \mu \cdot I_m \cdot \omega \cdot \sin(\omega \cdot t)}{2 \cdot \pi \rho_0} \quad [V] \quad (2.8)$$

Dessa forma, é possível saber a corrente elétrica que passa pelo fio condutor, sabendo-se das características da bobina, através da corrente induzida e da fem gerada nela.

2.1.1.1 Núcleo da bobina toroidal

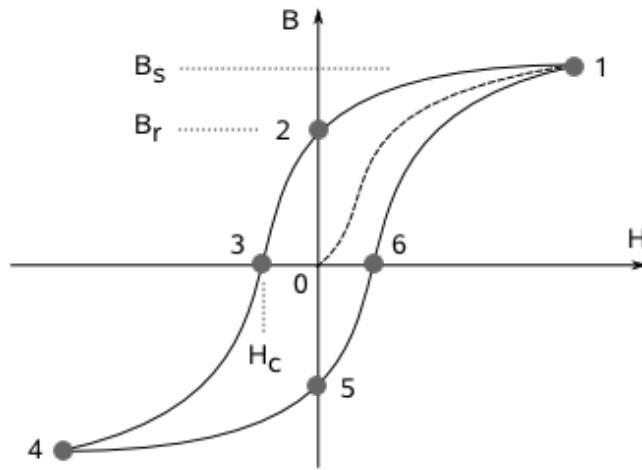
Os materiais de núcleos, com relação à permeabilidade magnética, se dividem em 3 classes: paramagnéticos, diamagnéticos e ferromagnéticos. Esses últimos tem suas permeabilidades relativas muito maior do que 1 e são a categoria de interesse para esse trabalho (MELLO, L. F. P. DE, 1990).

Nesses materiais, a permeabilidade varia com o material e com a intensidade do campo magnético aplicado (MELLO, L. F. P. DE, 1990). Para um melhor entendimento, observe a Fig. 3.

A linha pontilhada indica a curva magnética inicial, ou seja, partindo de $B = 0 \text{ T}$. Ao observá-la, é possível verificar que até certo ponto ela é dada quase como linear e depois, começa a se estabilizar em um valor limite. Desse ponto em diante é dita de saturação. Nessa situação, mesmo com aumento de H , o valor de B tende a permanecer o mesmo (MELLO, L. F. P. DE, 1990).

Já a curva fechada da Fig. 3 acontece quando se aplica um campo H que varia nos dois sentidos. É conhecida como loop de histerese (MELLO, L. F. P. DE, 1990).

Figura 3 – Curva de histerese de um núcleo ferro-magnético.

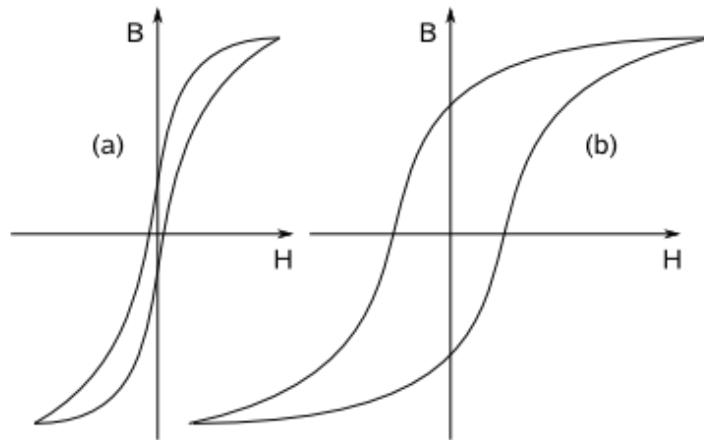


Fonte: Retirado de (MSPC, 2007).

Observa-se que quando se magnetiza o núcleo até a saturação e depois o desmagnetiza, ao chegar em $H=0$, o valor de B será diferente de zero, pois há ainda um fluxo residual (MELLO, L. F. P. DE, 1990).

Entretanto, essa curva é mais evidente em núcleos ditos duros, que levam um tempo maior para sua desmagnetização. Os núcleos moles, se desmagnetizam de forma muito mais simples, fazendo com que quase não exista um laço de histerese (Fig.4) (MELLO, L. F. P. DE, 1990).

Figura 4 – Curva de histerese comparando material mole (a) e material duro (b).



Fonte: Retirado de (MSPC, 2007).

Para a prática em questão é utilizado um núcleo mole de Sendust e pode-se considerar que suas curvas de magnetização e desmagnetização são a mesma. Além disso, é considerado apenas a região linear da curva, fazendo com que a variação de B em função de H se dê de forma linear. Mais informações acerca do núcleo utilizado se dará na seção 3.2.5.

2.1.2 Termistor

Termistor é um resistor altamente suscetível à variação de temperatura, ou seja, sua resistência (R_s) varia em função da temperatura. Um dos tipos mais utilizados de termistores são os NTCs (do inglês, Negative Temperature Coefficient). Para esse tipo específico, sua resistência diminui conforme aumenta a temperatura em cima do material. Matematicamente, a resistência do termistor é definida pela Eq.: (FRANÇA, J. A. DE, 2015)

$$R_s = R_0 e^{B \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_0} \right)} \quad (2.9)$$

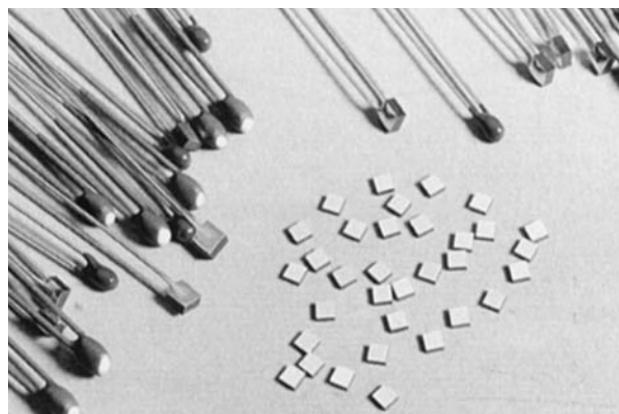
Sendo que “ R_0 é a resistência do sensor na temperatura padrão T_0 (normalmente 25°C) e B é uma constante que depende do processo de fabricação do sensor e pode ser determinada experimentalmente.” (FRANÇA, J. A. DE, 2015).

Verificando-se assim, a relação exponencial entre a temperatura e a resistência de um termistor.

O termistor utilizado será o NI24MA0302F, com valor de resistência padrão à 25 °C de 3 kΩ e com tolerância de ±1% (CORPORATION., 2010).

Na Fig. 5 é possível observar alguns modelos de termistores:

Figura 5 – Modelos de termistores.



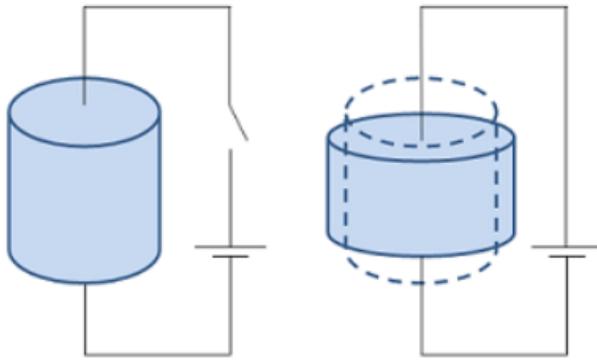
Fonte: Retirado de (CORPORATION., 2010).

2.1.3 Cristal Piezoelétrico

O efeito piezoelétrico consiste na transformação da energia elétrica em energia mecânica e vice-versa. Cristais piezoelétricos são basicamente cristais que estão sujeitos à essas alterações, ou seja, quando são submetidos à forças mecânicas (pressão) geram tensão elétrica em seus terminais proporcional à deformação do cristal. Essa transformação é dita como efeito direto e é a situação que será trabalhada nesse projeto (MARRA, V., 2012).

O efeito indireto consiste em uma deformação mecânica do cristal conforme é aplicada uma tensão elétrica sobre ele. Para melhor entendimento, observe a Fig. 6 (MARRA, V., 2012).

Figura 6 – Demonstração do efeito indireto no cristal piezoelétrico.



Fonte: Retirado de (MARRA, V., 2012).

Para o trabalho em questão, não vem ao caso fazer um estudo aprofundado matematicamente do funcionamento do cristal piezoelétrico, pois aqui será interessante apenas saber se há uma variação de tensão elétrica em seu terminal, quando sob uma força mecânica, ou não. Não necessita-se necessariamente saber o valor exato dessa tensão.

2.2 Condicionamento do sinal

2.2.1 Amplificador de Instrumentação

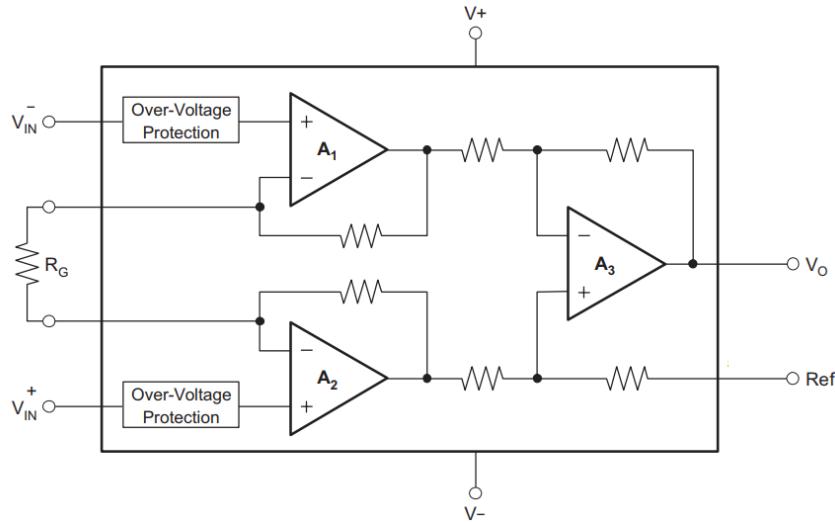
Amplificadores de Instrumentação (INA, do inglês, *Instrumentation Amplifiers*) são circuitos integrados (CIs) formados, geralmente, por 2 ou 3 amplificadores operacionais (AMP OP) em um conjunto de malha fechada e entrada diferencial. Essa malha fechada é implementada com resistores internos ao capsulamento que encerra todo o conjunto. Ademais, há um resistor externo, que deve ser provido pelo usuário, e que dita o valor do ganho de malha fechada (FRANÇA, J. A. DE, 2015).

Na Fig. 7 é possível observar um dos modelos mais comuns de amplificadores de instrumentação:

Como dito, o valor do ganho do INA é definido pelo valor atribuído ao resistor R_G . A equação para tal ganho varia de acordo com o modelo do amplificador utilizado.

Algumas características importantes a se destacar acerca dos INAs são que eles possuem impedâncias de entradas extremamente altas, da ordem de $G\Omega$, e possuem impedâncias de saídas extremamente baixas, sendo para baixas frequências da ordem de $m\Omega$. Mas, principalmente, é importante destacar sua rejeição de modo comum (CMR, do inglês, *Common-Mode Rejection*). Ou seja, os INAs tem a capacidade de eliminar sinais que

Figura 7 – Esquemático genérico do CI de um Amplificador de Instrumentação.



Fonte: Adaptado de (INSTRUMENTS., 2016).

sejam comuns a ambas as entradas, enquanto amplificam sinais diferenciais (FRANÇA, J. A. DE, 2015).

Todavia, para usar de forma correta os amplificadores de instrumentação e prevenir possíveis falhas práticas, é necessário tomar alguns cuidados, os quais podem ser vistos à seguir.

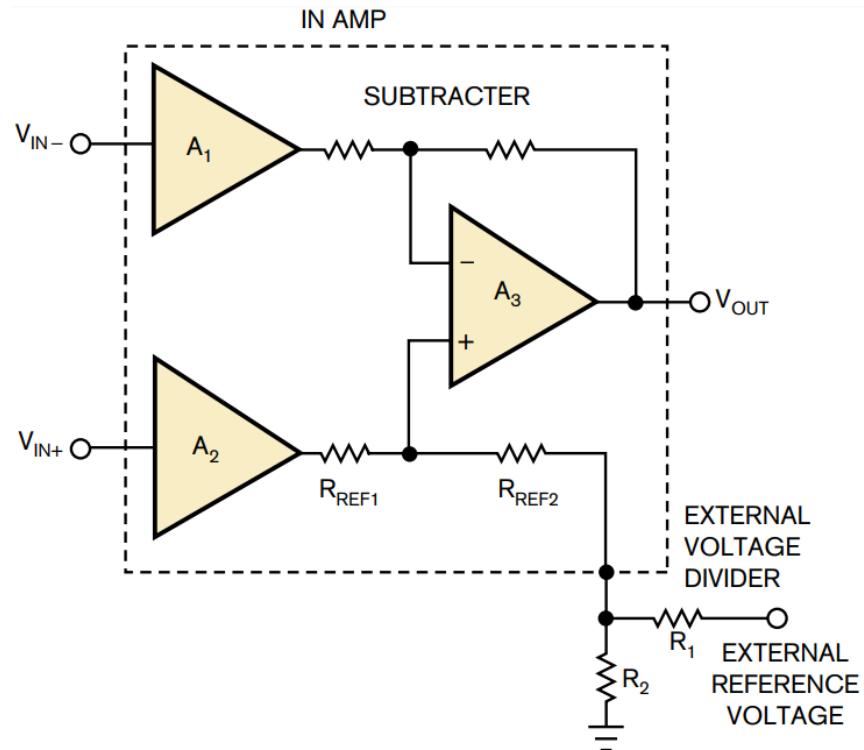
2.2.1.1 Alimentação e referência

Normalmente, os INAs são utilizados com alimentação simétrica (alimentação positiva em $+V$ e alimentação negativa em $-V$) e referência ligada ao terra. Assim, seu range de saída fica em torno de $\pm V$. Contudo, para algumas aplicações se faz necessário utilizar alimentações assimétricas (ou simples), como é o caso desse trabalho. Para alimentações assimétricas, com $V+ = V$ e $V- = 0$, necessita-se alterar a referência para um valor em torno de $V_{REF} = V/2$. Pois assim, o range de saída será entre V e 0 e centrada em $V/2$. É importante que a referência seja nesse valor, pois caso a entrada diferencial seja negativa, ainda será possível fazer a amplificação, já que a saída será centrada em $V/2$. Apesar de possuir um range menor que para os casos de alimentação simétrica, essa forma de utilização é eficiente (KITCHIN C; COUNTS, 2015).

Aqui, vale um outro cuidado a se ter. Ao se utilizar da referência, em muitos casos são utilizados divisores resistivos, pela praticidade e resultados. Porém, ao se ligar diretamente um divisor resistivo na referência do INA, pode-se trazer sérias consequências (KITCHIN C; COUNTS, 2015). Observe a Fig. 8.

Ligar uma referência com alta impedância pode introduzir erros no circuito, pois a entrada da referência faz parte do circuito subtrator do amplificador de instrumentação e, assim, ela possui uma resistência finita de aproximadamente $R_{REF1} + R_{REF2}$, geralmente

Figura 8 – Situação ao se ligar um divisor resistivo em um INA.

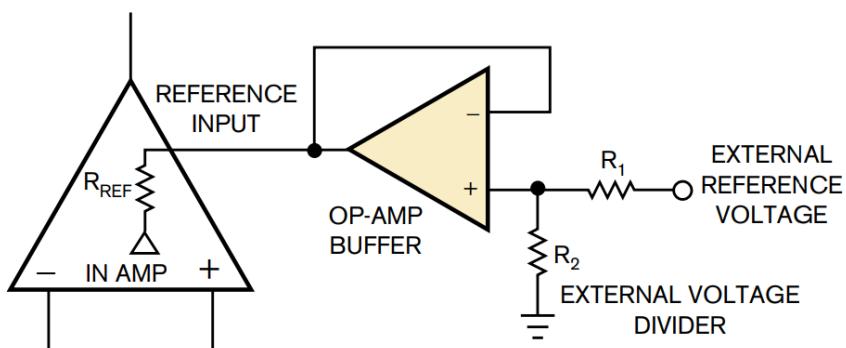


Fonte: Retirado de (KITCHIN C; COUNTS, 2015).

$2 R_{REF}$. Ao se adicionar o resistor externo R_2 , normalmente é introduzido um erro CMR. Uma solução seria diminuir o valor de R_2 para próximo de $0,1\% 2R_{REF}$ (para CMR de 60 dB). Entretanto, esse valor de resistência normalmente seria muito baixo e, por sua vez, iria consumir grandes quantidades de corrente de forma desnecessária (KITCHIN C; COUNTS, 2015).

Juntos, essas duas citações fornecem argumentos suficientes para se utilizar um buffer com AMP OPs na entrada da referência (Fig. 9). O amplificador operacional possui baixa impedância de saída - tipicamente menor do que 1Ω - e, consequentemente, não contribui com nenhum erro CMR significativo. (KITCHIN C; COUNTS, 2015)

Figura 9 – Situação ao se ligar um buffer entre o divisor resistivo e a referência.



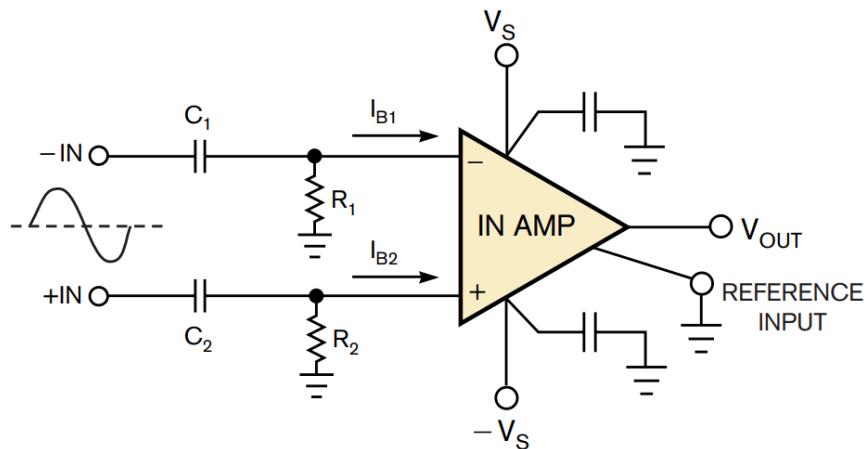
Fonte: Retirado de (KITCHIN C; COUNTS, 2015).

2.2.1.2 Cuidados na entrada

Considerando que a maioria das aplicações não precisam levar em conta o nível DC do sinal, em muitas delas são feitos acoplamentos das entradas AC do circuito. Todavia, o procedimento correto não é simplesmente acoplar um capacitor em série nas entradas, pois as correntes de polarização carregariam os capacitores de acoplamento AC até que excedessem a tensão de entrada de modo comum, fazendo, em certo momento, o amplificador ficar inoperante (KITCHIN C; COUNTS, 2015).

Para a operação com alimentação simétrica, existe uma solução simples: adicionar duas resistências de retorno DC (ou pull-down) de grande valor, uma entre cada entrada e o terra (Fig. 10). Assim, ambas as entradas são dc-referenciadas ao solo e não ficam mais flutuantes.

Figura 10 – Para alimentação simétrica, um alto valor de resistência entre a entrada e o terra, faz as entradas não mais ficarem flutuantes.



Fonte: Retirado de (KITCHIN C; COUNTS, 2015).

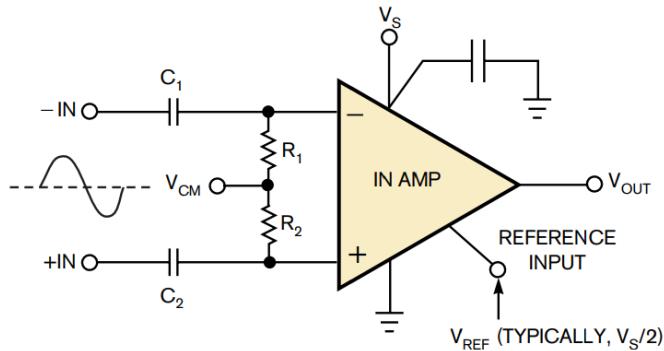
Entretanto, para alimentação assimétrica, o acoplamento CA se torna um pouco mais complicado. Agora, é necessário uma aplicação de tensão em modo comum nas entradas juntas ao resistores (resistor de pull-up). Isso acontece, porque a saída do amplificador não pode ficar abaixo da menor referência (0, para esse caso). Observe a Fig. 11 (KITCHIN C; COUNTS, 2015).

Há ainda uma outra forma de evitar que níveis DC indesejados da entrada prejudiquem o andamento do circuito, usando compensadores, que será discutido à seguir.

2.2.1.3 Compensador

Quando se trabalha com amplificações de pequenos sinais, muitas vezes são utilizados grandes valores de ganhos (500 ou 1000 vezes). Ao se ter um potencial DC que não é tratado, o sistema pode acabar saturando (CARR, JOSEPH J.; BROWN, JOHN M., 2000). Umas das soluções para essa situação, como comentado anteriormente, é fazer um acoplamento AC. Entretanto, técnicas semelhantes à citada não são muito interessante,

Figura 11 – Para alimentação assimétrica, um alto valor de resistência entre a entrada e uma tensão de referência, faz as entradas não mais ficarem flutuantes.

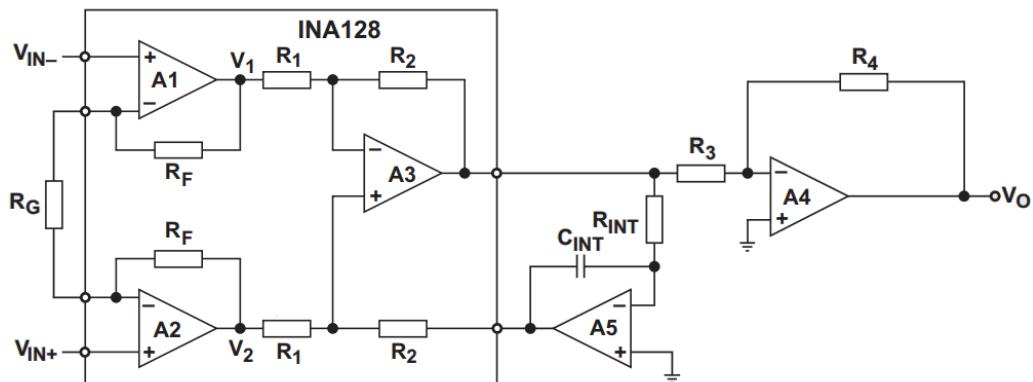


Fonte: Retirado de (KITCHIN C; COUNTS, 2015).

pois causam uma degradação da razão de rejeição de modo comum (CMRR, do inglês, *Common-Mode Rejection Ration*) e pode gerar ruído no circuito. Dessa maneira, a melhor maneira de uma rejeição do nível DC é utilizar técnicas de supressão ativa. Nesse quesito entram os compensadores (CARRERA A; ROSA, 2013).

O compensador consiste em utilizar um integrador como referência no amplificador de instrumentação (KUGELSTADT, 2005). Confira a Fig. 12.

Figura 12 – INA 128 ligado a 2 AMP OPs: um como compensador e outro equivalendo a um segundo estágio de ganho.



Fonte: Adaptado de (KUGELSTADT, 2005).

Importante frisar que para essa aplicação é interessante utilizar um INA que possua um ganho unitário em seu segundo estágio interno. O INA 128/129 nos fornece essa situação e é o que será utilizado nesse trabalho. Além disso, é de extremo interesse possuir mais um estágio de amplificação externo utilizando AMP OP. Na Fig. 12 é utilizado o AMP OP com realimentação negativa, que será melhor discutido na próxima seção (CARR, JOSEPH J.; BROWN, JOHN M., 2000).

Se existisse um único estágio de amplificação, o compensador não seria suficiente e o sistema acabaria saturando. Ao separar o ganho em dois estágios, o compensador atuará no primeiro, enquanto que o sinal de saída de tal estágio (saída do INA) poderá ser

tranquilamente amplificado no segundo estágio (AMP OP com realimentação negativa) (CARR, JOSEPH J.; BROWN, JOHN M., 2000).

O compensador funciona da seguinte maneira: supondo uma entrada DC com nível de 300 mV e um ganho do INA de 10 vezes, a saída do INA seria então 3V e o segundo estágio, supondo um ganho de 50 vezes, amplificaria esse valor para 150 V. Nota-se que, rapidamente, o sistema iria saturar. Entretanto, o circuito não atingiria esses 150 V. Na verdade, ele não chega a um valor muito alto. Porque, se a tensão tende a ir para um valor positivo alto, rapidamente o integrador (compensador) aplica uma tensão negativa na referência do amplificador de instrumentação. Isso faz com que o nível DC seja eliminado e não apareça amplificado na saída. A tensão de offset de 3 V chega a uma das entradas de A_3 ao mesmo tempo que a correção negativa chega na outra pela realimentação. Isso continua, até o offset ser eliminado (CARR, JOSEPH J.; BROWN, JOHN M., 2000).

Assim, ao eliminar o offset, o segundo estágio pode amplificar o sinal, sem correr o risco de saturação (CARR, JOSEPH J.; BROWN, JOHN M., 2000).

Relevante pontuar que o integrador (compensador) atua tanto como um filtro passa-baixas, como quanto um filtro passa-altas. O sinal que chega na referência do INA é apenas o nível DC, para fazer a compensação, dessa forma o integrador está atuando como um filtro passa-baixas, eliminando os sinais em altas frequências. Olhando pela outra perspectiva, ao eliminar o nível DC, significa que ele está atuando como um filtro passa-altas (KUGELSTADT, 2005).

Desse modo, se faz necessário calcular a frequência de corte do compensador. Ela é calculada através da relação abaixo:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R_{INT} \cdot C_{INT}} \quad (2.10)$$

Sendo R_{INT} e C_{INT} a resistência e capacitância do integrador, respectivamente.

2.2.2 Amplificador operacional

Para o trabalho em questão, é pertinente ter o conhecimento de quatro tipos de topologias com AMP OPs: amplificador inversor com realimentação negativa, Buffer, Schmitt trigger e o detector de pico ativo (detector de envoltória).

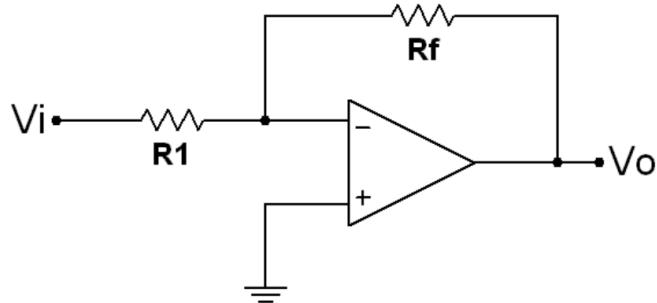
2.2.2.1 Amplificador inversor

O amplificador inversor com realimentação negativa é uma das topologias mais utilizadas. É um circuito linear com AMP OP, responsável por dar ganho ao circuito. É possível observar esse tipo de ligação na Fig. 13 (WENDLING, 2010).

O ganho do circuito é definido pelos valores dos resistores R_1 e R_f e é dado por:

$$A = -\frac{R_f}{R_1} \quad (2.11)$$

Figura 13 – Amplificador inversor com realimentação negativa.

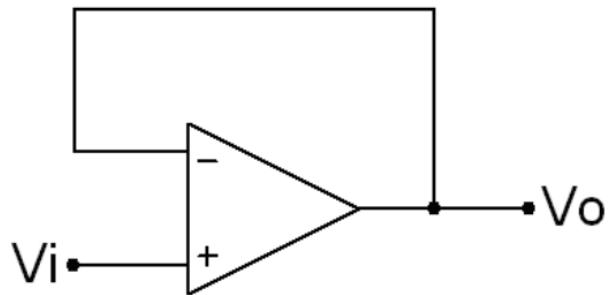


Fonte: Retirado de (WENDLING, 2010).

2.2.2.2 Buffer

O buffer (Fig. 14), ou seguidor unitário, fornece ao circuito ganho unitário, sem inversão de polaridade ou fase. Ele atua como um isolador de estágios, além de ser um reforçador de correntes e casador de impedâncias (WENDLING, 2010).

Figura 14 – Seguidor de tensão ou buffer.



Fonte: Retirado de (WENDLING, 2010).

Seu sinal de saída será:

$$V_0 = V_i \quad (2.12)$$

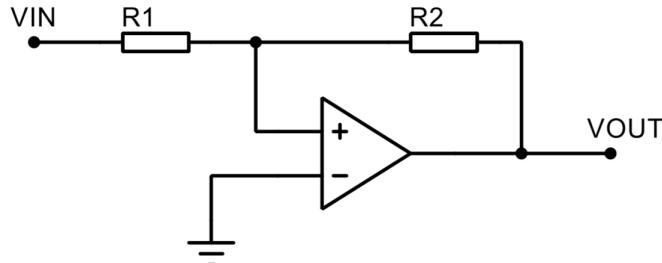
2.2.2.3 Schmitt trigger

Ao se utilizar um comparador comum, com um único ponto de referência, pode ocorrer instabilidade ao circuito, pois mesmo alguns pequenos ruídos podem fazer com que o sinal de saída oscile. Para suprir essa falha, existe o schmitt trigger (Fig. 15) (MALVINO, ALBERT P., 1997).

Ao se utilizar de realimentação positiva, em vez de negativa, a tensão de feedback se soma a tensão de entrada em vez de se opor a ela. Atuando dessa maneria, faz com que o circuito possua a propriedade chamada de histerese (Fig. 16).

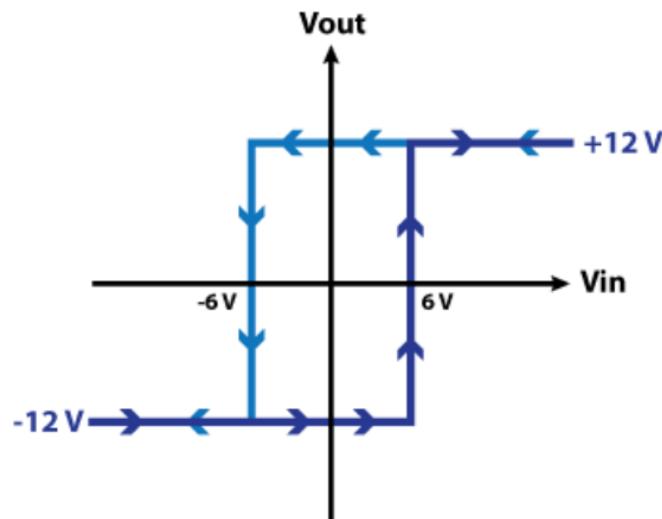
O laço de histerese, como observado na Fig. 16, explicita o funcionamento do schmitt trigger. No caso do circuito não inversor, seu funcionamento acontece da seguinte ma-

Figura 15 – Circuito Schmitt trigger.



Fonte: O próprio autor.

Figura 16 – Laço de histere de um circuito qualquer schmitt trigger.



Fonte: Retirado de (NEDELKOVSKI, D., 2017).

neira: há apenas duas possíveis saídas, que são as tensões de saturação de acordo com a alimentação, V_{sat-} e V_{sat+} e duas tensões de limiares, o ponto de comutação superior (UTP, do inglês, *upper trip point*) e o ponto de comutação inferior (LTP, do inglês, *lower trip point*). Supondo que a tensão de saída esteja em V_{sat+} , ela ficará dessa forma até que a tensão de entrada seja menor que a tensão LTP. Quando a entrada passar pra um valor menor que LTP, a saída então ficará com o valor de V_{sat-} e ficará dessa forma até que a tensão de entrada supere a tensão UTP novamente (MALVINO, ALBERT P., 1997).

Fica evidente que há uma janela de atuação e nessa janela não há comutação do valor de saída. A comutação acontece apenas em suas extremidades. Isso é de extrema importância, pois enquanto em comparadores comuns, pequenos ruídos podem fazer o sinal de saída se alterar, aqui não há esse perigo. Ou pelo menos, ele é diminuído drasticamente (MALVINO, ALBERT P., 1997).

O limiar de UTP e LTP é definido de acordo com as resistências R_1 e R_2 e dado por: (MALVINO, ALBERT P., 1997)

$$\text{UTP} = \frac{R_2}{R_1} V_{sat+} \quad (2.13)$$

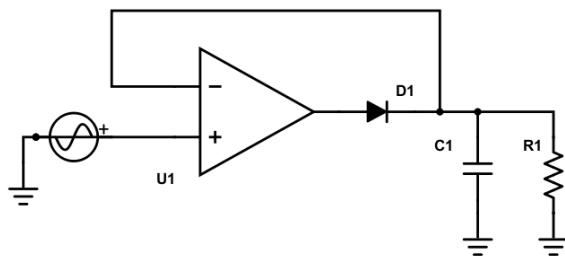
$$LTP = \frac{R_2}{R_1} V_{sat-} \quad (2.14)$$

As tensões de saída, como já mencionado, dependerá da alimentação do circuito. Idealmente falando, se a alimentação for 5 V e 0 V, suas respectivas tensões de saturação serão $V_{sat+} = 5$ V e $V_{sat-} = 0$ V.

2.2.2.4 Detector de pico ativo

Em muitas situações jaz necessário transformar um sinal alternado, ou alguma outra forma de onda, em algo contínuo, ou pelo menos próximo a isso. Nessas situações, uma aplicação de interesse são os detectores de pico ativo. Como o próprio nome sugere, sua função consiste em detectar o maior valor do circuito e mantê-lo assim por um tempo (MALVINO, ALBERT P., 1997). Na Fig. 17 é possível verificar o circuito do detector de pico ativo.

Figura 17 – Circuito do detector de pico ativo.



Fonte: O próprio autor.

Como se observa na Fig. 17, há duas regiões distintas de operação: o ciclo ativo, quando o diodo está conduzindo, e o ciclo negativo, quando o diodo entra em corte. No ciclo ativo, o capacitor se carrega com o valor do pico da tensão de entrada. No segundo momento, o diodo entra em corte e a realimentação fica aberta. Nesse caso, o capacitor se descarrega através do resistor de carga (MALVINO, ALBERT P., 1997).

Se faz necessário um cuidado nos valores de capacitores e resistores que serão utilizados. Se a constante de tempo for maior que o período do sinal de entrada, então a tensão de saída será próxima ao valor de pico da entrada. Normalmente, a constante RC é no mínimo 10 vezes maior que o período T do sinal. A relação que define isso pode ser conferida abaixo (MALVINO, ALBERT P., 1997):

$$RC \geq 10T \quad (2.15)$$

Essa condição é suficiente para fazer a tensão de saída ficar próxima dos 95% da tensão de entrada (MALVINO, ALBERT P., 1997).

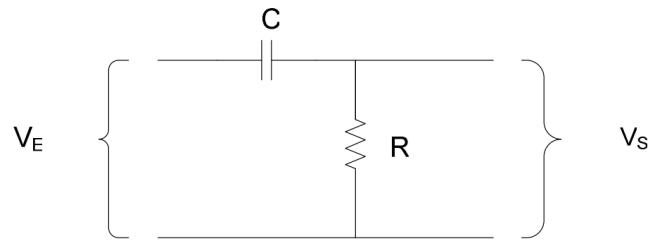
2.2.3 Filtros passivos

Em alguns momentos são necessário o uso de filtros para eliminar alguns sinais indesejados. Os mais comuns são os filtros passivos passa-altas e passa baixas. Esses filtros são ditos passivos por utilizarem apenas elementos passivos (resistores e capacitores, nesse caso) (SILVA, L. M. C., 2007).

2.2.3.1 Filtro Passivo Passa-Altas

A topologia de um filtro RC passa-altas é dada conforme a Fig. 18 (SILVA, L. M. C., 2007).

Figura 18 – Topologia filtro passivo passa-altas.



Fonte: Retirado de (SILVA, L. M. C., 2007).

E sua frequência de corte é dada por:

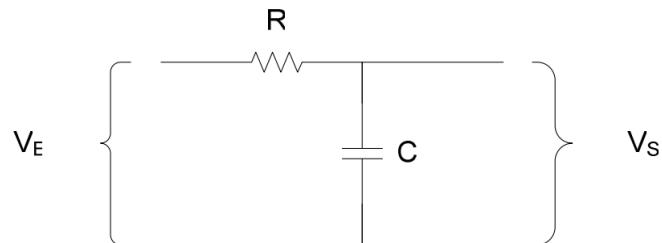
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.16)$$

Aqui, observa-se que para baixas frequências, o capacitor funcionará como um circuito aberto, assim o circuito só começará a conduzir em altas frequências, quando o capacitor passa a ser próximo de um curto.

2.2.3.2 Filtro Passivo Passa-Baixas

A topologia de um filtro RC passa-baixas é dada conforme a Fig. 19 (SILVA, L. M. C., 2007).

Figura 19 – Topologia filtro passivo passa-baixas.



Fonte: Retirado de (SILVA, L. M. C., 2007).

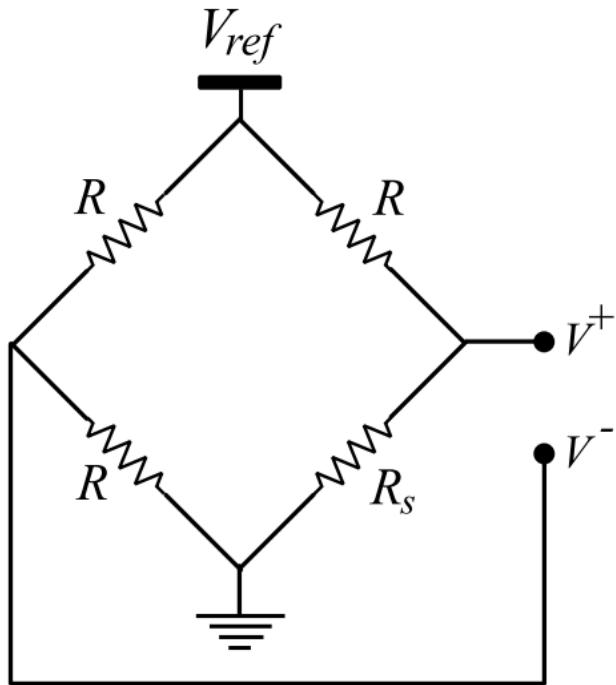
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.17)$$

Nessa situação, para baixas frequências, o capacitor está em aberto e, portanto, chega sinal à saída do circuito. Entretanto, à altas frequências, o capacitor funciona como um curto e se torna o caminho “mais fácil” para a corrente, fazendo com que a saída se aproxime de zero.

2.2.4 Ponte de Wheatstone

Circuitos com a disposição semelhante ao da Fig. 20 são conhecidos como ponte de wheatstone. Esse tipo de estrutura maximiza o efeito da variação de resistência elétrica. (FRANÇA, J. A. DE, 2015)

Figura 20 – Esquemático de ligação de uma ponte de wheatstone.



Fonte: Retirado de (FRANÇA, J. A. DE, 2015).

Na aplicação em questão (sensor de temperatura), um dos resistores da ponte será o sensor (termistor) e os outros três deverão ser resistores com resistências iguais a resistência do termistor à temperatura padrão de 25°C ($3k\Omega$). A resistência do sensor está representada na Fig. 20 como R_s . Enquanto R_s for igual a $3k\Omega$ a tensão diferencial ($V^+ - V^-$) será nula. Todavia, se houver variação de temperatura, a resistência do sensor irá variar e a tensão diferencial se torna:

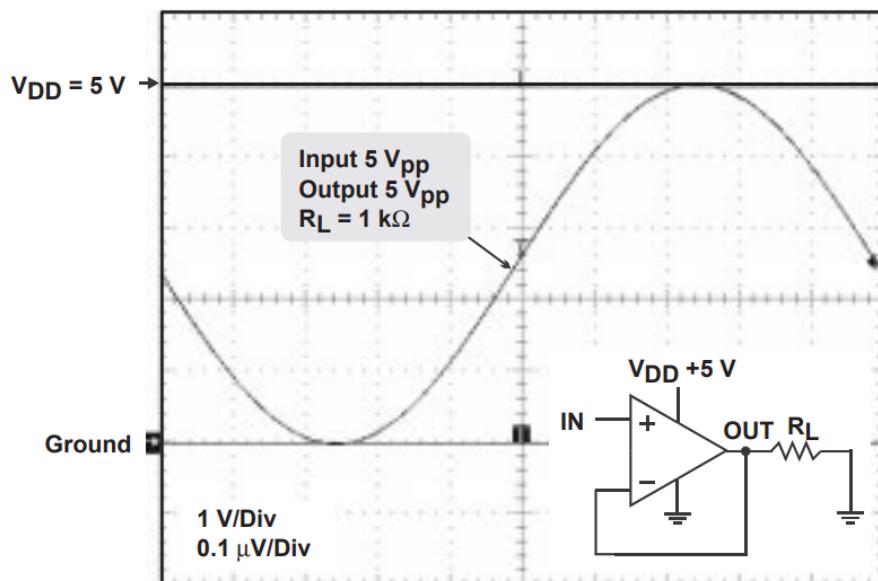
$$(V^+ - V^-) = V_{ref} \left(\frac{R_s}{R + R_s} - 0,5 \right) \quad (2.18)$$

Essa equação é de extremo interesse, pois é através dela que será possível fazer a comparação da tensão do circuito do sensor de temperatura com a temperatura medida. Ou seja, ela será o referencial da temperatura.

2.2.5 AMP OPs rail-to-rail

Em muitas aplicações, principalmente quando se trata de alimentação simples de 5 V, é de extremo interesse ter todo o range de saída possível. Porém, nos amplificadores ditos comuns, sabe-se que o range verdadeiro, antes do componente saturar, não é 5 V. Em muitos casos não chegam a 3,5 V. Para suprir esse problema se faz necessário do uso de amplificadores operacionais rail-to-rail. Devido a sua arquitetura diferente esse tipo de AMP OP consegue usar todo o range de sua alimentação (HAHN, 1999). Observe a Fig. 21.

Figura 21 – Estágio de saída do AMP OP rail-to-rail.



Fonte: Retirado de (FRANÇA, J. A. DE, 2015).

Observe que o sinal de saída se mantém fiel em todo o range da alimentação do AMP OP (terra até 5 V). A resposta é praticamente ideal. isso acontece apenas com os amplificadores ditos rail-to-rail. Outros amplificadores teriam sua saída limitadas antes de atingir o limiar da alimentação do circuito (HAHN, 1999).

3 Metodologia e Materiais

3.1 Metodologia

O trabalho em questão se consiste em algumas etapas e sequências de ações para ser feitas. Inicialmente, após definição do projeto, foi feito um estudo acerca de todas as possibilidades, para averiguação de qual seria a mais adequada e também para embasamento teórico e, assim, conseguir propor uma solução coerente e interessante ao problema levantado.

Depois, foi verificado em laboratório como era o funcionamento prático dos materiais que seriam utilizados como sensores (bobina toroidal, piezoelétrico, termistor), para um melhor entendimento do mesmo e afirmação de que seriam suficientes para o projeto.

Na sequência, foram feitos os projetos dos sensores propostos, fazendo com que, na teoria, atendessem à demanda pedida. Para isso, foi teoricamente pensado nas diversas hipóteses e o que seria necessário para solucioná-las.

Com os sistemas projetados foi preciso fazer as simulações dos mesmos. As simulações se deram no software Proteus 8.0 ®. Lá foi possível fazer a montagem dos três circuitos e simulá-los. Isso é de extrema importância para fazer validação da teoria antes dos testes práticos, pois caso houvesse algo que tivesse passado de forma equivocada, poderia ser averiguado nesse instante.

Com a simulação concluída e com os circuitos propostos funcionando, foi então feitos testes em laboratórios, com os circuitos montados no protoboard, para verificar as características práticas de funcionamento. Isso também é de extrema importância, pois na prática os componentes não se portam de forma ideal e, às vezes, é necessário adquirir produtos específicos para uma funcionamento mais adequado (vide seção 2.2.5 para comparação dos AMP OPs rail-to-rail).

Com os circuitos validados também na prática, foi então feito o roteamento das placas de circuito impresso, para que assim os produtos fossem finalizados. Com as placas prontas, as mesmas foram soldadas e montadas.

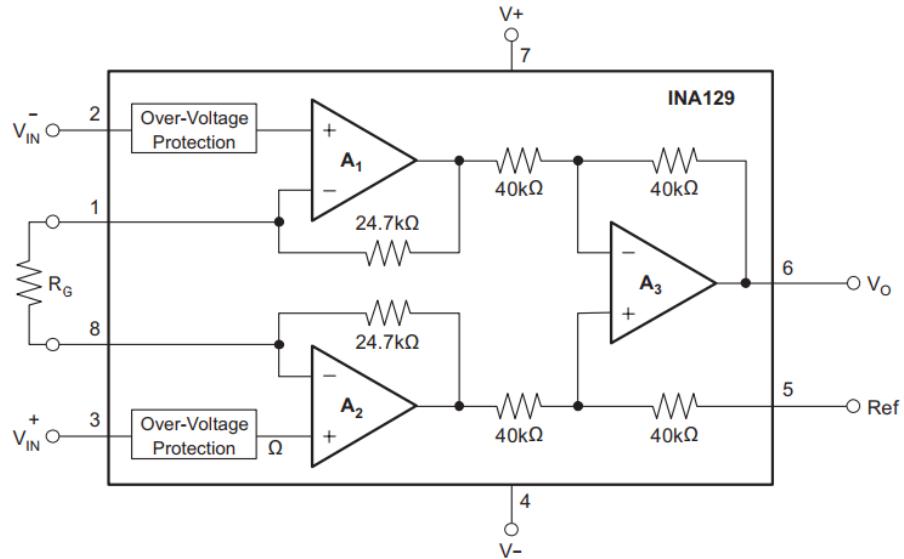
Por fim, foram feitos testes práticos, tanto na bancada de laboratório, quanto em fios e canos de fato, para verificar o resultado final do projeto. Fazendo-se assim, comparações dos resultados práticos e os esperados na literatura.

3.2 Materiais

3.2.1 INA 129

O amplificador de instrumentação utilizado nesse trabalho será o INA 129. Na Fig. 22 é possível verificar o esquemático interno simplificado do CI.

Figura 22 – Esquemático interno simplificado do INA129.



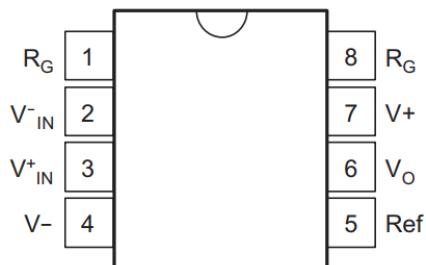
Fonte: Adaptado de (INSTRUMENTS., 2016).

O ganho do INA129 é dado por:

$$G = 1 + \frac{49,4k}{R_G} \quad (3.1)$$

A pinagem do CI pode ser conferida na Fig. 23:

Figura 23 – Pinagem do INA129.



Fonte: Retirado de (INSTRUMENTS., 2016).

Algumas das características particulares do amplificador em questão são (INSTRUMENTS., 2016):

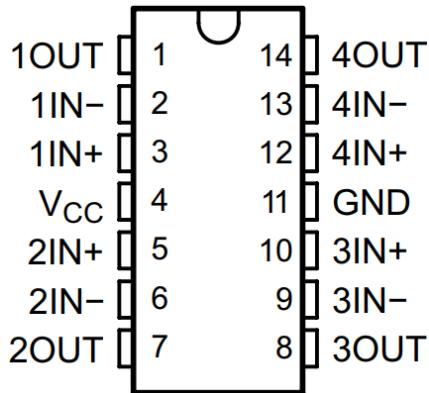
- Tensão de offset: 50μ V máxima;

- Deriva térmica: $0,5\mu\text{ V}/^{\circ}\text{C}$ máximo;
- Corrente de polarização: 5 nA máxima;
- Alto CMR: 120 dB mínimo;
- Proteção de entrada: $\pm 40\text{ V}$;
- Range de alimentação: $\pm 2,25\text{ V}$ a $\pm 18\text{ V}$.

3.2.2 LM324

Um dos Amplificadores de instrumentação utilizado é o LM324 da Texas Instruments. Observe seu esquemático interno na Fig. 24.

Figura 24 – Pinagem do LM324.



Fonte: Retirado de (INSTRUMENTS., 2015).

Algumas de suas características que valem ser frisadas são (INSTRUMENTS., 2015):

- Range de alimentação para alimentação simples: 3 V a 32 V;
- Possui 4 AMP OPs internos;
- Baixa corrente drenada da alimentação: 0,8 mA.

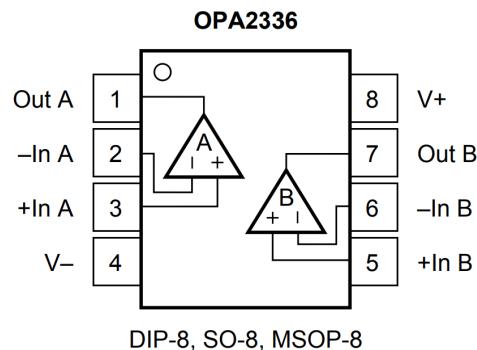
3.2.3 OPA2336

Para um range melhor de saída se faz necessário o uso de um AMP OP rail-to-rail. O AMP OP escolhido é o OPA2336 da Brown Products - Texas Instruments. Observe o esquemático de pinagem do CI na Fig. 25.

Algumas características de interesse do OPA2336 são (INSTRUMENTS., 2005):

- Opera em alimentação simples;
- Saída rail-to-rail;

Figura 25 – Pinagem do OPA2336.



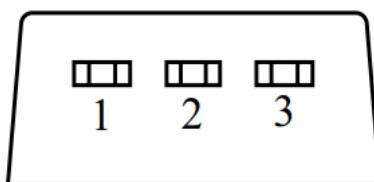
Fonte: Retirado de (INSTRUMENTS., 2005).

- Baixa tensão de offset: $125 \mu\text{V}$ máxima;
- Range de alimentação: 2,3 V a 5,5 V.

3.2.4 KIA 7805

O KIA 7805, da KEC - Semiconductor Technical Data, foi o regulador de tensão escolhido para ser trabalhado. Ele fornece em sua saída uma tensão de 5 V. Na Fig. 26 é possível conferir o esquemático de pinagem do CI.

Figura 26 – Pinagem do KIA 7805: 1-Input; 2-GND e 3-Output.



Fonte: Retirado de (DATA., 2010).

Algumas de suas características de destaque são (DATA., 2010):

- Proteção de sobrecarga térmica interna;
- Proteção contra curto-circuito interno;
- Corrente de saída de até 1,5 A;
- Em condições normais: tensão de saída típica de 5 V, mínima de 4,8 V e máxima de 5,2 V.

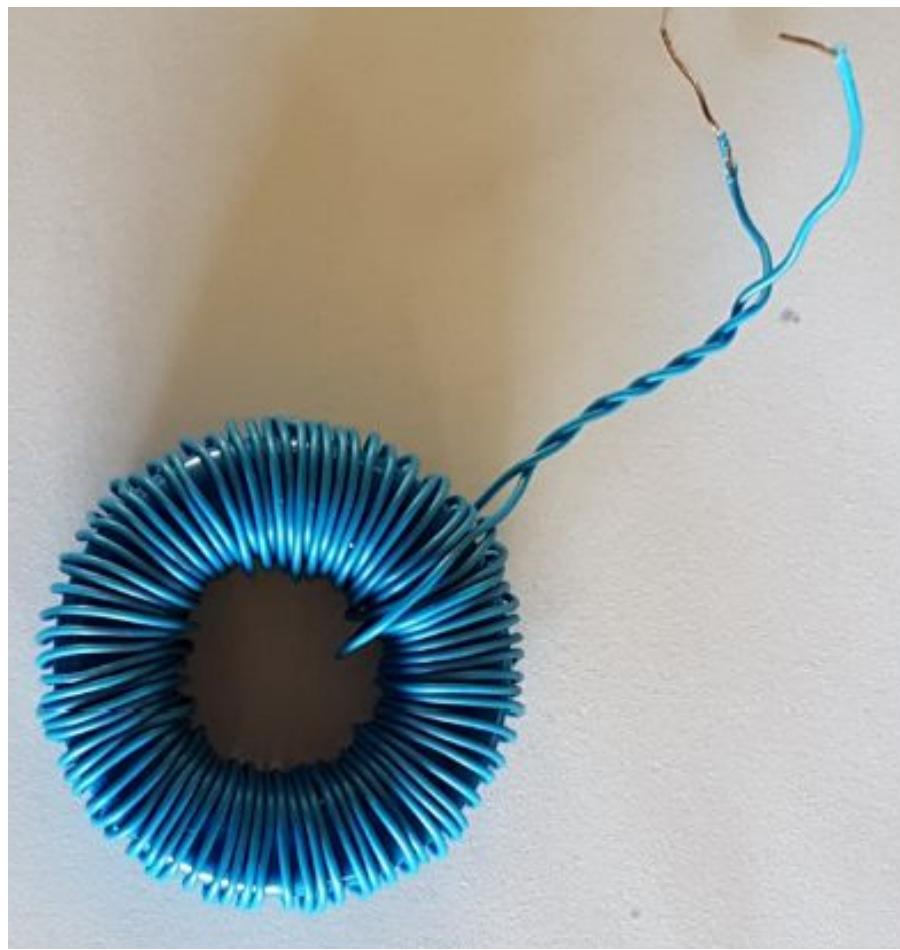
3.2.5 Bobina toroidal

O núcleo utilizado para a bobina do trabalho será um núcleo de Sendust. O modelo em questão é o MS-157060-2 da Micrometals e possui as seguintes especificações:

- Diâmetro interno 23,32 mm;
- Raio externo 40,69 mm;
- Altura 15,37 mm;
- Área de seção efetiva $S_e = 1,072 \text{ cm}^2$
- Comprimento de percurso médio: $l_e = 9,848 \text{ cm}$;
- Seção retangular;
- Material do núcleo do tipo mole;
- Alta resistividade elétrica;
- $\mu_r = 60$.

Na Fig. 27 é possível observar uma foto da bobina utilizada (núcleo já com os enrolamentos):

Figura 27 – Imagem da bobina toroidal utilizada.



Fonte: o próprio autor.

O número de espiras que será utilizado na bobina varia conforme a aplicação. Nesse trabalho foram utilizadas 80 voltas. Mais detalhes na seção de Desenvolvimento.

3.2.6 Termistor

O termistor utilizado será o NI24MA0302F. Na Fig. 28 é possível observar uma foto do dispositivo.

Figura 28 – Imagem do termistor utilizado - NI24MA0302F.



Fonte: o próprio autor.

Algumas de suas características são (CORPORATION., 2010):

- Resistência de 3 k Ω à temperatura de 25 °C;
- Alta precisão;
- Resposta térmica rápida (menor que 2 s);
- Tolerância de 1%;
- Fator de dissipação térmica: 3 mW/°C.

Na Tab. 1 é possível comparar a razão R(T)/R25, sendo R(T) a resistência do termistor para determinada temperatura e R25 a resistência de 3 k Ω , para o caso específico do resistor aqui trabalhado.

3.2.7 Piezoelétrico

Na Fig. 29 é possível observar uma foto do piezoelétrico utilizado.¹

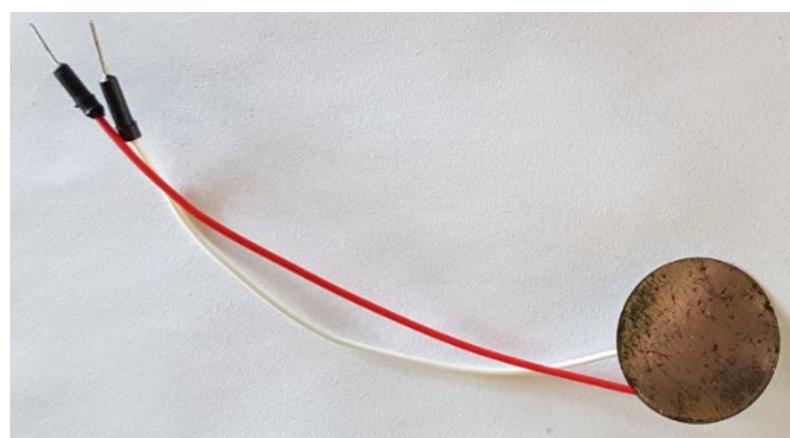
¹ Devido à dificuldades em se encontrar as informações necessárias referentes ao piezoelétrico com base nos dados do fabricante, suas informações não serão explicitadas aqui. Entretanto, para o trabalho em questão, não se faz necessário o conhecimento de informações específicas em relação ao piezoelétrico, um conhecimento genérico já é suficiente.

Tabela 1 – Razão $R(T)/R_{25}$, de acordo com a variação de temp. do termistor NI24MA0302F.

T (°C)	R(T)/R25
0	3,280
5	2,548
10	1,994
15	1,573
20	1,250
25	1,0000
30	0,8054
35	0,6528
40	0,5324
45	0,4368
50	0,3603
55	0,2989
60	0,2492
65	0,2088
70	0,1758
75	0,1487
80	0,1263
85	0,1078
90	0,09233
95	0,07941
100	0,06857

Fonte: Datasheet do termistor NI24MA0302F (CORPORATION., 2010).

Figura 29 – Imagem do piezoelétrico utilizado.



Fonte: o próprio autor.

4 Desenvolvimento

4.1 Sensor de corrente

Para se utilizar uma bobina toroidal como sensor de corrente, havia a necessidade de um bom circuito de condicionamento, afinal, o sinal de sua saída seria extremamente baixo, algo em torno de mA ou menor, para a aplicação em questão. Além disso, sempre há a necessidade de se lidar com as adversidades práticas, como ruídos. Daí a importância de um bom circuito de condicionamento.

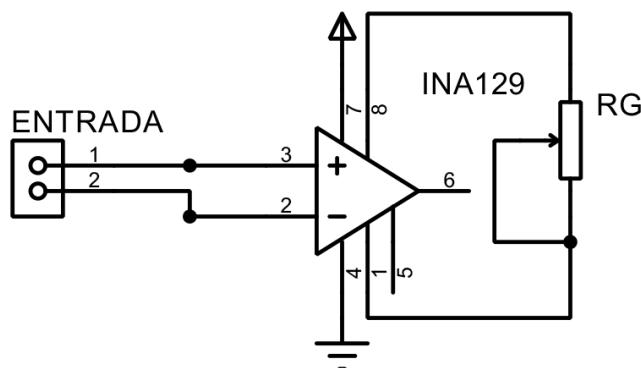
4.1.1 Projeto do circuito de condicionamento do sinal

O projeto do circuito se deu em algumas etapas, levando em conta todos os cuidados necessários estudados na seção 2.2.

4.1.1.1 INA129 e a escolha do ganho

Como mencionado na seção 3.2.1, o amplificador de instrumentação utilizado será o INA129. Portanto, o ponto de partida foi ele, conforme mostrado na Fig. 30.

Figura 30 – Circuito de condicionamento - O uso do INA129.



Fonte: o próprio autor.

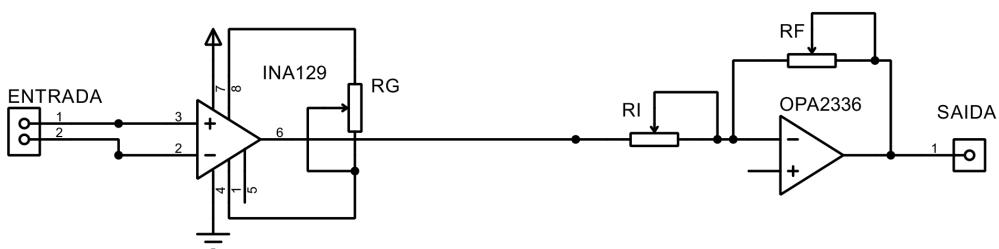
O ganho do INA129 é dado pela Eq. 3.1. Como poderia ser de interesse a alteração do ganho, devido a diversos fatores, durante a aplicação, foi utilizado um resistor variável (TRIMPOT) como resistor de ganho. O ganho fixo poderia deixar o circuito extremamente limitado. O TRIMPOT utilizado foi de $20\text{ k}\Omega$, para que se pudesse ter uma grande variedade de ganhos nesse estágio.

Destacando-se aqui que a alimentação do INA129 é assimétrica de +5 V e 0 V (terra).

4.1.1.2 Segundo estágio de amplificação

Como citado seção 2.2.1.3, se fosse utilizado um único estágio de ganho com o INA, ele poderia saturar, mesmo utilizando de compensadores. E isso traria sérias consequências ao projeto. Assim sendo, foi utilizado um segundo estágio de ganho com AMP OPs (Fig. 31).

Figura 31 – Circuito de condicionamento - Segundo estágio de amplificação com o OPA2336.



Fonte: o próprio autor.

No segundo estágio de amplificação, foi utilizado a topologia do amplificador inversor com realimentação negativa. O AMP OP utilizado foi o OPA2336, da Texas Instruments. A escolha desse dispositivo se dá pelo fato dele ser um AMP OP rail-to-rail. Isso implica que, utilizando alimentação simples de 5 V e terra, a sua saída tem um range muito próximo a esses valores. Se fosse utilizado, por exemplo, o LM324 (utilizado em outro instante desse projeto), sua saída poderia ficar limitada em valores próximos a 3,5 V. Isso não é nada interessante, pois se está sendo trabalhado com valores centrados na referência de 2,5 V, limitá-lo em 3,5 V seria extremamente complicado.

O ganho dessa topologia é dado pela Eq. 2.11. Repare que aqui também está sendo utilizado 2 TRIMPOTs de $20\text{ k}\Omega$, pois é interessante ter essa possibilidade de alteração do ganho durante as aplicações futuras.

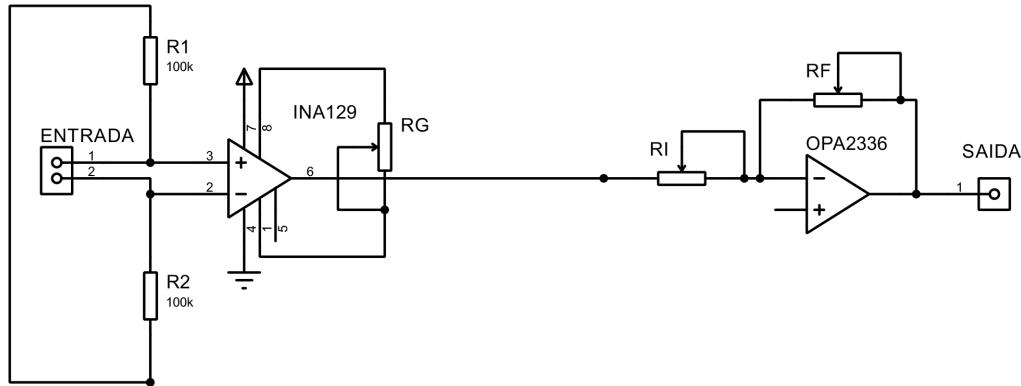
4.1.1.3 Resistores de pull-up

Na entrada será utilizado 2 resistores de pull-up de $100\text{ k}\Omega$ (Fig.32) para evitar que o sinal da saída atinja valores negativos e gere resultados inesperados, conforme discussão da seção 2.2.1.2. Ambos os resistores estão ligados na mesma referência de 2,5 V, como será visto melhor à seguir.

4.1.1.4 Compensador

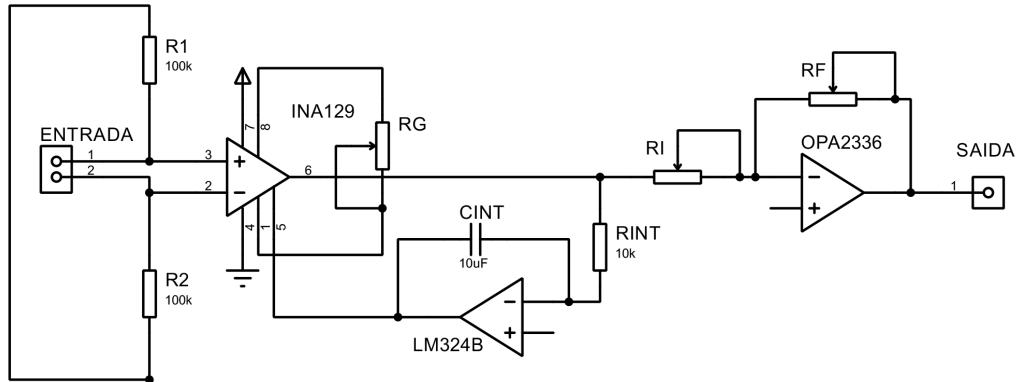
Discutido na seção 2.2.1.3, o compensador se faz de extrema importância nesse circuito. Com ele, é possível eliminar indesejados offsets de entrada. Observe sua aplicação na Fig. 33.

Figura 32 – Circuito de condicionamento - O uso dos resistores de pull-up com referência em 2,5 V.



Fonte: o próprio autor.

Figura 33 – Circuito de condicionamento - Utilização do compensador.



Fonte: o próprio autor.

A frequência de corte do compensador é dada pela Eq. 2.10. Como era desejado que o compensador funcionasse de forma a eliminar o offset, foi calculado para uma frequência próxima de 1,5 Hz. Assim, qualquer valor com frequência menores que essa, seriam compensados. Foi definido um valor para o resistor $R_{INT} = 10 \text{ k}\Omega$ e o capacitor foi calculado com base nesse valor.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_{INT} C_{INT}}$$

$$1,5 = \frac{1}{2\pi \cdot 10k \cdot C_{INT}}$$

$$C_{INT} = 10,61 \mu\text{F}$$

Em termos comerciais, foi escolhido o capacitor de $10\mu\text{F}$. Com esse valor a frequência de corte real foi de:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot 10k \cdot 10\mu}$$

$$f_0 = 1,59 \text{ Hz}$$

Portanto, qualquer tensão com frequência menor que essa é compensada.

Repare que, como está sendo utilizado o compensador na referência do INA, aqui não precisa de um buffer após esse estágio, pois o compensador também cumpre esse papel de fornecer uma baixa impedância na referência.

A entrada positiva de referência do AMP OP do integrador (compensador) foi de 2,5 V, para que assim a saída final do circuito excursione em torno desse valor.

O AMP OP utilizado no compensador foi o LM324. Aqui não era necessário ter o uso de um AMP OP rail-to-rail.

4.1.1.5 Sinal de referência

O sinal de referência de ambos os pontos citados em 2,5 V foi dado por um divisor resistivo, com duas resistências de $47 \text{ k}\Omega^1$ e ligado em buffers, para evitar que essa impedância pudesse trazer consequências negativas durante as aplicações. Todos os buffers do circuito foram formados utilizando o CI LM324. Vide o circuito na Fig. 34.

4.1.1.6 Regulador 7805

Por fim, foi utilizado o regulador de tensão 7805. Ele foi utilizado para fornecer os 5 V de alimentação. Observe a Fig. 35.

Se faz importante o uso do regulador de tensão, porque ele nos traz uma referência bastante estável. Além de que, como o sistema será portátil e se fará o uso de baterias, muitas vezes é difícil encontrar baterias ou pilhas com esse valores específico de tensão. Tendo o regulador, é possível usar baterias com valores diferentes e ele se responsabiliza por esse ajuste.

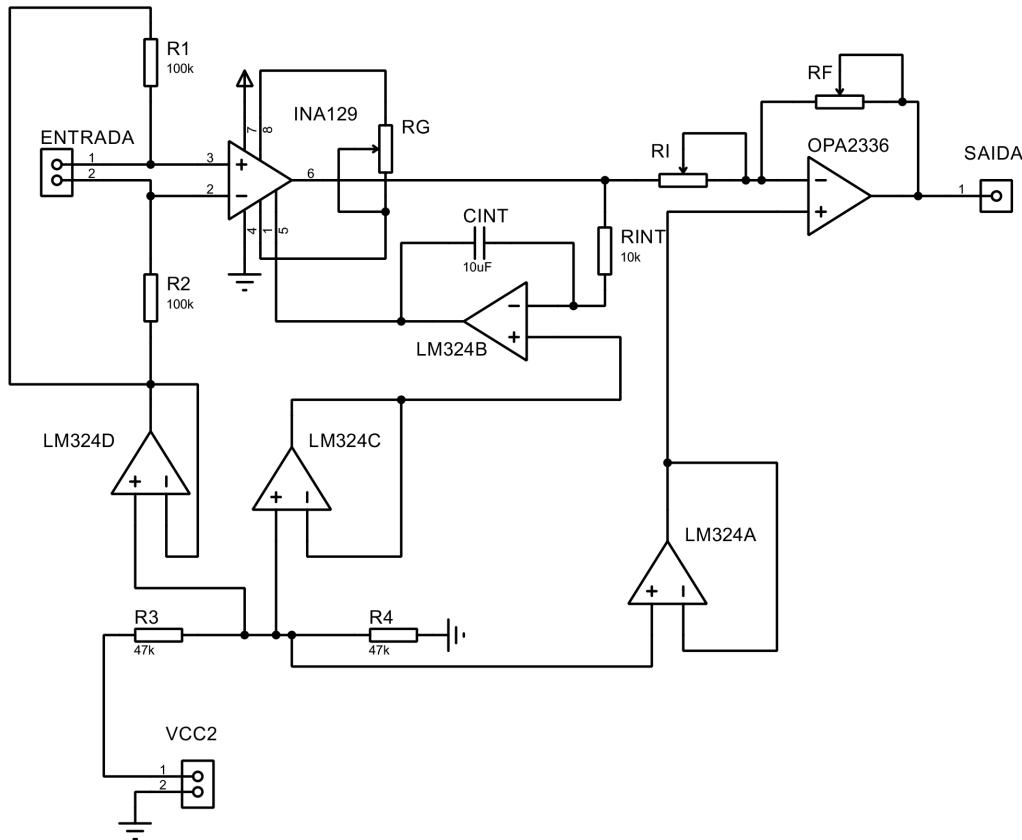
Observe que foi colocado duas entradas de jumpers entre o 7805 e a entrada de tensão do circuito. Isso é interessante, pois o projeto se faz para que esses sensores possam ser utilizados com microcontroladores. Caso o microcontrolador já estiver sendo alimentado, ele pode alimentar o sistema do sensor. Ou seja, o sistema pode ser alimentado por baterias ou diretamente pelo microcontrolador (que estará sendo alimentado por outra fonte).

4.1.1.7 Mais alguns detalhes sobre o circuito de condicionamento

Por fim, para finalizar o circuito, foi colocado jumpers também nas ligações de todos os TRIMPOTs (Fig. 36), tanto os ligados no INA, quanto os ligados no AMP OP. Foi

¹ Nesse trabalho foram utilizados resistores com precisão de 5%. Todavia, para uma aplicação de instrumentação eletrônica (como é o caso), se for necessário uma melhor estabilidade e precisão é indicado o uso de resistores com faixa de erro de apenas 1%. Isso trás respostas mais estáveis ao sistema.

Figura 34 – Circuito de condicionamento - Sinal de referência.



Fonte: o próprio autor.

importante essa colocação, pois sem os jumpers seria impossível verificar as resistências dos TRIMPOTs com as placas prontas. Agora, basta desligar as conexões para se verificar as resistências e, assim, saber de fato qual ganho está sendo realizado e se ter noção do valor real medido.

4.2 Sensor de temperatura

No caso do sensor de temperatura, o circuito de condicionamento é bastante diferente dos demais: não será utilizado compensador, pois agora será trabalhado com sinal DC e o compensador elimina tal sinal; terá apenas um estágio de ganho, já que não será mais necessário um ganho tão grande e se fará uso de algumas técnicas diferentes.

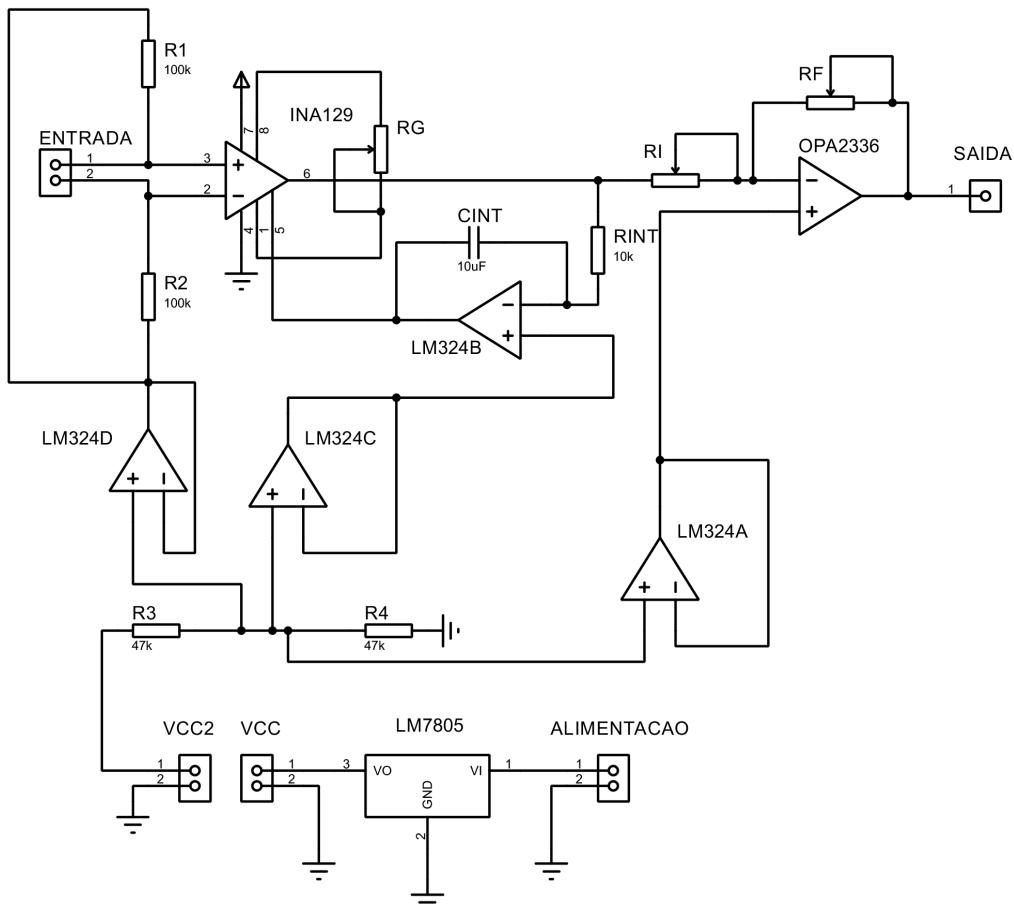
4.2.1 Projeto do circuito de condicionamento do sinal

4.2.1.1 INA129 e a escolha do ganho

Mais uma vez, se partirá do uso do INA129 (Fig. 37).

Repare que, agora a saída do INA já será diretamente a saída do sistema, pois se terá um único estágio de amplificação.

Figura 35 – Circuito de condicionamento, agora também com o LM7805.

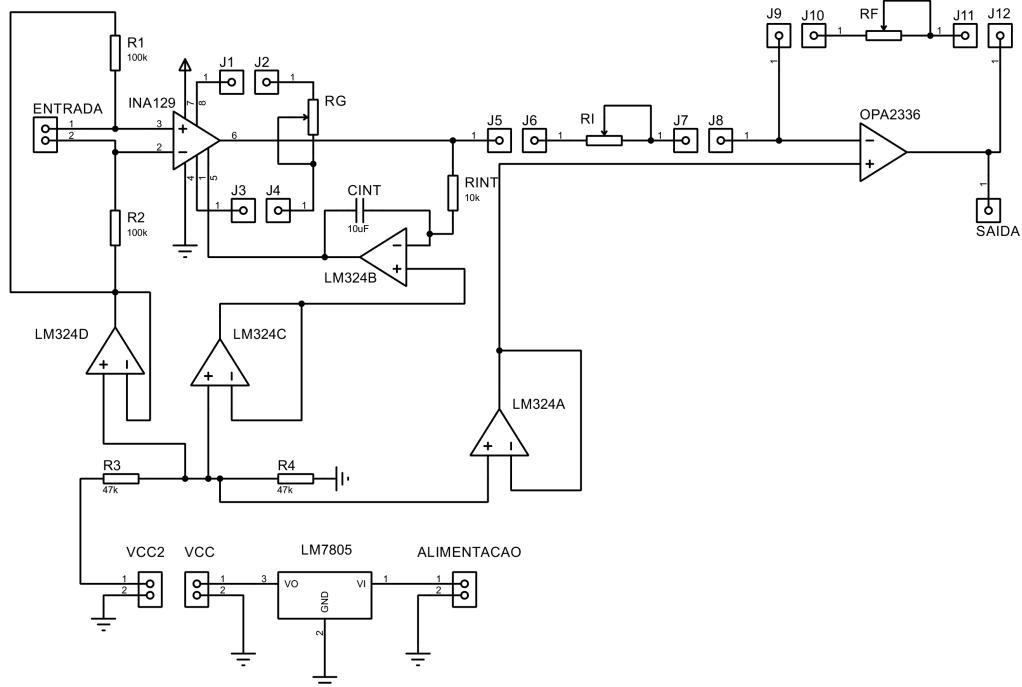


Fonte: o próprio autor.

Mais uma vez, há um TRIMPOT como resistor de ganho, para que seja possível uma alteração do mesmo. Interessante ressaltar, que o uso do ganho mais uma vez se dará pela Eq. 3.1 e que tal ganho dependerá de qual região de atuação (qual faixa de temperatura) se dará o sensor. Isso acontece, porque, por exemplo, se desejar medir uma faixa muito grande de temperatura, indica que a variação de tensão do sistema também será grande. Com uma variação de tensão muito grande, não é interessante trabalhar com um alto ganho, pois da mesma forma que terá pequenos valores de tensão, também terá altos valores. Esses altos valores, quando amplificados, podem saturar o sistema (KITCHIN C; COUNTS, 2015), pois passaria do range máximo que está sendo trabalhado (5 V ao terra).

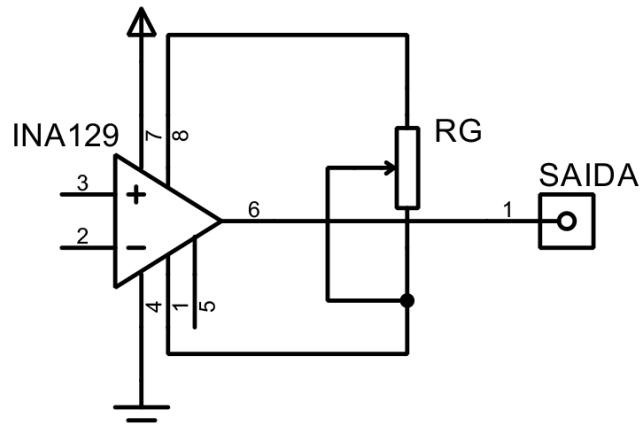
Em algumas situações, pode até ser que não seja necessário ter ganho, pois a faixa de operação será muito grande. Todavia, se faz interessante continuar utilizando um amplificador de instrumentação para casos em que queira se trabalhar com uma faixa pequena de temperatura. Nesses casos, será interessante uma maior precisão e o sistema estará apto a isso, por isso o interesse da amplificação do sinal. Além de que algumas características do INA, como a rejeição em modo comum, continuam interessantes para

Figura 36 – Circuito de condicionamento do sensor de corrente.



Fonte: o próprio autor.

Figura 37 – O INA129 no circuito de condicionamento.



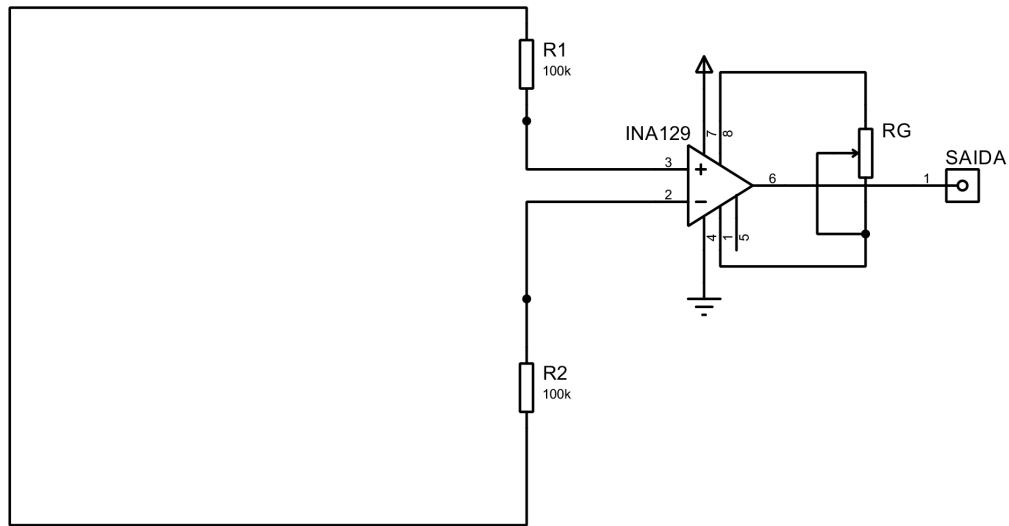
Fonte: o próprio autor.

essa aplicação.

4.2.1.2 Resistores de Pull-up

Assim como nos casos anteriores, se faz necessário o uso de resistores de pull-up na entrada para evitar flutuações. Confira a Fig. 38.

Figura 38 – Circuito de condicionamento com os resistores de Pull-up com referência em 2,5 V.

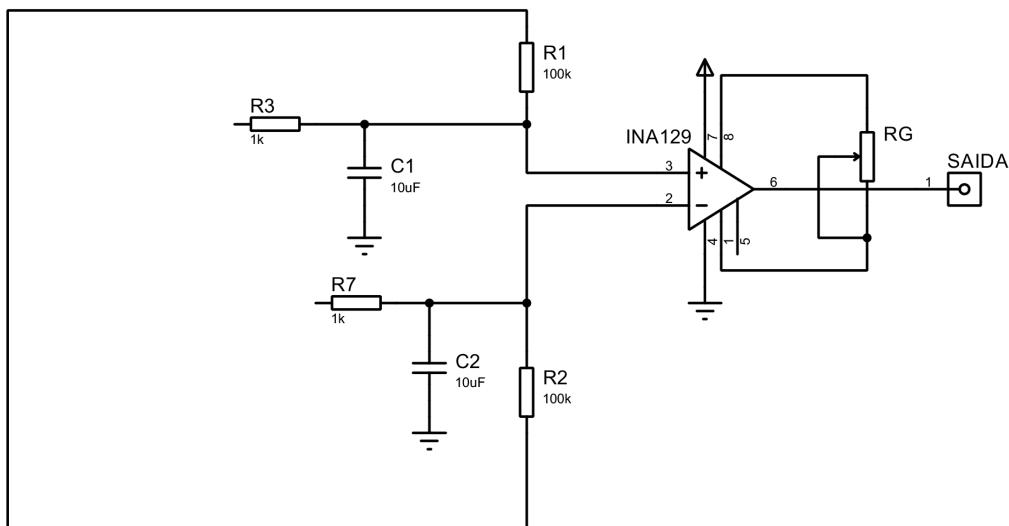


Fonte: o próprio autor.

4.2.1.3 Filtro Passa-baixas

Aqui é utilizado um filtro passivo passa-baixas na entrada. Esse filtro é importante para evitar que ruídos de alta frequência possam causar problemas no circuito, inclusive saturando o amplificador. Servirá também para evitar interferências da rede, já que o circuito de temperatura é utilizado perto da tensão da rede. Observe a Fig. 39.

Figura 39 – Circuito de condicionamento com os filtros passa-baixas.



Fonte: o próprio autor.

O filtro passa-baixas permite que frequências abaixo da frequência de corte passem pelo circuito de forma fácil e atenuam sinais com frequências maiores que essa. A equação

para calcular a frequência de corte é a Eq. 2.17.

Como o sinal de interesse é contínuo, o filtro pode possuir uma frequência de corte arbitrária, desde que suficiente pequena para eliminar ruídos, mas não tão pequena para prejudicar o sinal transmitido. Para isso, será agora trabalhado com uma frequência de 15 Hz. Outros valores de frequência como 5, 10 ou 20 Hz também continuariam válidos, pois ajudaria na eliminação de ruídos de alta-frequência e permitiria que os sinais contínuos passassem normalmente.

$$f_c = \frac{1}{2\pi R C}$$

Supondo um resistor de $10\text{ k}\Omega$, tem-se:

$$15 = \frac{1}{2\pi 10^4 \cdot C}$$

Portanto,

$$C = 10,06\text{ }\mu\text{F}$$

Será utilizado na prática um capacitor de $C = 10\text{ }\mu\text{F}$.

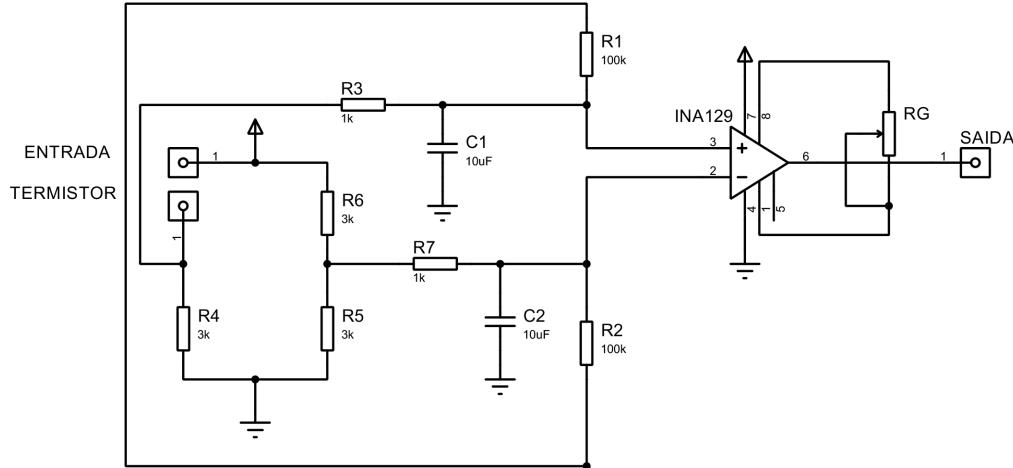
4.2.1.4 Termistor ligado em ponte

Agora, chega-se a parte de mais interesse desse circuito. Como visto na seção 2.1.2, o termistor tem como característica uma resposta exponencial. No caso do termistor NTC, que será o trabalhado aqui, quanto maior a temperatura, menor a resistência.

Trabalhar com sinais exponenciais nem sempre é interessante, pois a análise matemática se torna mais complexa. Dessa forma, pode-se trabalhar para uma suavização do sinal. Aqui não se trabalhou ao ponto de chegar a uma curva linear, mas com uma suavização. Isso faz com que a curva final possa ser aproximada por um polinômio de forma coerente, o que se torna mais adequado para o trabalho em questão. Uma solução para isso é trabalhar com a ligação em ponte. Nesse trabalho, como o termistor trabalhado possui resistência de $3\text{ k}\Omega$ à 25°C , a ponte foi formada por mais 3 resistores de $3\text{ k}\Omega$, para que fique equilibrada à essa temperatura.

Quando a temperatura varia, a resistência do termistor varia e isso faz com que a ponte perca seu equilíbrio. Dessa forma, a tensão central dela não é mais nula. Como esperado, agora que o termistor está ligado em ponte, a variação de sua resistência não faz com que a tensão de saída do circuito varie igual antes. Na verdade, agora, ela varia de forma mais amena, pois também depende das outras resistências. Isso faz com que a resposta do circuito fique mais fácil de se aproximar de um polinômio do que antes e torna a análise do sinal mais simples. Confira o circuito final na Fig. 40.

Figura 40 – Circuito de condicionamento com o termistor ligado em ponte.



Fonte: o próprio autor.

A ponte é alimentada em 5 V e 0 V. Dessa maneira, quando balanceada, a tensão entre os resistores R_6 e R_5 e entre o termistor e o resistor R_4 será 2,5 V, fazendo com que a diferença de tensão entre esses dois pontos seja nula.

Quando a resistência do termistor varia, a ponte é desbalanceada e essa tensão diferencial não é mais zero. É essa a intenção do trabalho: verificar essa variação, para que ela possa ser utilizado como medição de temperatura.

4.2.1.5 Referências com buffers

Agora, como não há mais o compensador, a referência do amplificador de instrumentação deve ser feita com o uso direto de um buffer, com referência de 2,5 V. A referência dos resistores de pull-up também é feita dessa forma. Ambos os buffers têm suas referências através do divisor resistivo. Mais uma vez, é utilizado o LM324. Observe o circuito na Fig. 41.

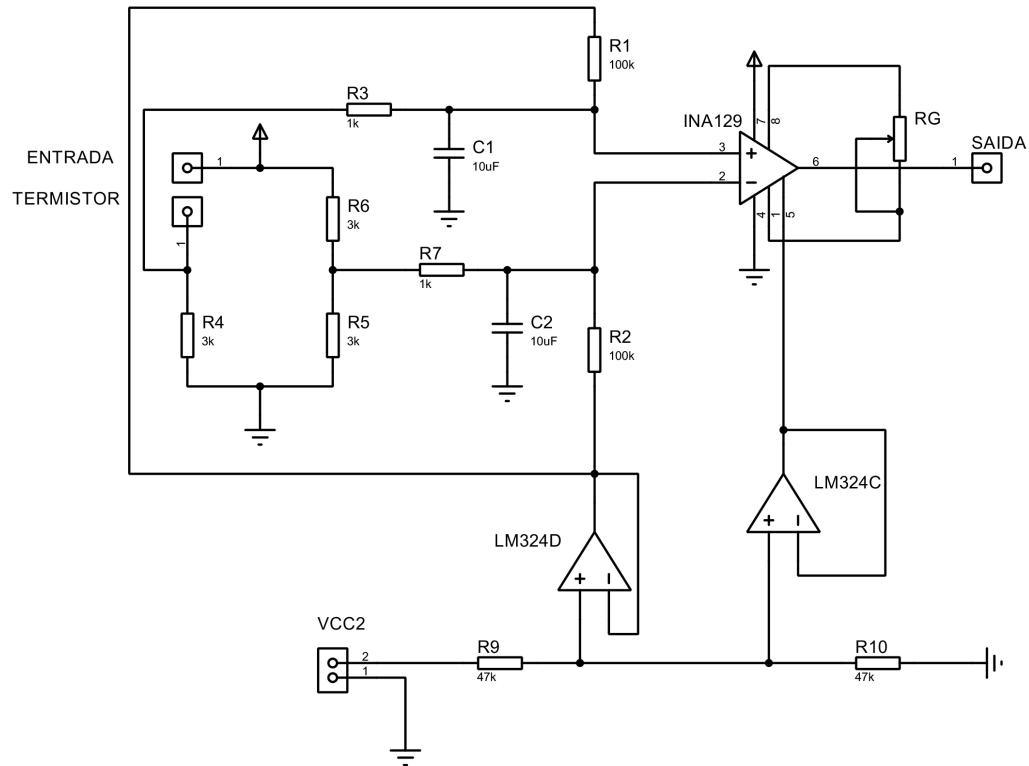
4.2.1.6 CI 7805

Assim como nos casos anteriores, é utilizado o CI 7805 para a referência dos 5 V. A imagem final do circuito pode ser verificada na Fig. 42.

4.2.1.7 Mais alguns detalhes sobre o circuito de condicionamento

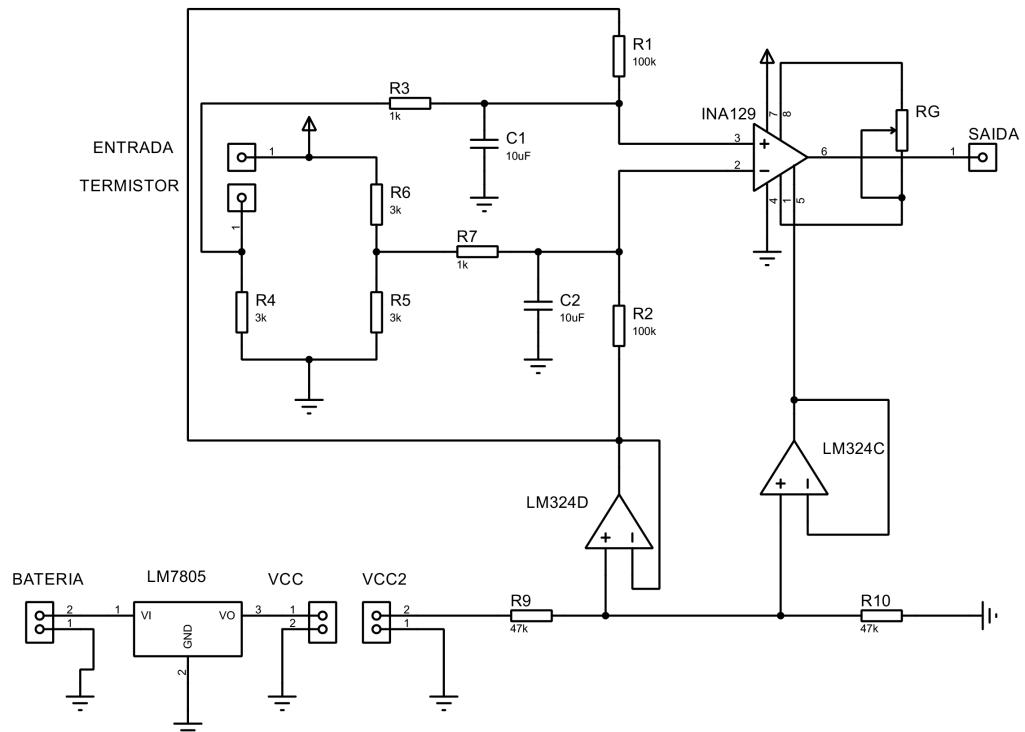
Por fim, agora é possível observar o circuito final na Fig. 43. Aqui também foi adicionado os jumpers para que seja possível verificação do valor da resistência do TRIMPOT.

Figura 41 – Circuito de condicionamento com as referências ligadas através de um buffer.



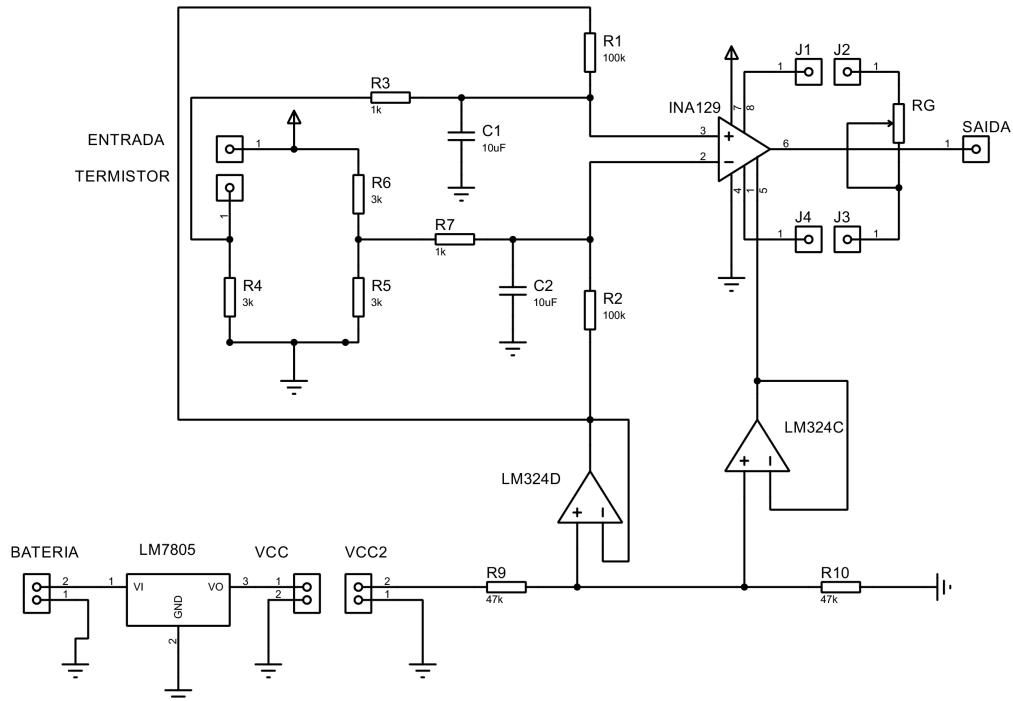
Fonte: o próprio autor.

Figura 42 – Circuito de condicionamento, agora também com o LM7805.



Fonte: o próprio autor.

Figura 43 – Circuito de condicionamento do sensor de temperatura.



Fonte: o próprio autor.

4.2.2 Resultados esperados

Com base na Tab. 1, foi elaborada a Tab. 2, agora com os valores previstos para a resistência do termistor para as diversas temperaturas.

Com esses valores, foi possível plotar o gráfico da resistência em função da temperatura do termistor, e pode ser observado na Fig. 44. O gráfico foi feito utilizando o software Matlab®.

Para fazer a análise do termistor ligado em ponte é necessário nos lembrar da Eq. 2.18, que fornece a tensão diferencial da ponte em função das resistências e do termistor. Todavia, o termistor da prática foi ligado de forma ligeiramente diferente da Fig. 20 (vide Fig. 43). Por isso, a Eq. 2.18, se torna:

$$(V^+ - V^-) = V_{ref} \left(\frac{R}{R + R_S} - 0,5 \right) \quad (4.1)$$

Considerando, as demais resistências como $3\text{ k}\Omega$ e alimentação em 5 V, tem-se:

$$(V^+ - V^-) = 5 \left(\frac{3}{3k + R_S} - 0,5 \right)$$

Atribuindo essa fórmula a todos valores de resistências do termistor da Tab.2, é possível encontrar a tensão diferencial da ponte para diferentes valores de temperatura. Adicionando-se a referência de 2,5 V do INA e invertendo o sinal da tensão diferencial da ponte (lembre-se que a forma como foi ligado a ponte na entrada do INA, faz com

Tabela 2 – Valores da razão $R(T)/R_{25}$ e de $R(T)$, de acordo com a variação de temperatura para o termistor NI24MA0302F.

T ($^{\circ}C$)	R(T)/R ₂₅	R(T) [k Ω]
0	3,280	9,84
5	2,548	7,644
10	1,994	5,982
15	1,573	4,719
20	1,250	3,75
25	1,0000	3
30	0,8054	2,4162
35	0,6528	1,9584
40	0,5324	1,5972
45	0,4368	1,3104
50	0,3603	1,0809
55	0,2989	0,8967
60	0,2492	0,7476
65	0,2088	0,6264
70	0,1758	0,5274
75	0,1487	0,4461
80	0,1263	0,3789
85	0,1078	0,3234
90	0,09233	0,27699
95	0,07941	0,23823
100	0,06857	0,20571

Fonte: Adaptado do Datasheet do termistor NI24MA0302F (DATA., 2010).

que o sinal tenha seu sinal invertido), é possível supor os valores da saída do sistema. Na Tab. 3 é possível verificar a tensão diferencial da ponte, assim como a saída do sistema, considerando o ganho como 1, para diferentes temperaturas.

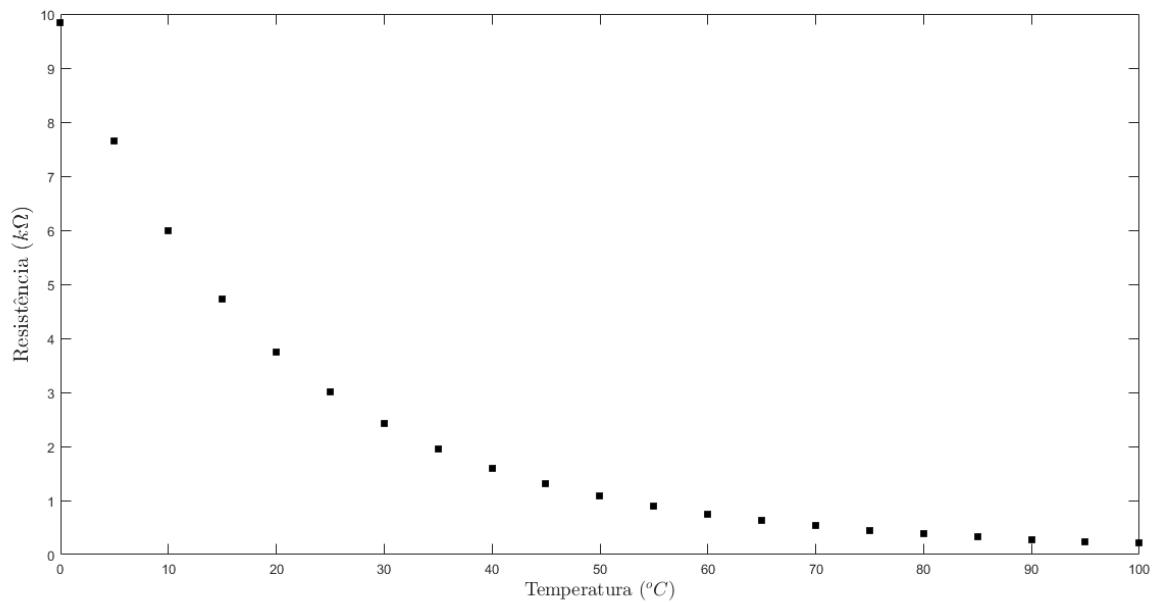
Com os esses valores, foi então plotado o gráfico da tensão de saída em função da temperatura. Tal gráfico consta na Fig. 45.

Repare que a curva agora torna-se um pouco mais amena que a anterior. Sua região de linearidade é bem maior. Além disso, há de se destacar que como foi feito para uma variação de temperatura muito grande (de 0 $^{\circ}C$ a 100 $^{\circ}C$), a resistência também teve uma variação relevante e, consequentemente, a tensão de saída. Nesse caso, se fosse utilizado ganho do INA, não seria possível ter-se todas as saídas, pois o sistema saturaria antes. Assim, fica evidente que o ganho se faz interessante apenas se considerar uma faixa pequena de temperaturas, para se ter uma melhor precisão.

4.3 Sensor de Presença de vazão

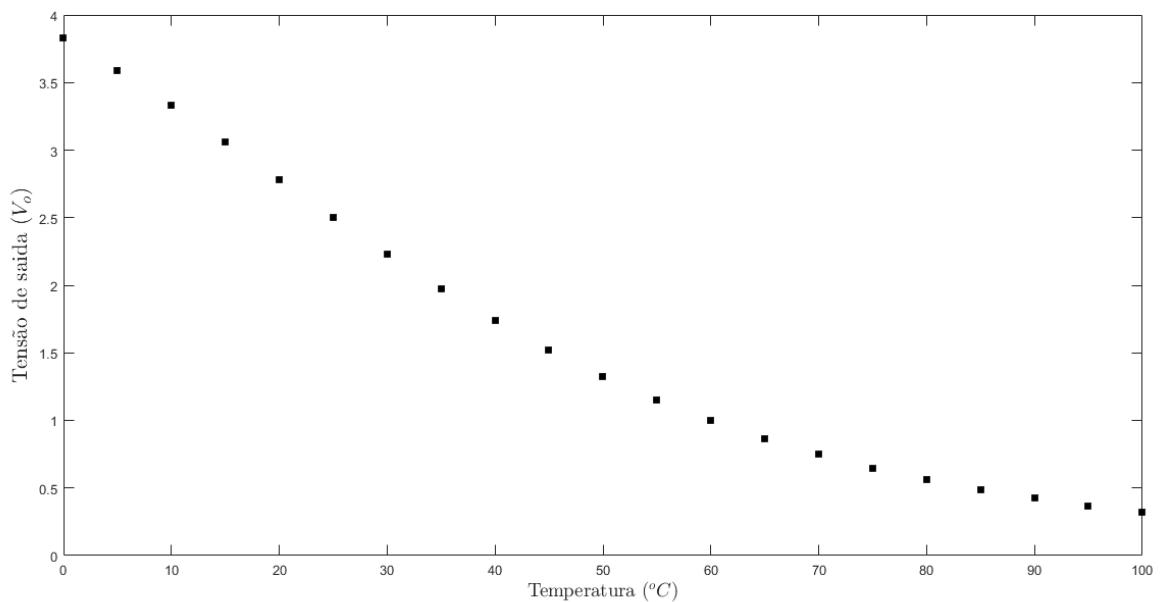
Da mesma forma que com o sensor de corrente, se fazia necessário o estudo de um bom circuito de condicionamento de sinal ao se utilizar o piezoeletônico como sensor de

Figura 44 – Gráfico da resistência em função da temperatura do termistor NI24MA0302F, baseado nos dados do Datasheet do fabricante.



Fonte: Baseado em (CORPORATION., 2010).

Figura 45 – Gráfico da tensão de saída em função da temperatura do termistor NI24MA0302F, baseado nos dados do Datasheet do fabricante.



Fonte: Baseado em (CORPORATION., 2010).

presença de vazão de água. Frisando que o objetivo aqui é verificar se há fluxo de água ou não (de forma binária) e não medir o fluxo que está passando.

Tabela 3 – Valores de R(T), da tensão diferencial da ponte ($V^+ - V^-$) e da saída do sistema V_o , de acordo com a variação de temperatura para o termistor NI24MA0302F.

T ($^{\circ}C$)	R(T) [k Ω]	$(V^+ - V^-)$	V_o
0	9,84	-1,33178	3,831776
5	7,644	-1,09076	3,590755
10	5,982	-0,82999	3,329993
15	4,719	-0,55674	3,056743
20	3,75	-0,27778	2,777778
25	3	0	2,5
30	2,4162	0,269469	2,230531
35	1,9584	0,525169	1,974831
40	1,5972	0,762856	1,737144
45	1,3104	0,979955	1,520045
50	1,0809	1,17566	1,32434
55	0,8967	1,349411	1,150589
60	0,7476	1,502562	0,997438
65	0,6264	1,636334	0,863666
70	0,5274	1,752424	0,747576
75	0,4461	1,852747	0,647253
80	0,3789	1,939315	0,560685
85	0,3234	2,01345	0,48655
90	0,27699	2,077371	0,422629
95	0,23823	2,13216	0,36784
100	0,20571	2,179151	0,320849

Fonte: Adaptado do Datasheet do termistor NI24MA0302F (DATA., 2010).

4.3.1 Projeto do circuito de condicionamento do sinal

4.3.1.1 Detector de pico ativo

O circuito de condicionamento do sensor de fluxo, possuí as mesmas características que o sensor de corrente. A diferença aqui está apenas em sua saída: dessa vez há um detector de pico ativo (Fig. 46).

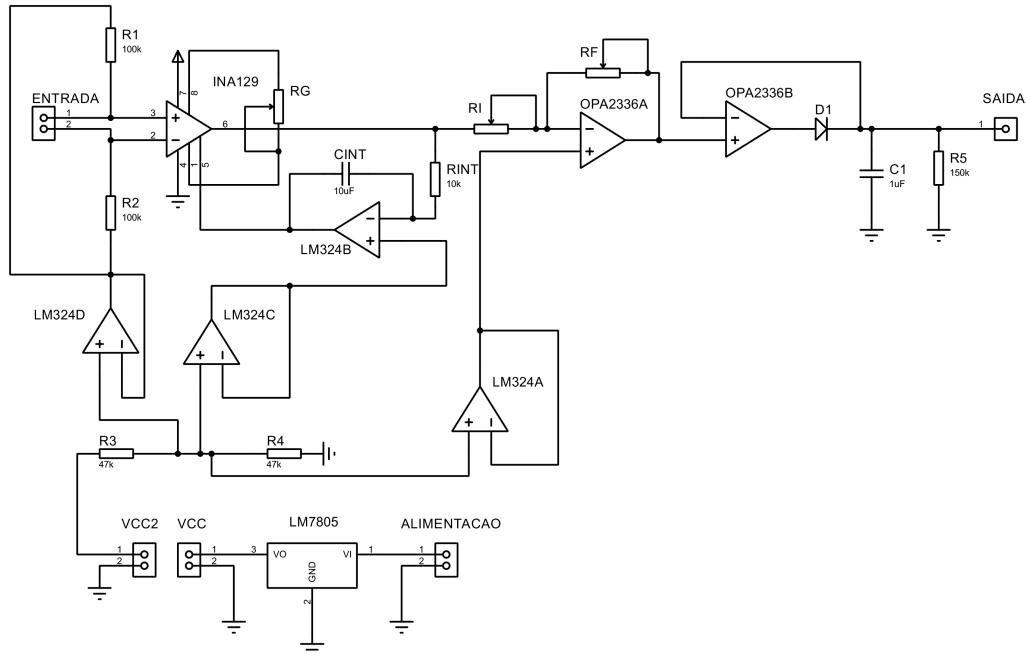
Com o detector de pico ativo, o sinal de saída se mantém em um nível próximo ao constante, devido ao capacitor de acoplamento.

Apesar de aqui não se tratar de um forma de onda senoidal perfeita (o sinal da onda depende da vibração que a água causa no cano da água que será colocado), o circuito ainda se faz interessante. A vibração da água funciona como um sinal periódico que faz vibrar o piezoelettrico, que por sua vez gera uma tensão.

Quando a tensão é positiva, o capacitor se carrega e quando é negativa, se descarregue. Importante destacar que o diodo bloqueia a tensão negativa, não trazendo problemas ao circuito.

Para o cálculo do capacitor e do resistor utilizado, utiliza-se da Eq. 2.15. Como não se sabe ao certo a frequência do sinal de saída (depende muito de cada chuveiro/cano em

Figura 46 – Circuito de condicionamento do sensor de presença de vazão com o detector de pico ativo.



Fonte: o próprio autor.

que for colocado), foi estimado uma frequência de 100 Hz. Dessa forma:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{100} = 0,01 \text{ s}$$

Como,

$$RC \geq 10T$$

$$RC \geq 10 \cdot 0,01 = 0,1$$

Estimando um valor de resistor de $R = 150 \text{ k}\Omega$, um capacitor adequado é:

$$C \geq \frac{0,1}{150\text{k}} = 0,667\mu$$

Na prática, aqui foi utilizado um capacitor de $C = 1 \mu\text{F}$.

Quanto maior a frequência que o circuito captar, mais estável é a saída, já que o capacitor se carrega mais rapidamente e ainda não terá se descarregado durante o próximo ciclo positivo.

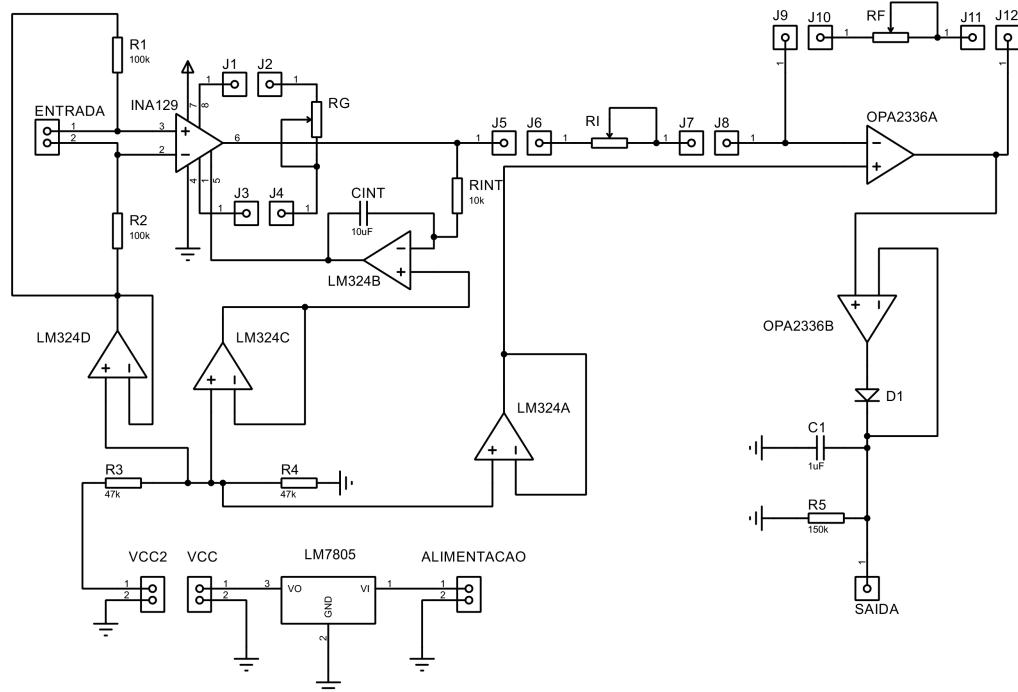
O objetivo dessa parte é fazer com que o microcontrolador consiga reconhecer quando houver essa variação na saída. Lembrando que o sinal continua excursionado em torno de 2,5 V.

Apenas após a confecção da placa e quando realizados os testes finais, foi verificado que seria interessante o uso também de um schmitt trigger após o detector de envoltória. Como isso só foi considerado após a finalização do trabalho, ele será discutido apenas na seção de Resultados com simulações.

4.3.1.2 Mais alguns detalhes sobre o circuito de condicionamento

Por fim, agora é possível observar o circuito final na Fig. 47. Aqui também foi adicionado os jumpers para que seja possível verificação do valor da resistência do TRIMPOT.

Figura 47 – Circuito de condicionamento do sensor de presença de fluxo.



Fonte: o próprio autor.

5 Resultados com simulações

Antes de efetuar a confecção de placas de circuito impresso e fazer testes práticos, foram feitas simulações utilizando o software Proteus ® de todos os circuitos. Segue nas próximas seções.

5.1 Sensor de corrente

O circuito simulado, foi o da Fig. 35. Todos os parâmetros foram os mesmos já mencionados na seção 4.1.

5.1.1 Amplificação de sinal sem offset

Para simular o sensor de corrente foi utilizado um gerador de função. Nesse primeiro teste foram considerados sinais sem offset.

Primeiramente, foi utilizado um sinal de $V_{ENT} = 10mV_P$ e um ganho de 50 vezes. Para se ter o ganho de 50 vezes, foi separado o ganho entre os dois estágios. No primeiro, foi usado um ganho de 10x e no segundo um ganho de 5x. Foram utilizados das Eq. 3.1 e Eq. 2.11, respectivamente. Assim, para o primeiro estágio:

$$G = 1 + \frac{49,4k}{R_G}$$

$$10 = 1 + \frac{49,4k}{R_G}$$

$$R_G = 5,488 \text{ k}\Omega$$

E para o segundo:

$$A = -\frac{R_f}{R_1}$$

Considerando $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$,

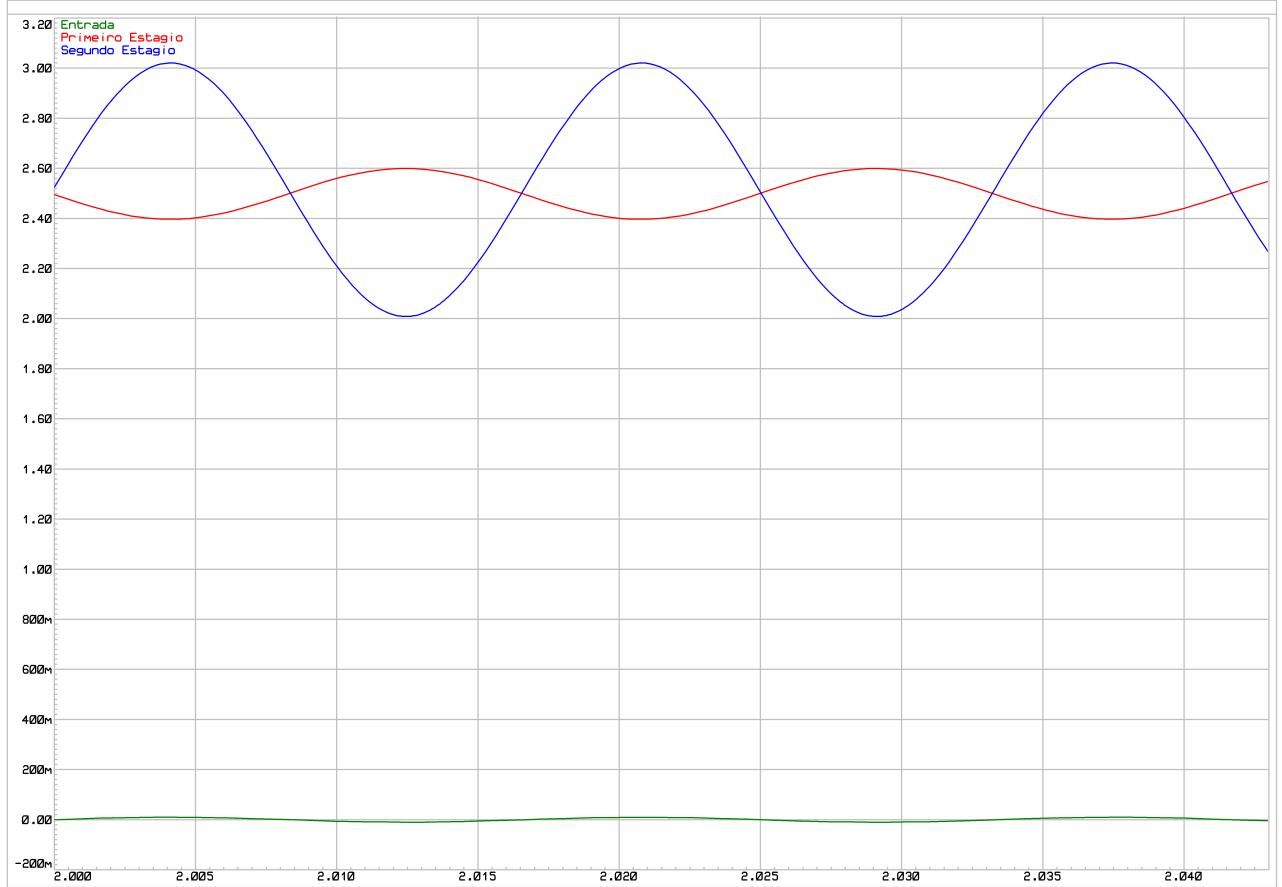
$$5 = -\frac{R_f}{2k}$$

$$R_f = 10 \text{ k}\Omega$$

O gráfico da simulação, utilizando esses valores nos TRIMPOts e de entrada, consta na Fig 48.

Na sequência, utilizando o mesmo ganho, foi simulado para um sinal de $V_{ENT} = 50 \text{ mV}_P$ (Fig. 49).

Figura 48 – Sinal de entrada, sinal após o primeiro estágio de amplificação e sinal após o segundo estágio (saída) do circuito de condicionamento, simulando a amplificação do sensor de corrente. $V_{ENT} = 10 \text{ mV}_P$, $G = 10$, $A = 5$.



Fonte: o próprio autor.

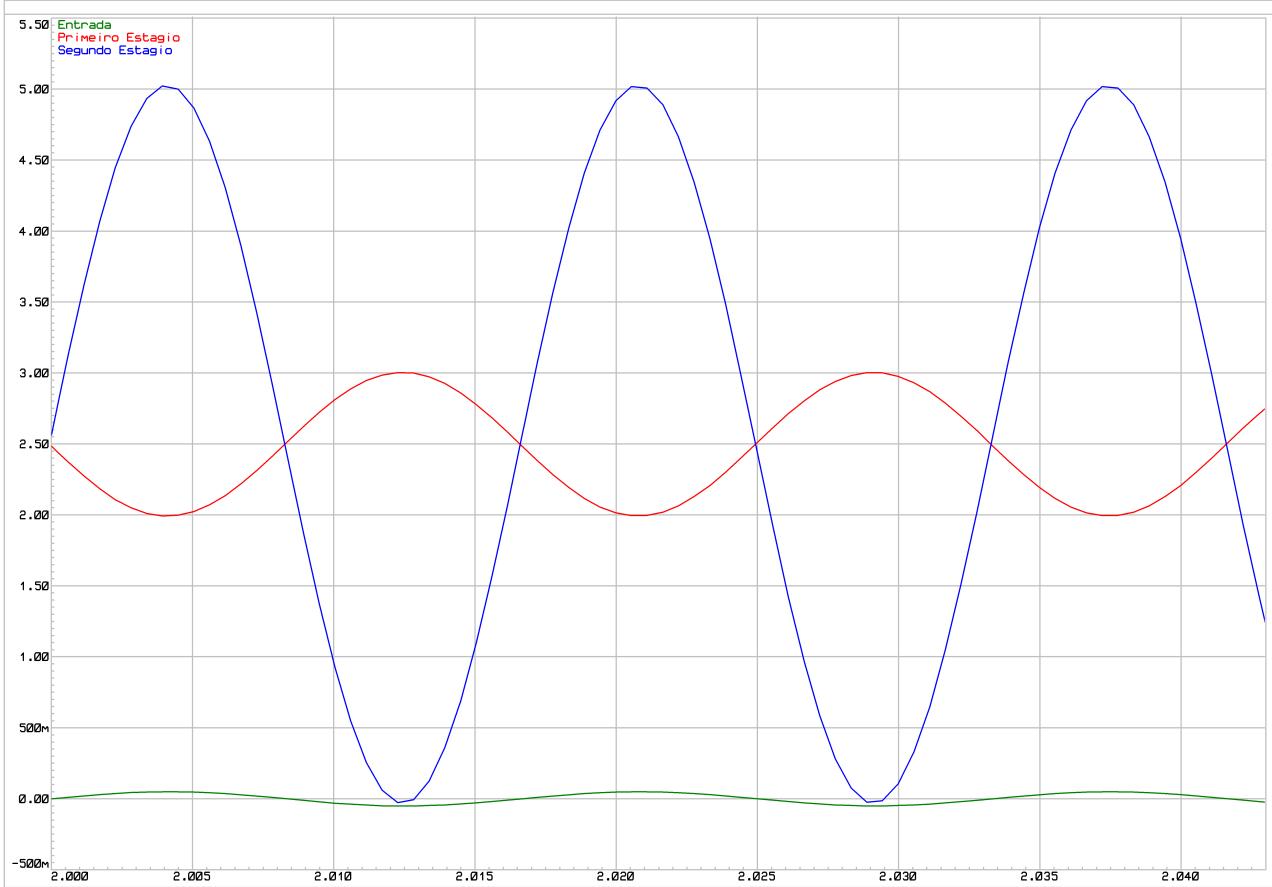
Assim, pôde-se observar que o circuito funciona perfeitamente, amplificando pequenos sinais com precisão. Além disso, fica evidente que os sinais de saída ficam excursionando em torno da referência de 2,5 V desejada. Como a alimentação é assimétrica de 5 V e terra, o range de saída máxima é de 0 a 5 V, mesmo para bons AMP OPs rail-to-rail no segundo estágio.

Note que em ambos os gráficos, há os sinais do primeiro e segundo estágio e da entrada. Assim, é possível observar o ganho de 10 vezes do primeiro estágio e uma inversão de fase, pois nesse caso aqui, para essa simulação, a entrada foi ligada invertida. E também, um segundo ganho de estágio com amplificação de 5 vezes, além de uma segunda inversão de fase, já que se trata de uma amplificador inversor.

5.1.2 Amplificação de sinal com offset

Nesse segundo momento, foi introduzido na entrada sinais com offsets, para que se pudesse verificar a eficácia do compensador. Nas Fig. 50 e Fig. 51 é possível observar

Figura 49 – Sinal de entrada, sinal após o primeiro estágio de amplificação e sinal após o segundo estágio (saída) do circuito de condicionamento, simulando a amplificação do sensor de corrente. $V_{ENT} = 50 \text{ mV}_P$, $G = 10$, $A = 5$.



Fonte: o próprio autor.

duas situações distintas: a primeira com uma entrada $V_{ENT} = 0,5 + 10 \text{ mV}_p$ e a segundo com uma entrada $V_{ENT} = 1,0 + 50 \text{ mV}_p$. Em ambos os casos, o ganho que está sendo usado é o mesmo que o anterior, 10 vezes no primeiro estágio e 5 no segundo.

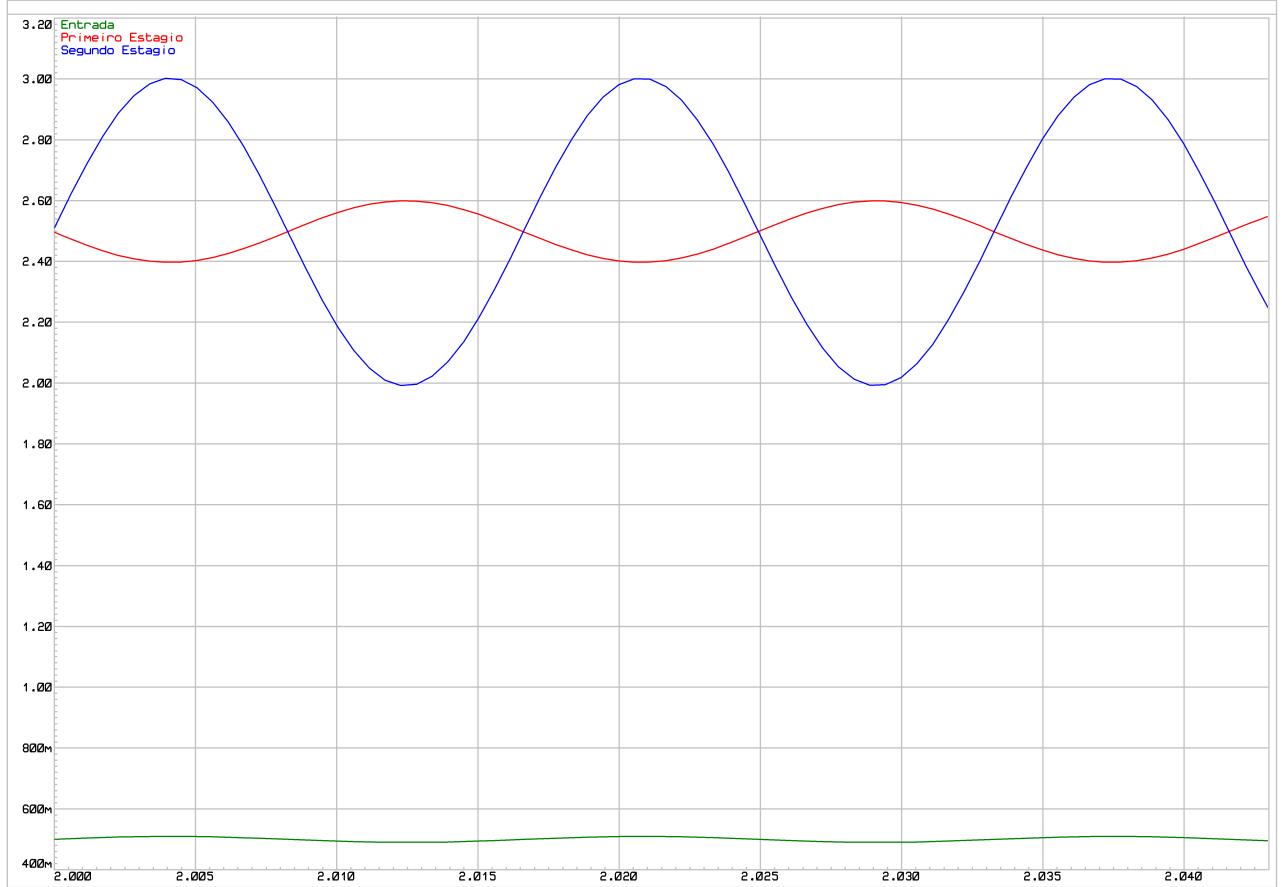
O compensador se mostrou de extrema eficácia. Mesmo com offsets na entrada, a entrada permanece como se fosse um sinal puramente senoidal. Assim, não há riscos do sistema saturar devido à offsets indesejados na entrada.

5.1.3 Testes utilizando o LM324 no segundo estágio

Foi feito um último teste para verificar a real necessidade do uso de um AMP OP rail-to-rail. Foi utilizado aqui o LM324 (o mesmo utilizado no compensador e no buffer). As condições foram: $V_{ENT} = 50 \text{ mV}_p$, $G = 10$ e $A = 5$. Repare como ficou a saída nessa situação na Fig.52.

Atente-se ao sinal do segundo estágio, aqui fica evidente sua limitação. Devido a limitação do CI, próximo de 3,9 V o sinal satura e o amplificador não comporta mais de

Figura 50 – Sinal de entrada, sinal após o primeiro estágio de amplificação e sinal após o segundo estágio (saída) do circuito de condicionamento, simulando a amplificação do sensor de corrente. $V_{ENT} = 0,5 + 10 \text{ mV}_p$, $G = 10$, $A = 5$.



Fonte: o próprio autor.

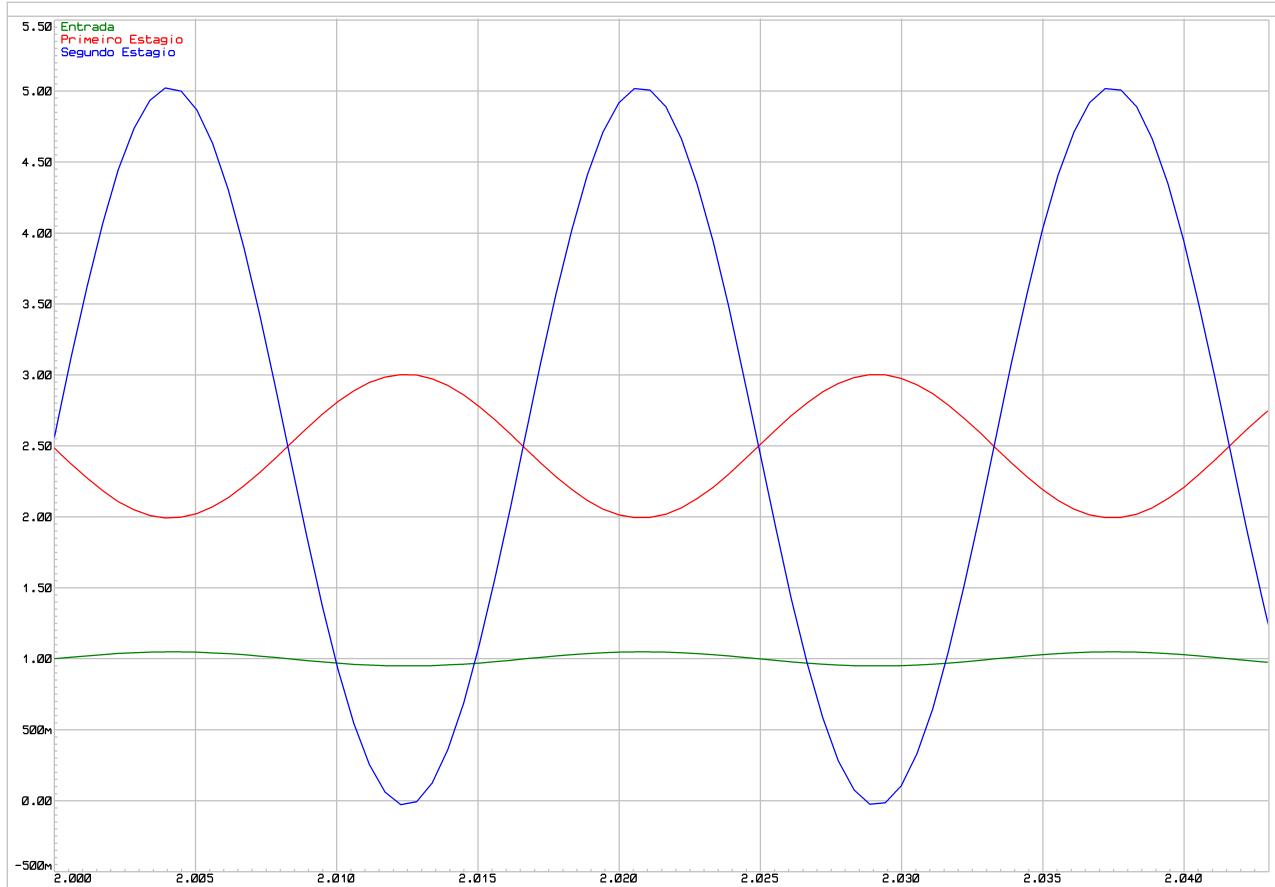
forma coerente, fazendo o sinal ficar limitado. Aqui se trata de uma simulação, na prática isso pode ser ainda mais drástico. Fica evidente a necessidade do uso de um AMP OP rail-to-rail caso queira-se um bom range de saída para situações com alimentação assimétrica e com tensão máxima de 5 V. Claro que, na prática, os AMP OPs rail-to-rail, também não chegam aos exatos 5 V, todavia chega-se a um valor muito próximo, inúmeras vezes melhor que os amplificadores comuns.

5.1.4 PCB - circuito de condicionamento do sensor de corrente

Após todas as simulações terem ocorrido de forma eficaz e coerente, foi roteado a placa, com base no circuito da Fig. 36. O projeto da placa de circuito impresso pode ser observado na Fig. 53.

Com a placa confeccionada, os componentes foram soldados. É possível encontrar a placa finalizada na Fig. 54.

Figura 51 – Sinal de entrada, sinal após o primeiro estágio de amplificação e sinal após o segundo estágio (saída) do circuito de condicionamento, simulando a amplificação do sensor de corrente. $V_{ENT} = 1,0 + 50 \text{ mV}_p$, $G = 10$, $A = 5$.



Fonte: o próprio autor.

5.2 Sensor de temperatura

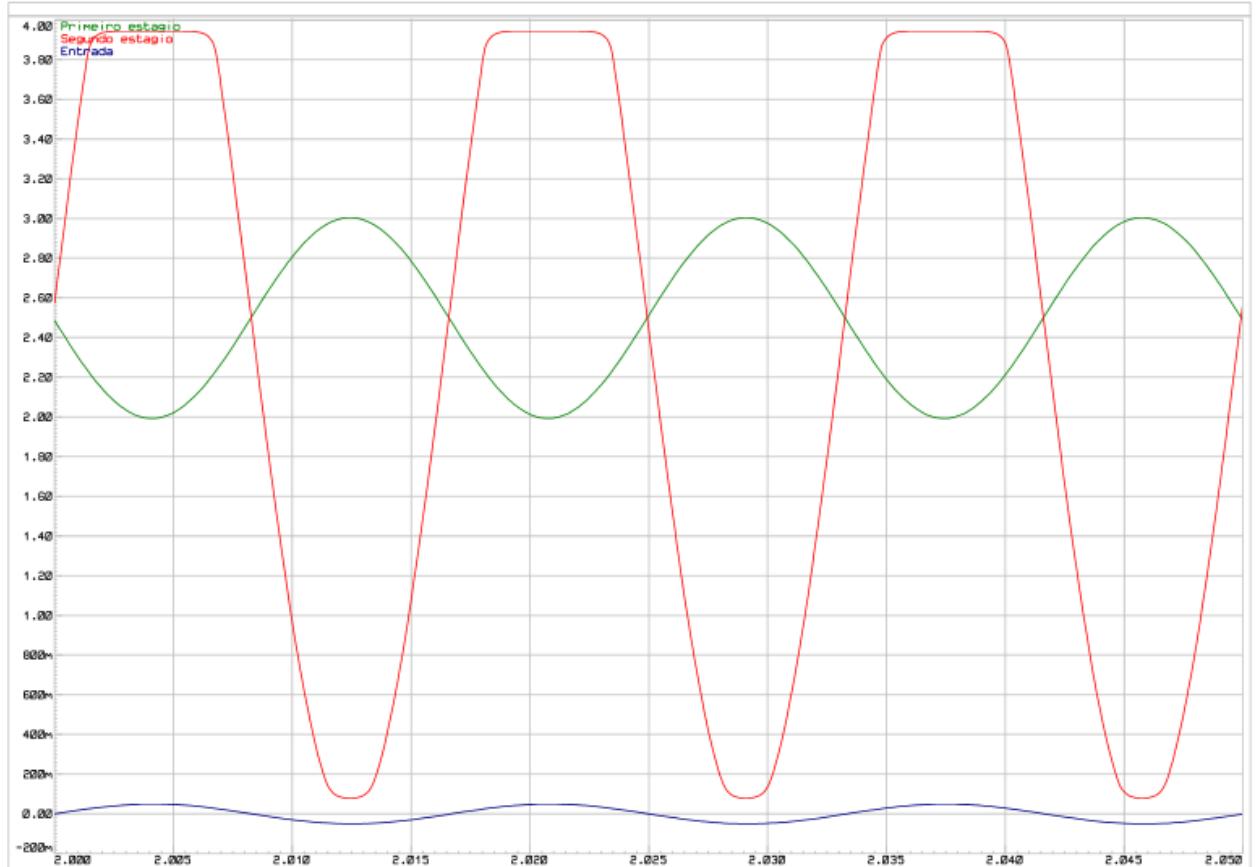
Para simulação do sensor de temperatura, foi utilizado um resistor como termistor.

5.2.1 Ponte balanceada

Na primeira simulação, foi utilizado um resistor de $R = 3 \text{ k}\Omega$, para simular o termistor na temperatura de 25 °C e, consequentemente, a ponte balanceada. Foi deixado a ligação da resistência do ganho do amplificador de instrumentação em aberto, para se usar com ganho unitário. Foi feito isso pois, na prática, o range de saída vai ser relativamente grande e se fosse utilizado o ganho, não seria possível medir todas as temperaturas prevista. O gráfico de tal situação consta na Fig. 55.

Assim, é possível observar a saída em 2,5 V, como previsto. Isso acontece porque quando a ponte está balanceada, a tensão diferencial de entrada do INA é nula. Assim sendo, a saída fica nos 2,5 V de referência.

Figura 52 – Sinal de entrada, sinal após o primeiro estágio de amplificação e sinal após o segundo estágio (saída) do circuito de condicionamento, simulando a amplificação do sensor de corrente com o LM324. $V_{ENT} = 50 \text{ mV}_p$, $G = 10$, $A = 5$.



Fonte: o próprio autor.

5.2.2 Ponte desbalanceada simulando 60 °C

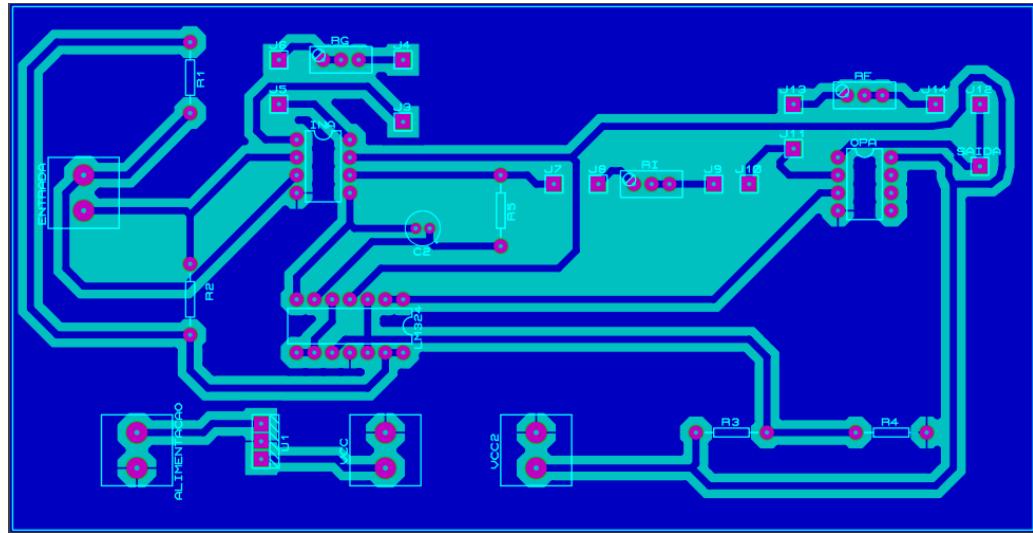
Nesse segundo instante, foi simulado o termistor em 60 °C. Para isso foi utilizado um resistor de $R = 0,7476 \text{ k}\Omega$, com base nos valores da Tab. 2. O gráfico de tal situação consta na Fig. 56.

Comparando-se o gráfico da Fig. 56 com a Tab. 2, tem-se valores praticamente idênticos: próximo à 1,5 V a tensão diferencial de entrada do INA e próximo a 1,0 V a tensão de saída do circuito.

5.2.3 Ponte desbalanceada simulando 70 °C

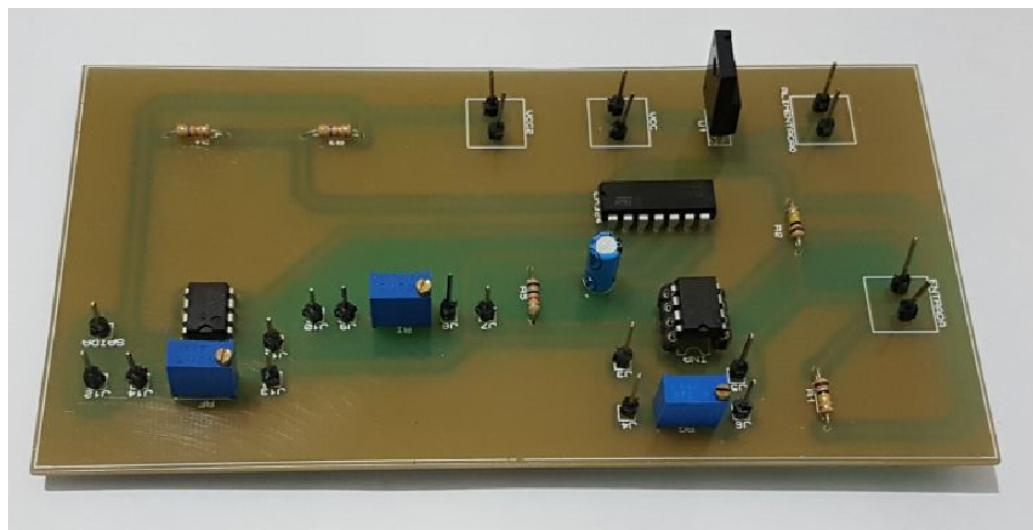
Agora foi simulando o termistor em 70 °C. Para isso foi utilizado um resistor de $R = 0,5274 \text{ k}\Omega$, com base nos valores da Tab. 2. O gráfico de tal situação consta na Fig. 57.

Figura 53 – Placa de circuito impresso roteada do circuito de condicionamento do sensor de corrente.



Fonte: o próprio autor.

Figura 54 – Placa de circuito impresso finalizada do circuito do sensor de corrente.



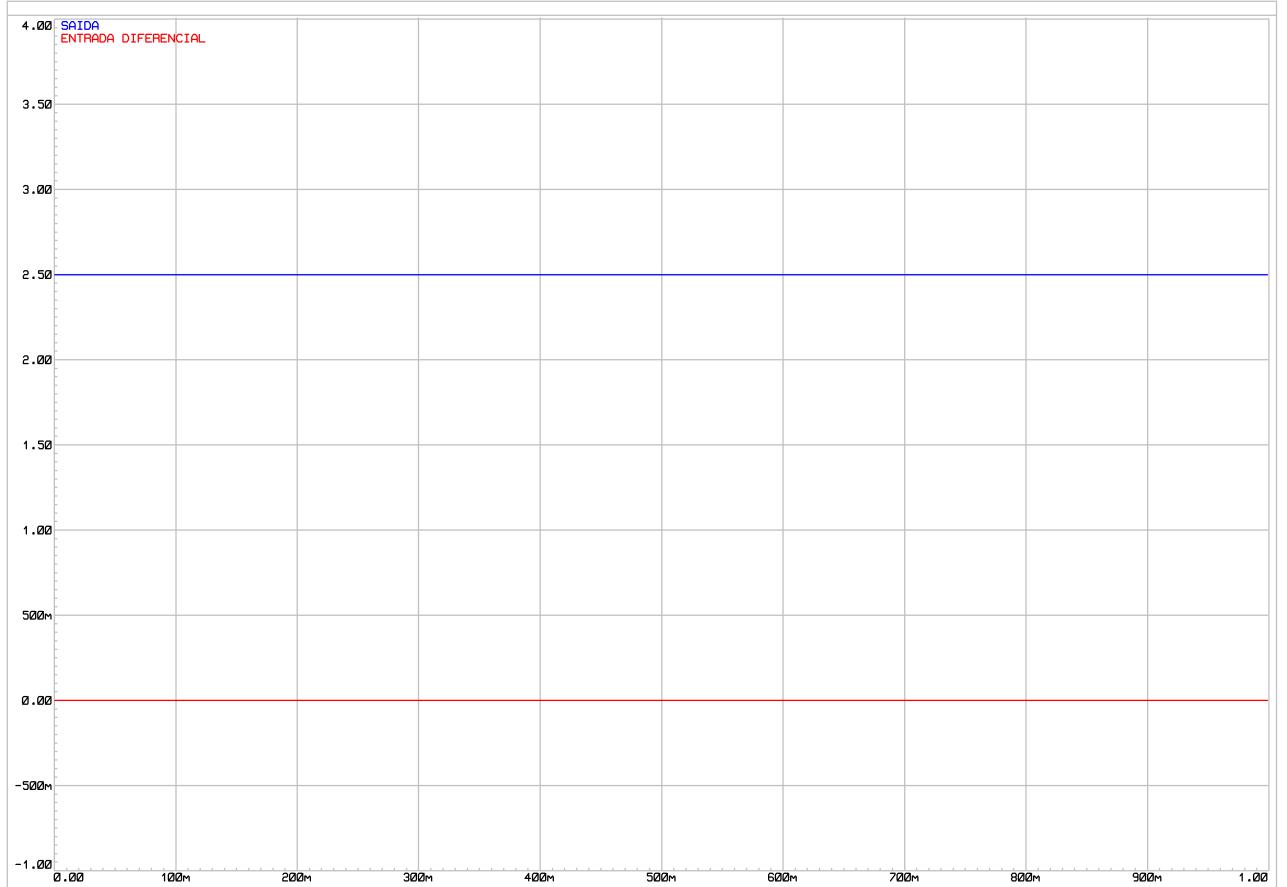
Fonte: o próprio autor.

Comparando-se o gráfico da Fig. 57 com a Tab. 2, tem-se valores praticamente idênticos: próximo à 1,75 V a tensão diferencial de entrada do INA e próximo a 750 mV a tensão de saída do circuito.

5.2.4 PCB - Circuito de condicionamento do sensor de temperatura

Após finalização das simulações, com os resultados ditos satisfatórios, a placa foi roteada para confecção, com base no circuito da Fig. 43. O projeto da placa de circuito impresso pode ser observado na Fig. 58.

Figura 55 – Sinal de sinal de entrada do circuito de condicionamento, com um resistor de $3\text{ k}\Omega$ simbolizando o termistor à temperatura de $25\text{ }^{\circ}\text{C}$.



Fonte: o próprio autor.

Com a placa confeccionada, os componentes foram soldados. É possível encontrar a placa finalizada na Fig. 59:

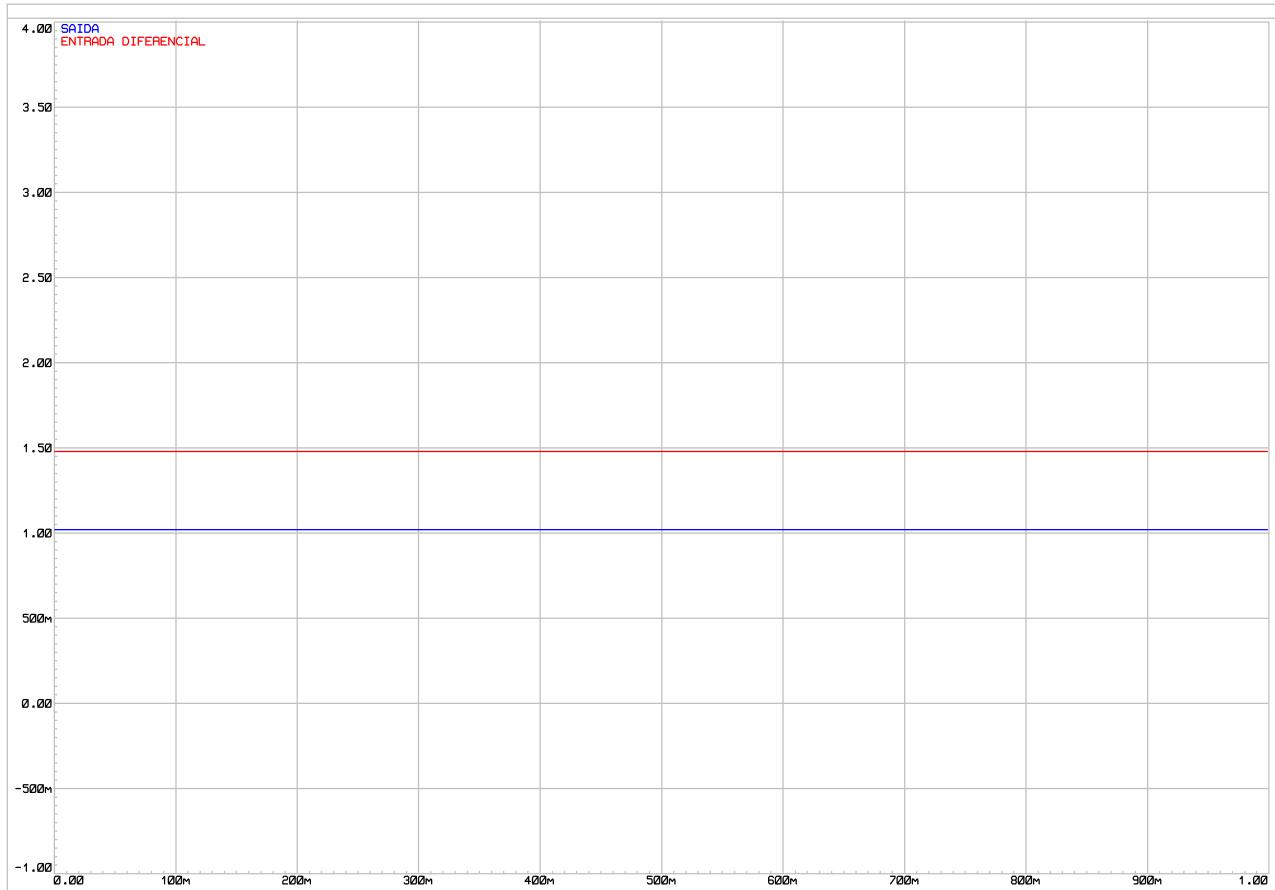
5.3 Sensor de Presença de vazão

As últimas simulações se deram acerca do sensor de presença de vazão. As simulações se deram através do circuito da Fig. 46. Grande parte desse circuito tem semelhança com o circuito de condicionamento do sensor de corrente simulados e discutidos na seção 5.1. Dessa maneira, não será feito a análise aqui de pontos como a relação do ganho ou mesmo do funcionamento do compensador, pois seria redundante. Aqui será abordado os casos específicos desse circuito.

5.3.1 Sinal de entrada frequência de 100 Hz

Para simular um sinal parecido com a resposta do piezoeletônico, foi utilizado um gerador de função. Nesse caso, foi utilizado um sinal de entrada com $V_{ENT} = 50\text{ mV}_P$, um

Figura 56 – Sinal de sinal de entrada do circuito de condicionamento, com um resistor de $R = 0,7476 \text{ k}\Omega$ simbolizando o termistor à temperatura de 60 °C.



Fonte: o próprio autor.

ganho de 50 vezes (10 no primeiro estágio e 5 no segundo) e uma frequência do sinal de entrada de $f = 100 \text{ Hz}$. O sinal de saída, considerando essas condições de entradas pode ser observado na Fig. 60.

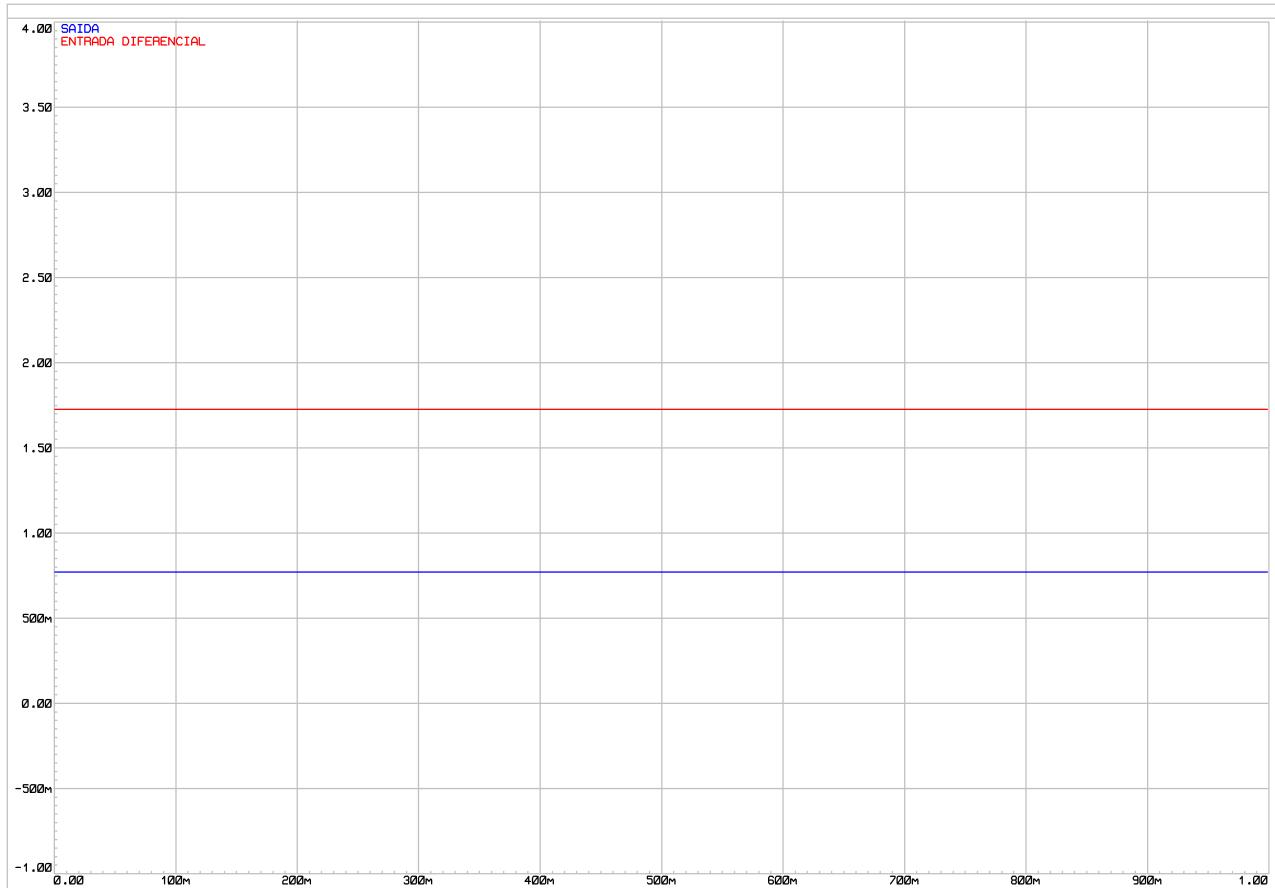
Observa-se a eficácia do detector de pico ativo: na saída do circuito, inicialmente teria-se uma onda senoidal, entretanto, o detector de pico ativo faz o sinal se manter quase que constante. No ciclo positivo, o capacitor se carrega e, durante o ciclo negativo, ele se descarregue, pois o diodo entra em corte e o capacitor fica responsável por alimentar a carga. Antes de sua descarga, ele volta a se carregar no ciclo ativo consequente e assim sucessivamente. O circuito funcionou como o esperado.

5.3.2 Sinal de entrada frequência de 500 Hz

Nessa segunda simulação, foi utilizado uma frequência maior, agora $f = 500 \text{ Hz}$. Os demais parâmetros se mantiveram os mesmos. Observe o sinal na Fig. 61.

Como esperado, com a frequência de 500 Hz, o sinal se mantém ainda mais estável pois agora o capacitor se carrega ainda de forma mais rápida.

Figura 57 – Sinal de sinal de entrada do circuito de condicionamento, com um resistor de $R = 0,5274 \text{ k}\Omega$ simbolizando o termistor à temperatura de 70 °C.



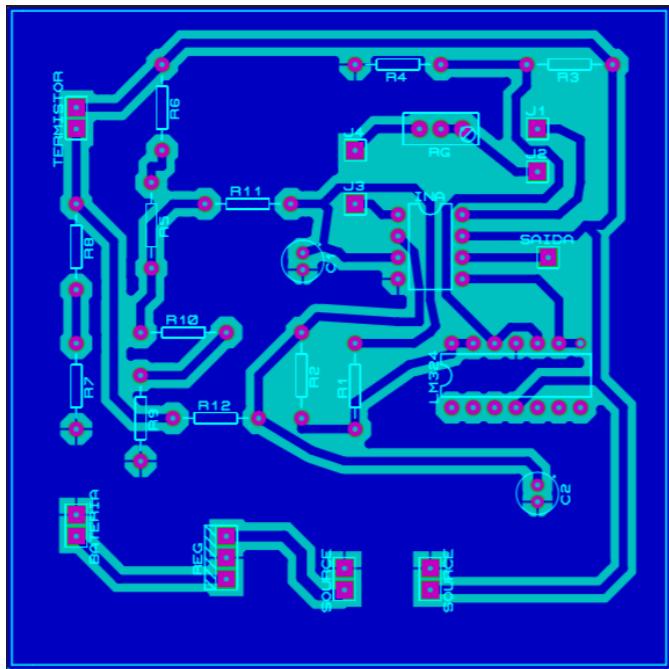
Fonte: o próprio autor.

Os valores escolhidos dos componentes desse circuito permitem com que se trabalhe com uma grande faixas de frequências. Foi feito dessa forma, pois o sinal que o piezoeletrônico captará ainda é obscuro, não se sabe ao certo o que acontecerá. Especula-se que, nessas características, o circuito seja mais que suficiente para captar o sinal e manter-se estável, de forma ao microcontrolador reconhecer o sinal. Essas conclusões só poderão ser feitas após os testes práticos, discutidos na sequência do trabalho. Dependendo do resultado, poderá se fazer necessário pequenas alterações no esquemático.

5.3.3 Circuito com o schmitt trigger

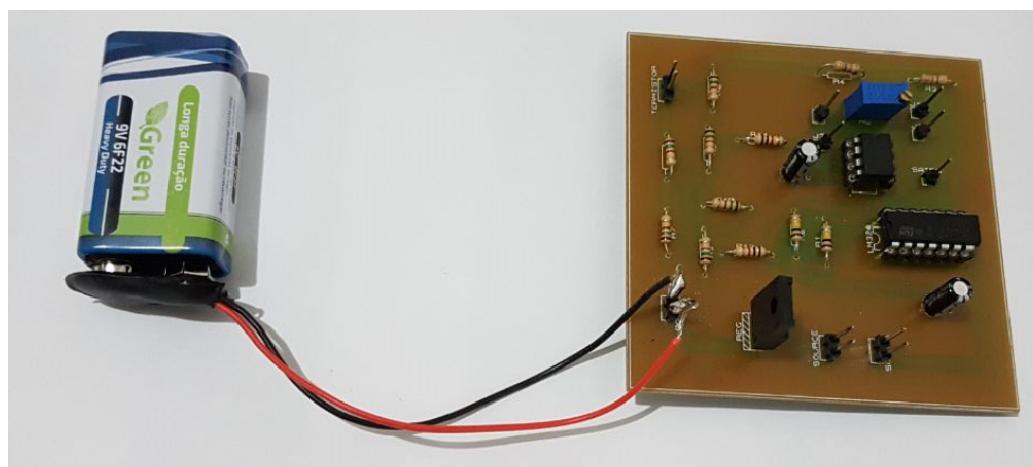
Ao não se utilizar do schmitt trigger, a resposta de saída do sistema é 2,5 V para quando não há vazão e um valor maior para quando há. Com o uso do ganho, é possível deixar esses dois valores bastante distintos entre si, fazendo, por exemplo, o sinal alto (presença de fluxo) ficar próximo dos 5 V, enquanto o sinal baixo (ausência de fluxo) mantém-se em 2,5 V. Essa diferença já é bastante visível na leitura pelo microprocessador. Quando se usa schmitt trigger esse sinal fica ainda mais evidente, pois faz-se da saída ou 0 V (sem

Figura 58 – Placa de circuito impresso roteada do circuito de condicionamento do sensor de temperatura.



Fonte: o próprio autor.

Figura 59 – Placa de circuito impresso finalizada do circuito do sensor de temperatura.



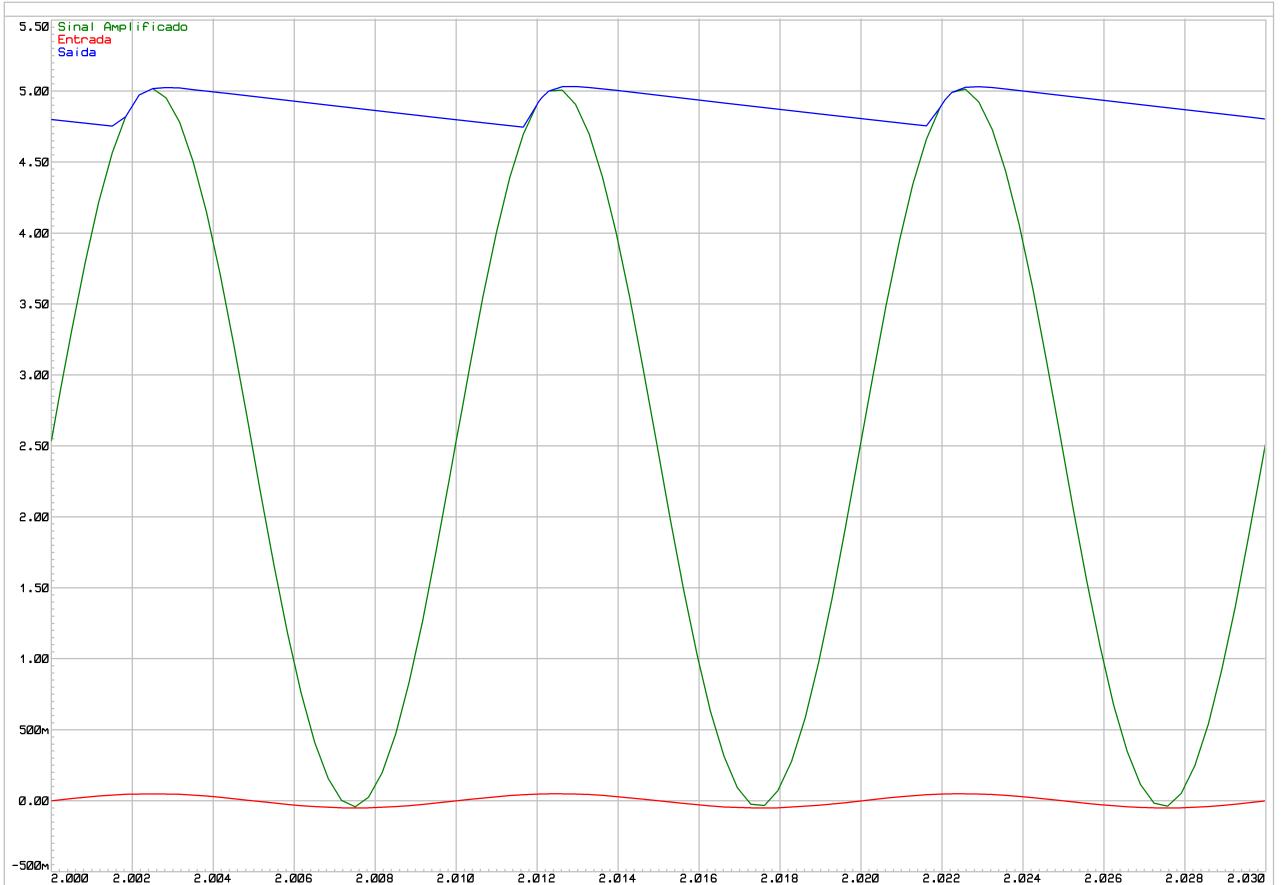
Fonte: o próprio autor.

presença de fluxo) ou 5 V (com presença de fluxo).

Levando em conta toda essa discussão, aqui será proposto uma forma de utilização do circuito de schmitt trigger, mesmo que ele não seja trabalho nesse projeto.

Para cálculo de quais resistência usar no circuito com histerese, partiu-se das Eq. 2.13 e Eq. 2.14. Supôs aqui uma janela de 0,5 V. Sabendo que a tensão de saturação será 5 V devido a alimentação e utilizando um resistor $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, o resistor R_1 necessário para suprir essa situação será:

Figura 60 – Sinal de entrada, sinal de saída do segundo estágio de amplificação e sinal após detector de pico ativo (saída) do sistema de condicionamento, simulando o sensor de presença de vazão. $V_{ENT} = 50 \text{ mV}_P$, $G = 10$, $A = 5$ e $f = 100 \text{ Hz}$.



Fonte: o próprio autor.

$$\text{UTP} = \frac{R_2}{R_1} V_{sat}$$

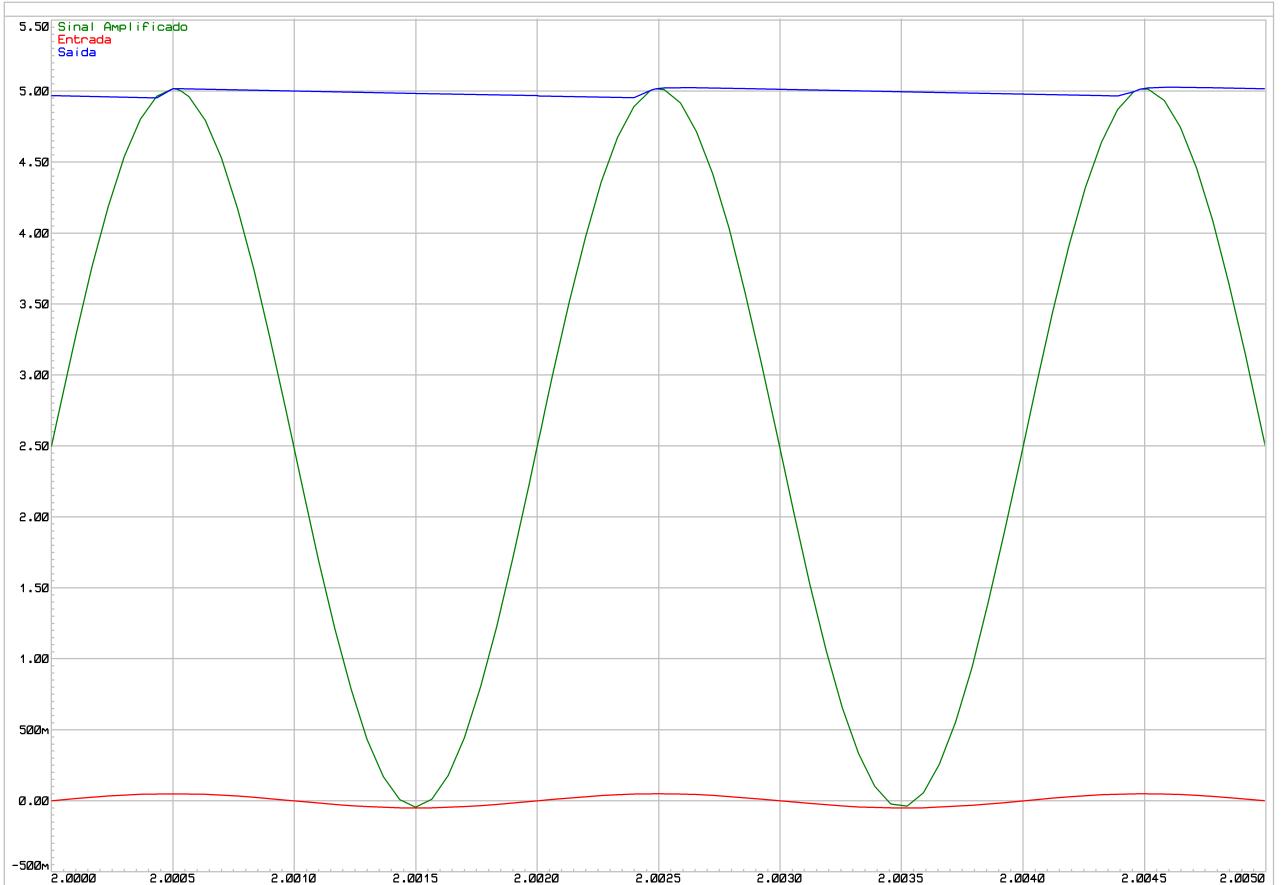
$$0,5 = \frac{2k}{R_1} 5$$

$$R_1 = 20 \text{ k}\Omega$$

Destaca-se aqui que UTP = 0,5 V e LTP = 0 V, pois a tensão de saturação negativa é zero (alimentação simples). Na verdade, esses valores são verdadeiros para caso fosse utilizado uma referência igual a zero. Todavia, nesse caso, a referência é $V_{REF} = 2,5 \text{ V}$. Assim, os valores de UTP e LTP real ficam centrados nesse valor. Dessa forma, UTP = 2,75 V e LTP = 2,25 V, mantendo-se a mesma janela de 0,5 V. Observe na Fig. 62 a simulação com a utilização desse tipo de circuito.

Nota-se assim que, para situações onde se trabalha com dois níveis na comparação de um sinal, se faz interessante o uso do circuito com histerese, pois ele cria uma janela em

Figura 61 – Sinal de entrada, sinal de saída do segundo estágio de amplificação e sinal após detector de pico ativo (saída) do sistema de condicionamento, simulando o sensor de presença de vazão. $V_{ENT} = 50 \text{ mV}_P$, $G = 10$, $A = 5$ e $f = 500 \text{ Hz}$.



Fonte: o próprio autor.

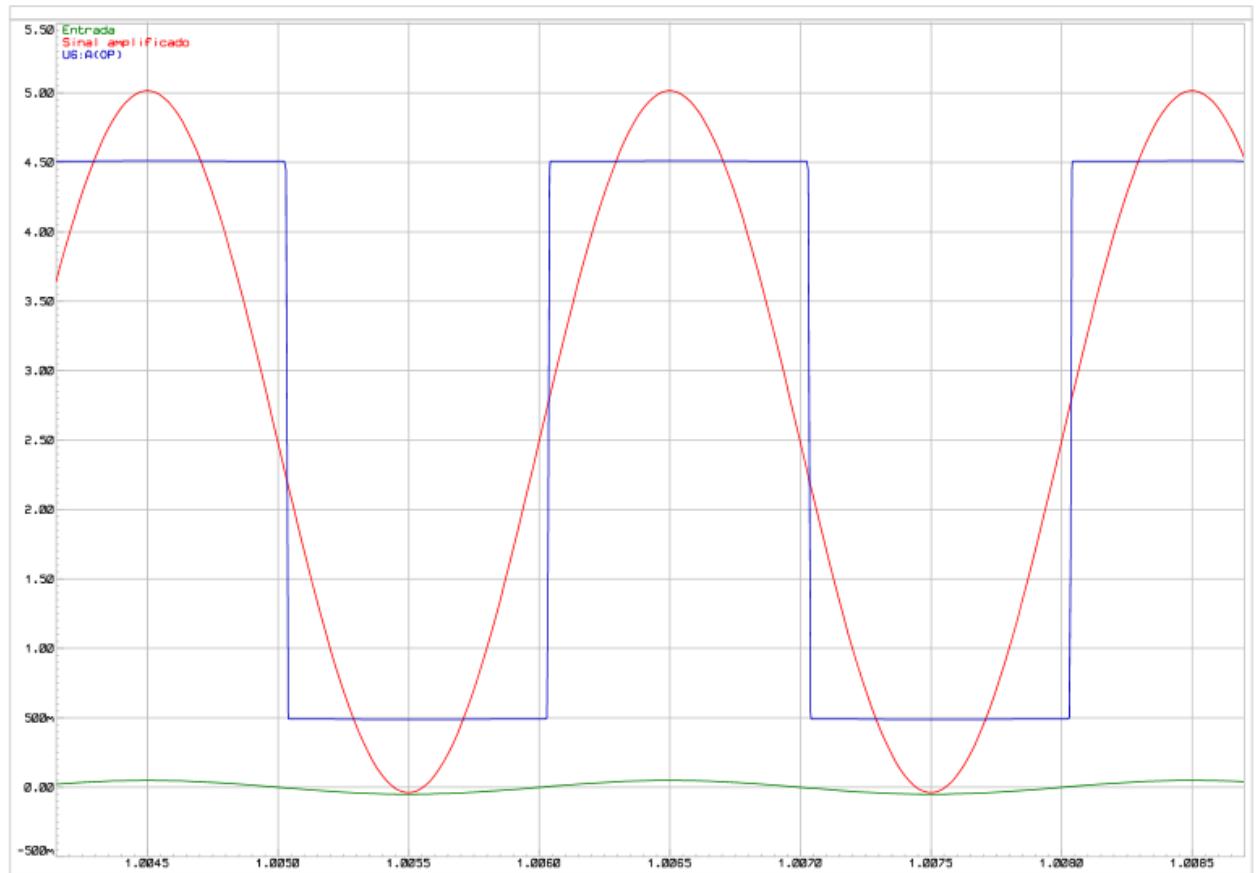
que pequenas variações de tensão não interferem na saída do circuito. Quando o sinal está menor que LTP ele faz a saída fica em zero, ao se passar do nível UTP, a saída vai para alto. E só volta ao estado zero quando, novamente, for menor que LTP.

5.3.4 PCB - Circuito de condicionamento do sensor de presença de vazão

Após finalizada as simulações, foi projetada e roteada a placa de circuito impresso com base no circuito da Fig. 47. Observe a Fig. 63.

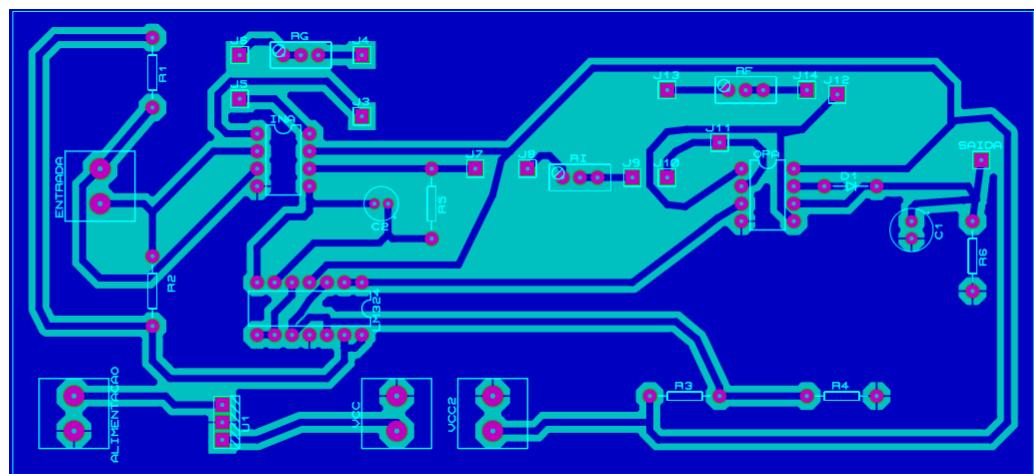
Na Fig. 64 observe a placa finalizada e já com os componentes soldados.

Figura 62 – Exemplificação do uso do schmitt trigger, mostrando o sinal de entrada, o sinal após o segundo estágio de amplificação e o sinal após o schmitt trigger (saída). $V_{ENT} = 50 \text{ mV}_P$, $G = 10$, $A = 5$ e $f = 100 \text{ Hz}$.



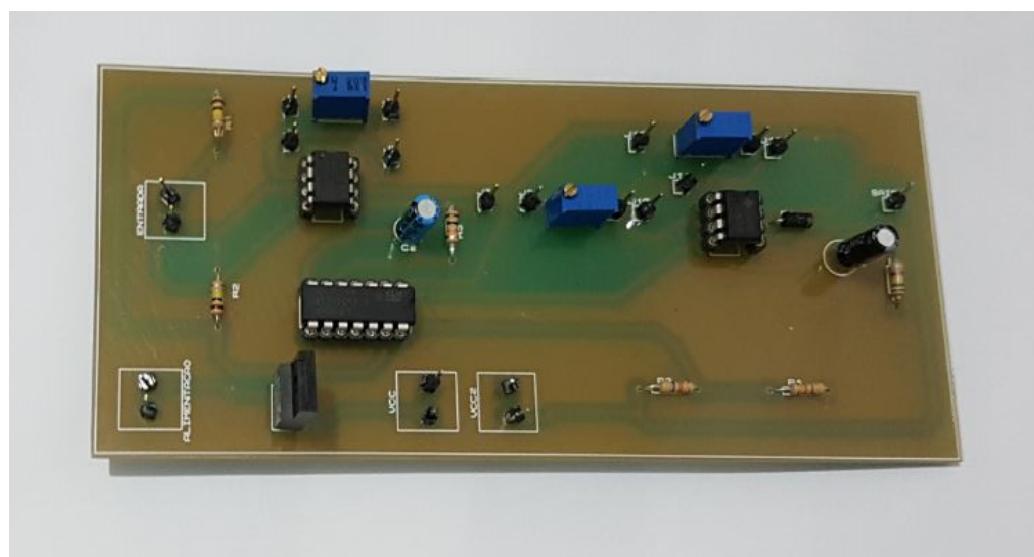
Fonte: o próprio autor.

Figura 63 – Placa de circuito impresso finalizada do circuito de concionamento do sensor de presença de vazão.



Fonte: o próprio autor.

Figura 64 – Placa de circuito impressa do circuito de condicionamento do sensor de presença de vazão finalizada e soldada.



Fonte: o próprio autor.

6 Resultados práticos

6.1 Sensor de corrente

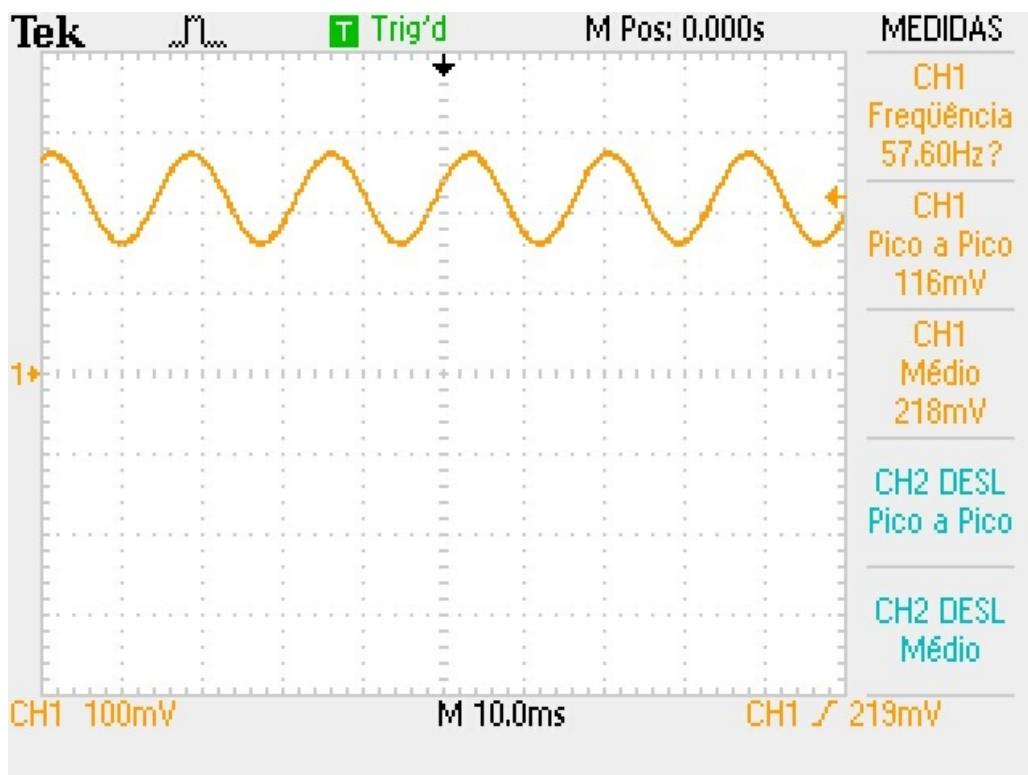
Para testar o funcionamento do circuito de condicionamento do sensor de corrente, foi inicialmente feito testes com um gerador de função simulando a entrada do circuito, para depois fazer testes da medição de corrente em si.

6.1.1 Testes com circuito de condicionamento do sensor de corrente

Para validar o circuito de condicionamento, foi utilizado um gerador de função para simular uma entrada senoidal. Esse sinal foi então colocado na entrada do sistema, para verificar a atuação do mesmo.

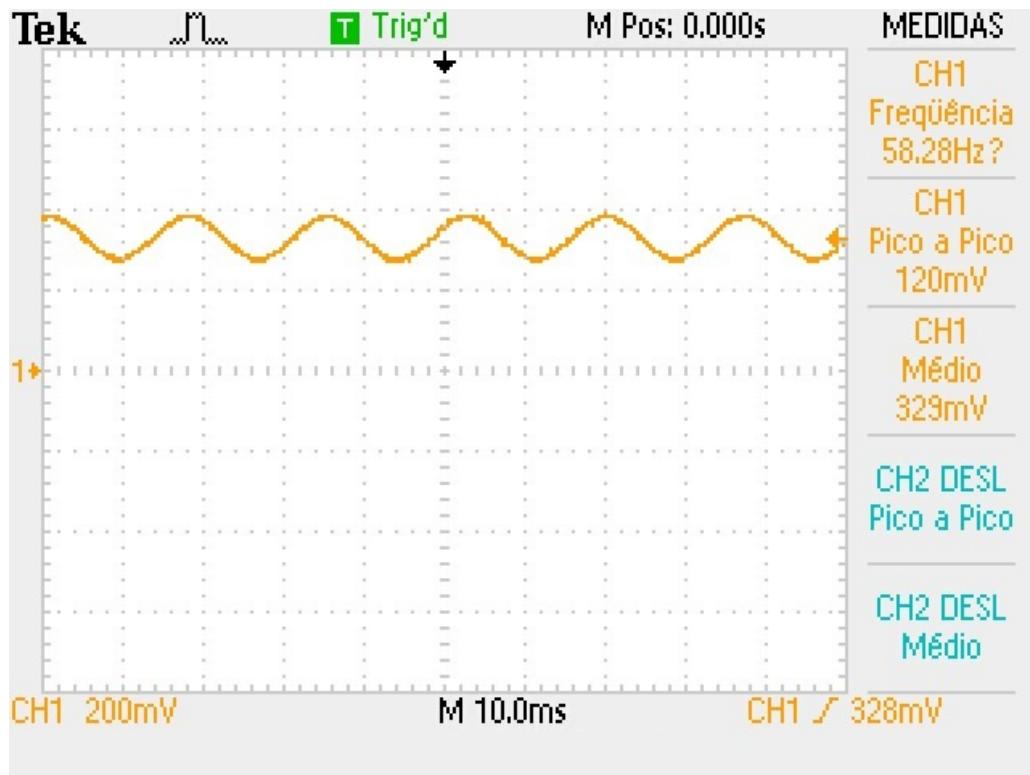
Nos dois primeiros testes, os sinais de entrada foram, primeiro, com uma amplitude de $V_{PP} = 116$ mV, com um offset de $V_{offset} = 218$ mV e o segundo com uma amplitude de $V_{PP} = 120$ mV e offset de $V_{offset} = 329$ mV. Os gráficos dos respectivos sinais de entrada constam nas Fig. 65 e Fig. 66, respectivamente.

Figura 65 – Sinal de entrada fornecido pelo gerador de função para testes do circuito de condicionamento do sensor de corrente. $V_{PP} = 116$ mV e $V_{offset} = 218$ mV.



Fonte: o próprio autor.

Figura 66 – Sinal de entrada fornecido pelo gerador de função para testes do circuito de condicionamento do sensor de corrente. $V_{PP} = 120$ mV e $V_{offset} = 329$ mV.



Fonte: o próprio autor.

Foi utilizado offset propositalmente para validar o funcionamento do compensador.

O resistor de ganho do INA, R_G , foi ajustado em $R_G = 12,35\text{ k}\Omega$. Dessa forma, através da equação 3.1, verifica-se que o primeiro estágio terá um ganho de 5 vezes.

$$G = 1 + \frac{49,4k}{12,35}$$

$$G = 5$$

Para o segundo estágio, foi feito um ganho de 1 vez. Por isso, usou-se os resistores R_F e R_i com o mesmo valor. Através da Eq. 2.11, é possível verificar o resultado.

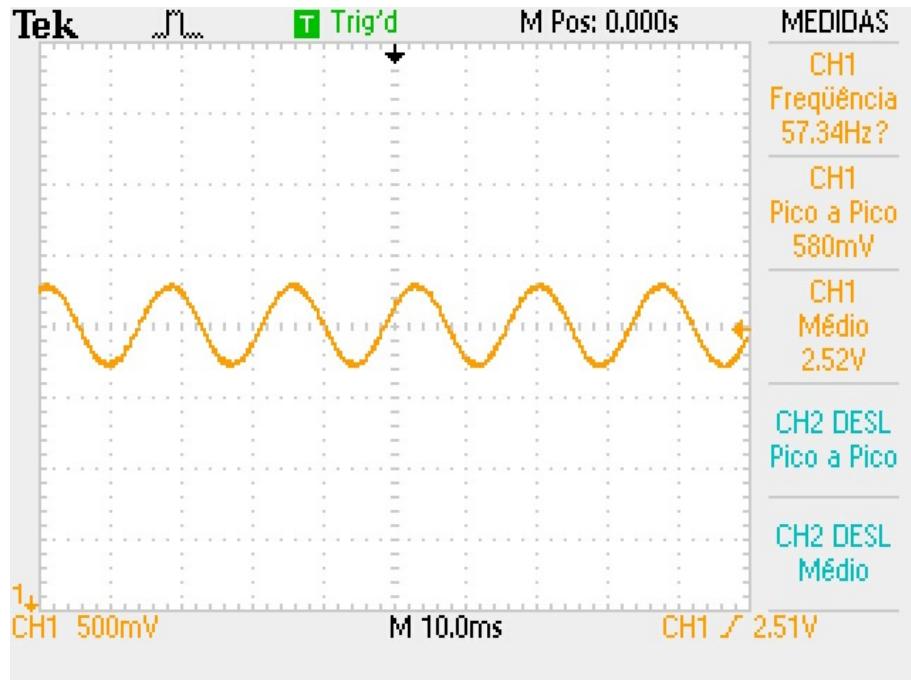
$$A = -\frac{10,06}{10,07}$$

$$A = -1$$

Os respectivos sinais de saídas amplificados, podem ser verificados nas Fig. 67 e Fig. 68.

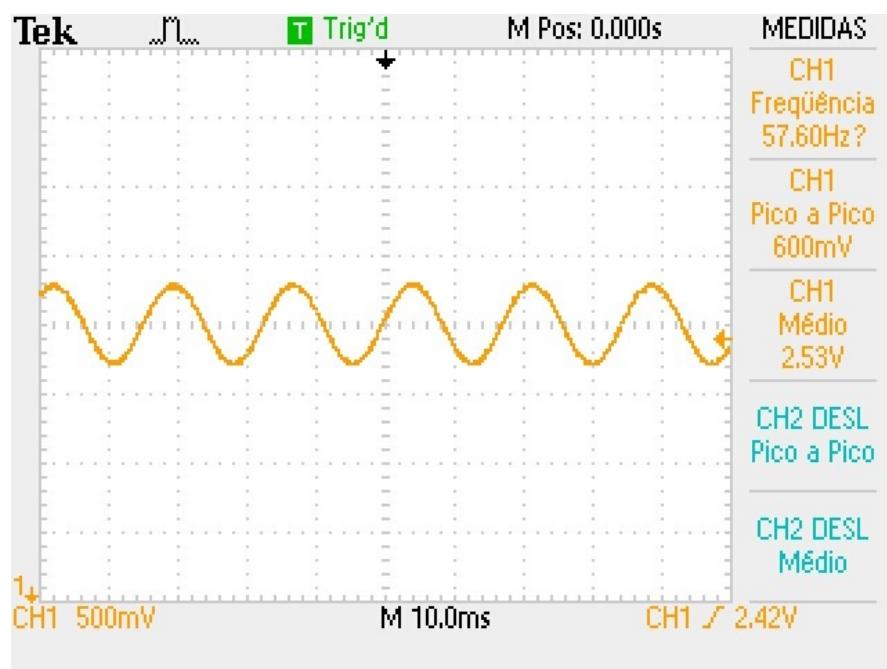
Em ambos os casos, pode-se verificar que o sinal foi amplificado em 5 vezes, como previsto, e a saída ficou centrada em um valor próximo a 2,5 V, mostrando que o offset não teve influência na saída do circuito, devido ao funcionamento do compensador.

Figura 67 – Sinal de saída do teste do circuito de condicionamento do sensor de corrente para uma entrada com $V_{PP} = 116$ mV e $V_{offset} = 218$ mV



Fonte: o próprio autor.

Figura 68 – Sinal de saída do teste do circuito de condicionamento do sensor de corrente para uma entrada com $V_{PP} = 120$ mV e $V_{offset} = 329$ mV



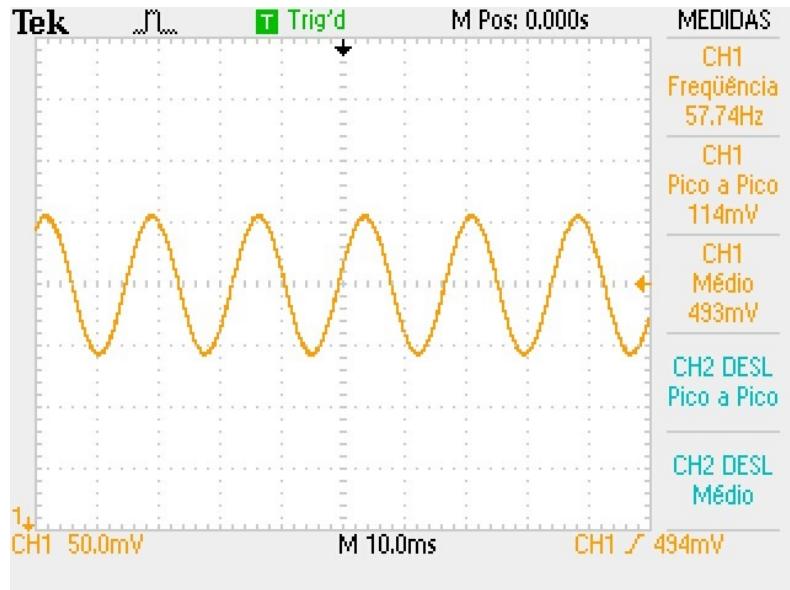
Fonte: o próprio autor.

Assim, verifica-se na prática, que tanto o sistema amplifica o sinal de forma coerente, como que o compensador elimina offset, fazendo ele não ser amplificado.

De todo modo, é de se imaginar que na prática, o compensador não funcione para

valores de offsets muitos altos. Para isso, buscou-se seu limiar de funcionamento. Tal limiar foi descoberto para uma entrada de $V_{PP} = 114 \text{ mV}$ e $V_{offset} = 493 \text{ mV}$, conforme a Fig. 69.

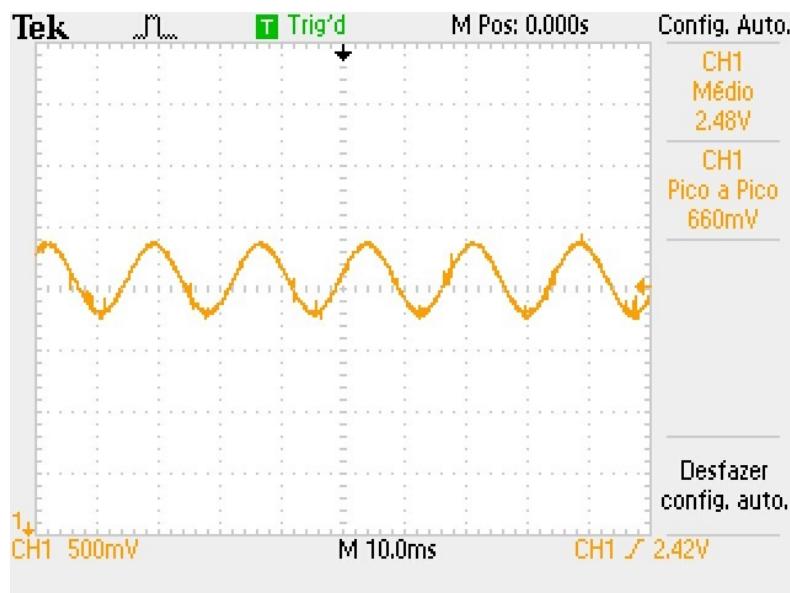
Figura 69 – Sinal de entrada fornecido pelo gerador de função para testes do circuito de condicionamento do sensor de corrente. $V_{PP} = 114 \text{ mV}$ e $V_{offset} = 493 \text{ mV}$



Fonte: o próprio autor.

As condições de ganhos utilizadas são as mesmas dos casos anteriores, 5 vezes. O sinal de saída dessa amplificação consta na Fig. 70.

Figura 70 – Sinal de saída do teste do circuito de condicionamento do sensor de corrente para uma entrada com $V_{PP} = 114 \text{ mV}$ e $V_{offset} = 493 \text{ mV}$



Fonte: o próprio autor.

Observa-se aqui, que o sinal começa a ficar ruidoso, e o sinal de saída não teve mais os exatos 5 vezes de ganho, houve uma pequena variação. Para sinais de entradas maiores do que esse, a amplificação já começa a ficar inviável. Mas, para a aplicação em questão, esse limiar se faz mais que o necessário para que o circuito consiga eliminar todos os offsets indesejados.

6.1.2 Testes de medição de corrente com o uso da bobina

Agora, foi utilizado a bobina toroidal em volta de um fio, para que o campo magnético gerado pela corrente do fio condutor, possa gerar uma fem nos terminais das espiras e que essa fem possa ser usada como base para medições futuras. Para isso, foram ligadas diversas cargas e com o uso do Variac, foi possível variar a tensão e, consequentemente, a corrente do sistema. Para uma base de comparação, ao mesmo tempo que se usou a bobina e seu circuito de condicionamento, a corrente do circuito foi medida com um multímetro, para que assim possa se fazer uma base para as medições. Nas Fig. 71 e Fig. 72 é possível observar a montagem.

Figura 71 – Montagem experimental para testes do circuito de condicionamento de corrente.

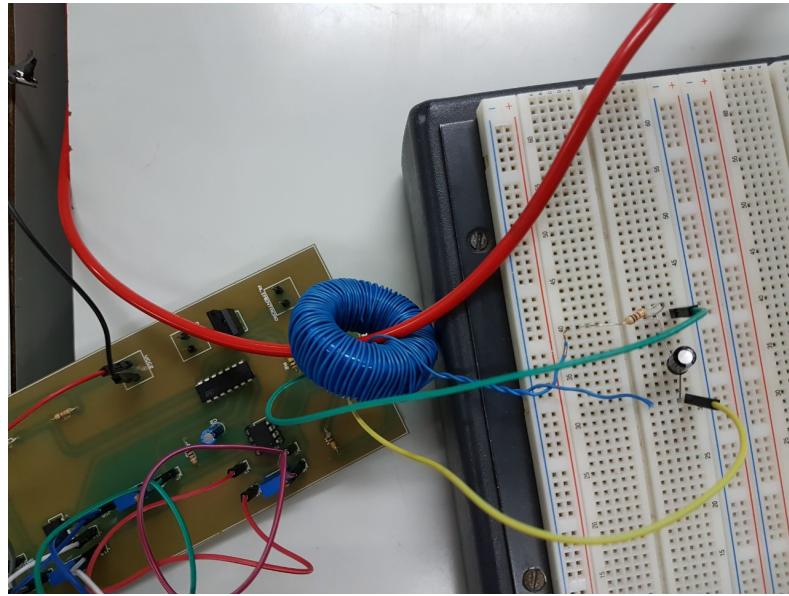


Fonte: o próprio autor.

É importante destacar que nessa prática se fez necessário o uso de um filtro passa-baixas, para eliminar ruídos de alta frequência na entrada do sistema. Todavia, em outros momentos, esses filtro não se fez necessário. Além disso, o ganho total do sistema utilizado nessa situação foi de 20 vezes.

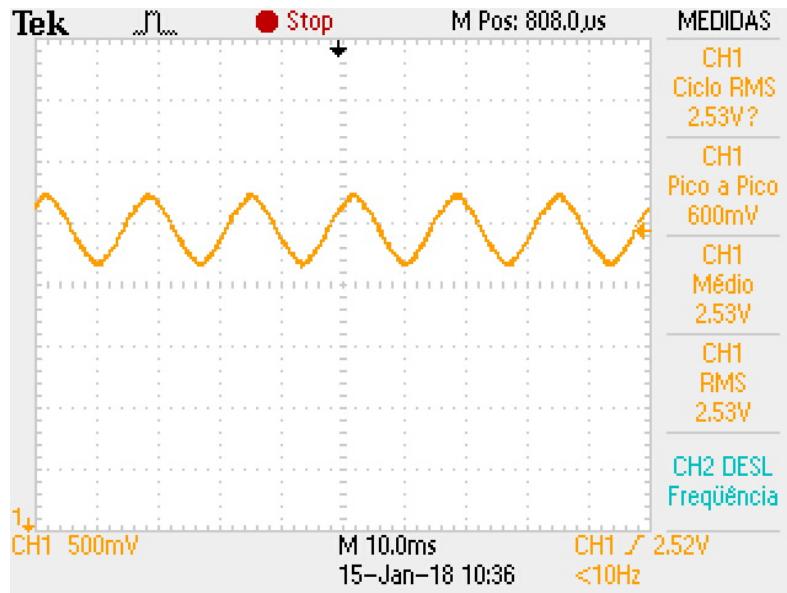
Nas Fig. 73 e Fig. 74 é possível encontrar algumas das medições feitas para exemplificação.

Figura 72 – Montagem experimental para testes do circuito de condicionamento de corrente, com enfoque no circuito.



Fonte: o próprio autor.

Figura 73 – Sinal de saída, com amplificação de 20 vezes, da tensão gerada pela bobina, quando se passava uma corrente de 6,0 A pelo fio condutor.

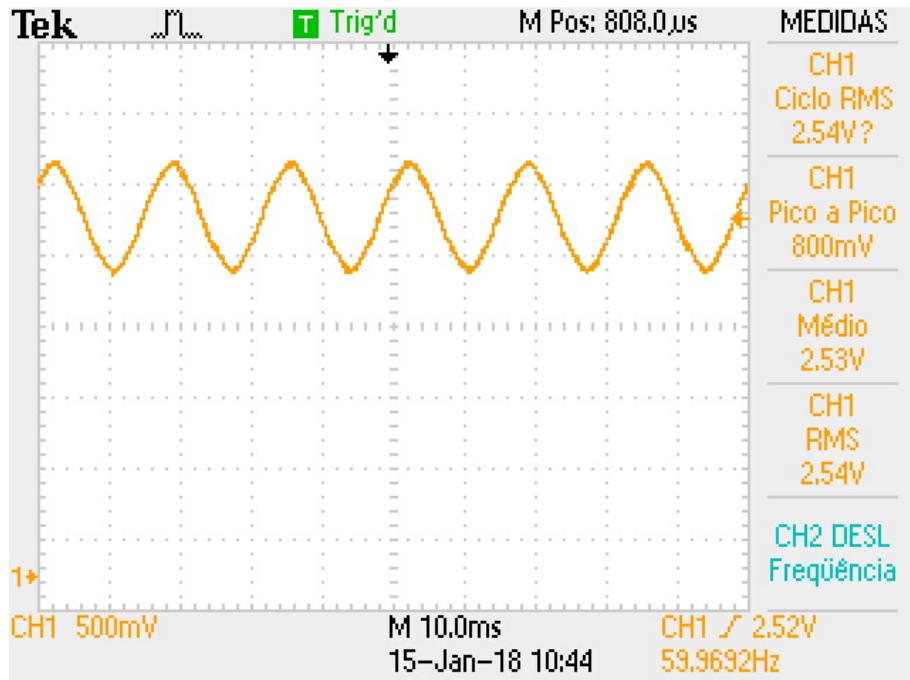


Fonte: o próprio autor.

Com os valores das medições foi montada a Tabela 4 e com seus respectivos valores foi plotado o gráfico da tensão de saída (fem com ganho de 20x) em função da corrente medida com o multímetro. Vide Fig. 75.

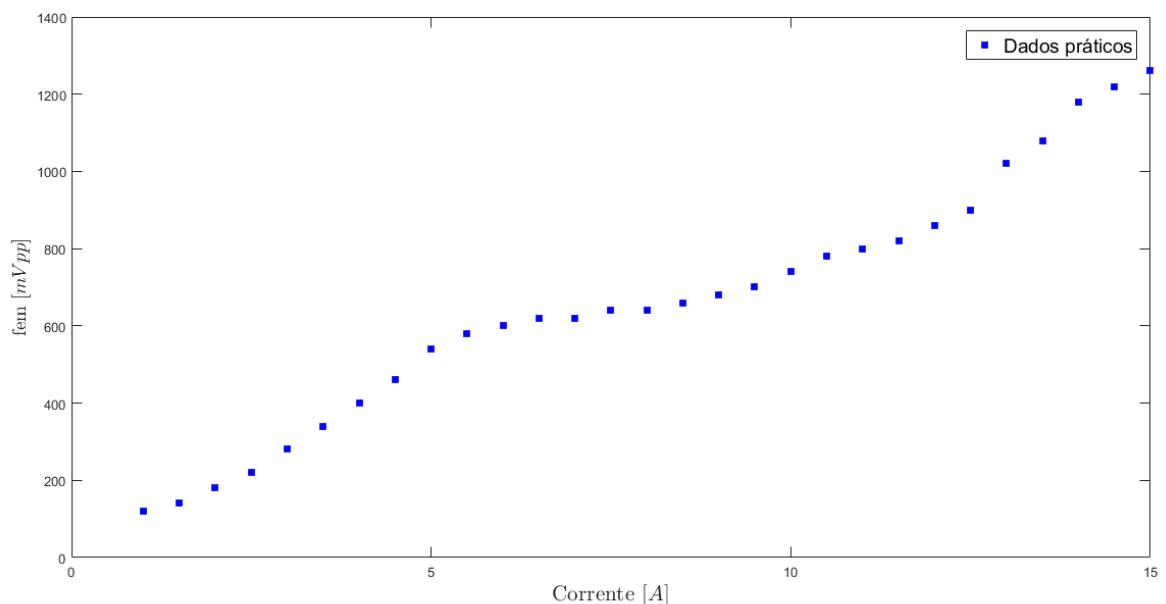
A resposta esperada era linear, considerando os componentes ideais. Entretanto, as características da bobina podem variar de acordo com a intensidade de campo magnético e temperatura, o que pode ter influenciado para um sinal de saída dessa forma. Por

Figura 74 – Sinal de saída, com amplificação de 20 vezes, da tensão gerada pela bobina, quando se passava uma corrente de 11,5 A pelo fio condutor.



Fonte: o próprio autor.

Figura 75 – Gráfico da tensão de saída (fem com ganho de 20x) em função da corrente medida com o multímetro.



Fonte: o próprio autor.

exemplo, a permeabilidade magnética da bobina é sensível à variação da temperatura, isso justifica o comportamento da curva. Para a prática em questão, esse resultado se faz

Tabela 4 – Comparaçāo dos valores da corrente medida pelo multímetro e da tensāo diferencial, amplificada, medida pela bobina.

Corrente medida com multímetro (A)	Tensāo de saída do circuito (mV _{PP})
1,0	120
1,5	140
2,0	180
2,5	220
3,0	280
3,5	340
4,0	400
4,5	460
5,0	540
5,5	580
6,0	600
6,5	620
7,0	620
7,5	640
8,0	640
8,5	660
9,0	680
9,5	700
10,5	740
11,0	780
11,5	800
12,0	820
12,0	860
12,5	900
13,0	1020
13,5	1080
14,0	1180
14,5	1220
15,0	1260

Fonte: O próprio autor.

suficiente, pois não se necessita de uma precisão tão grande. Uma solução para se obter uma maior linearidade seria trabalhar-se com entreferro no núcleo, além de aumentar o número de espiras. Isso faria com que o núcleo aumentasse sua curva de saturação, ou seja, sua região de linearidade seria maior.

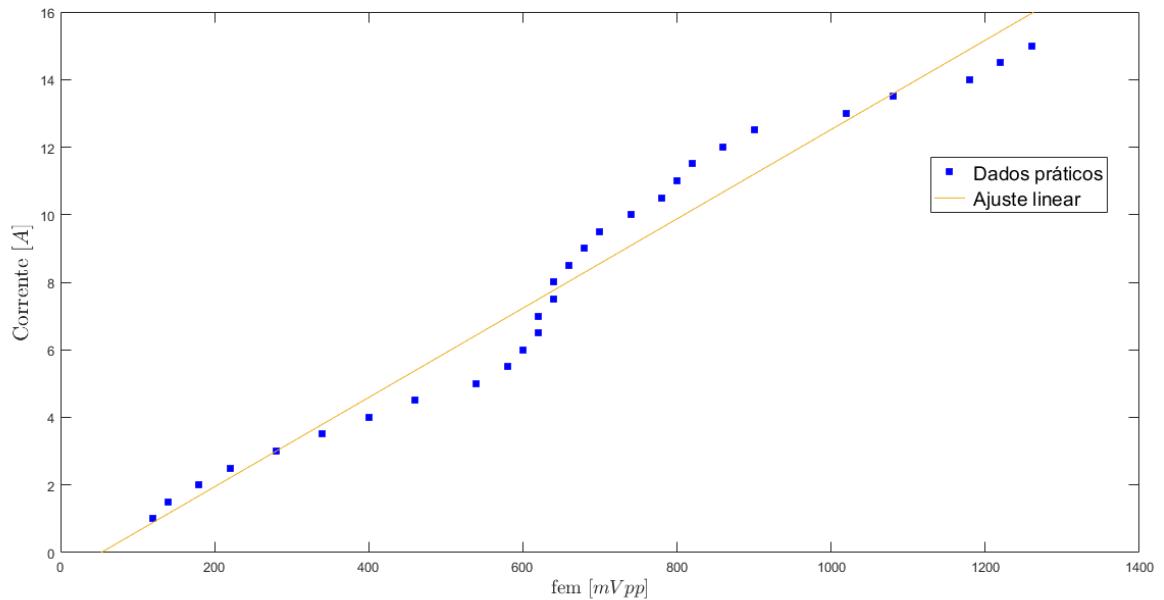
Na sequência, foi feito o inverso e plotado o gráfico da corrente em função do sinal de tensāo de saída. Observe a Fig. 76.

Observe que foi feito um ajuste linear no gráfico. A equaçāo de tal ajuste é:

$$fem = 13x - 0,7$$

Com essa equaçāo, é possível fazer o microprocessador obter o resultado imediato da corrente que circula pelo fio, ao ler a tensāo de saída do circuito em questão.

Figura 76 – Gráfico da corrente medida com o multímetro em função da tensão de saída (fem com ganho de 20x).



Fonte: o próprio autor.

6.2 Sensor de temperatura

Para os testes do sensor de temperatura, foi utilizado uma estufa e um medidor de temperatura de alta precisão. Dessa forma, à medida que a temperatura da estufa variava, ia se comparando o valor de tensão da saída do circuito de condicionamento e a leitura do medidor de temperatura de alta precisão. A montagem experimental pode ser observada na Fig. 77.

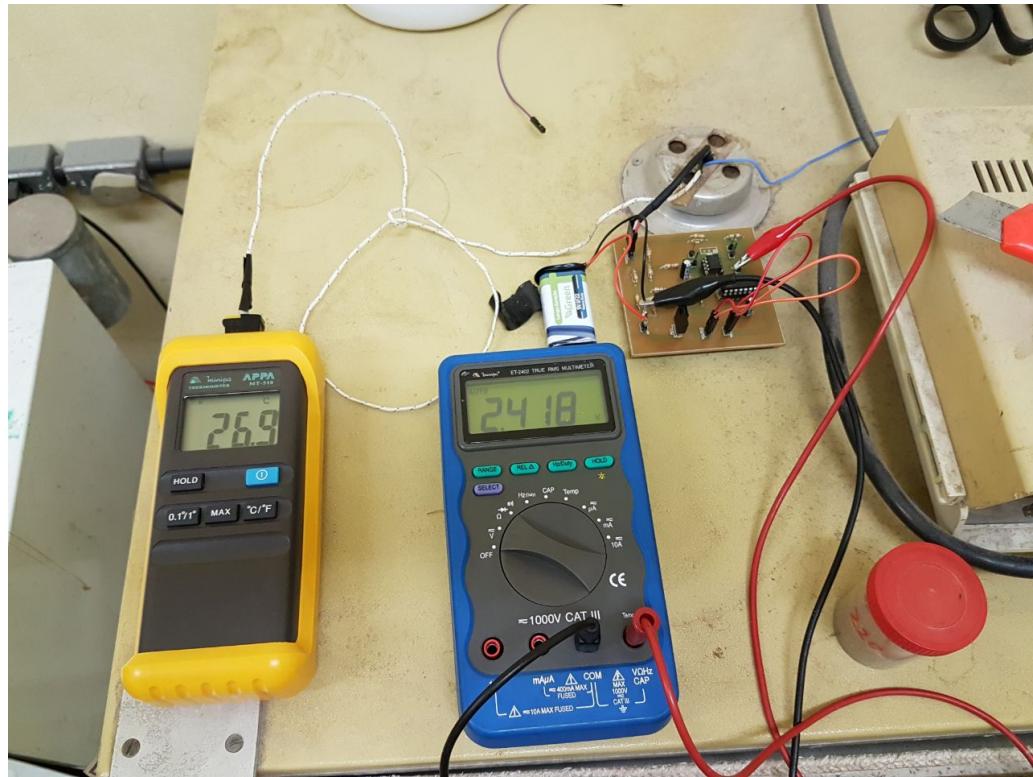
As medições foram feitas duas vezes, para uma grande faixa de temperatura. Devido à essa faixa ter sido grande, não foi utilizado ganho no amplificador de instrumentação. Os dados obtidos se encontram na Tab. 5.

Destaca-se que partiu da temperatura ambiente, pois a estufa era apenas para aquecimento e não havia a possibilidade de resfriamento. Por isso, no primeiro caso parte-se de $T = 25,4\text{ }^{\circ}\text{C}$ e no segundo de $T = 26,9\text{ }^{\circ}\text{C}$. O valor para zero graus foi feito através do ponto de fusão do gelo. Esse valor também foi comparado com um medidor de temperatura de precisão.

Observe o gráfico da Fig. 78, nele há a plotagem dos dois dados encontrados na prática, contidos na Tab. 5 e dos dados teóricos da Tab. 3.

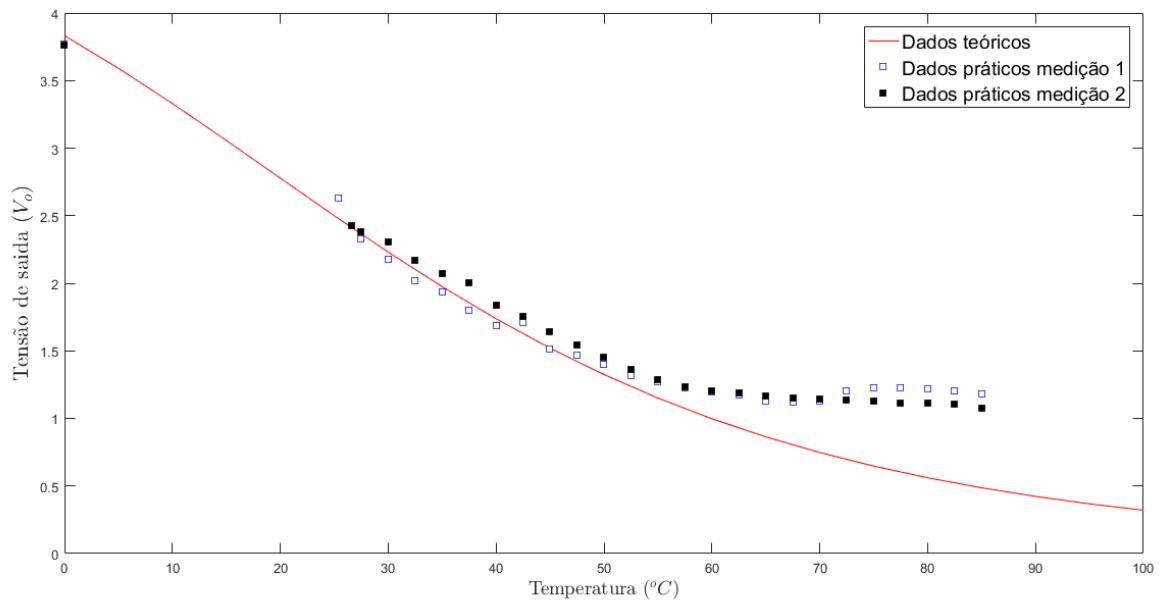
Observa-se que há uma ligeira variação dos dados práticos com os esperados na literatura. Alguns dos fatores que causam isso são: a precisão do medidor de temperatura utilizado, o qual poderia estar com alguma variação; variação do próprio termistor, que

Figura 77 – montagem experimental para calibração do sensor de temperatura.



Fonte: o próprio autor.

Figura 78 – Curva da tensão de saída em função da temperatura do circuito de condicionamento do sensor de temperatura: caso teórico e casos práticos.



Fonte: o próprio autor.

Tabela 5 – Valores da tensão de saída do circuito e da temperatura medida, para comparação.

T ($^{\circ}\text{C}$)	V _{o1} [V]	V _{o2} [V]
0	3,767	3,763
25,4	2,63	
26,9		2,418
27,5	2,326	2,382
30	2,175	2,302
32,5	2,020	2,171
35	1,935	2,074
37,5	1,799	2,004
40	1,687	1,834
42,5	1,712	1,754
45	1,512	1,642
47,5	1,464	1,542
50	1,401	1,452
52,5	1,313	1,362
55	1,273	1,283
57,5	1,224	1,231
60	1,196	1,203
62,5	1,175	1,185
65	1,130	1,167
67,5	1,122	1,153
70	1,126	1,145
72,5	1,206	1,132
75	1,225	1,124
77,5	1,222	1,116
80	1,215	1,111
82,5	1,206	1,108
85	1,182	1,078

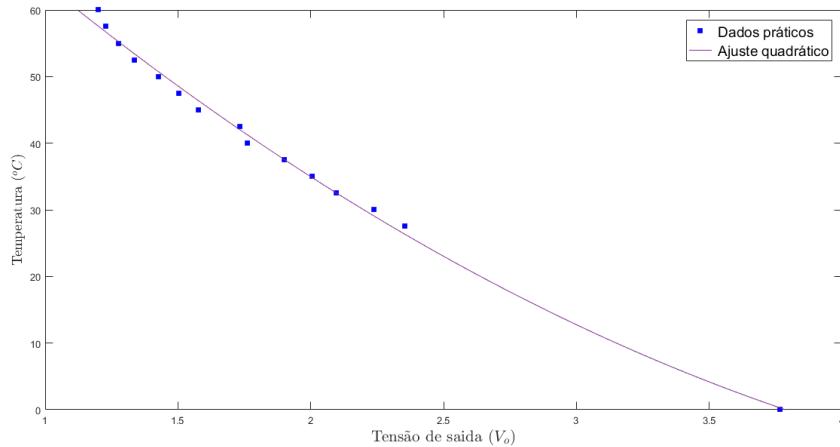
Fonte: O próprio autor.

possui um erro de 1% e também pelo seu tempo de resposta, que apesar de ser pequeno, pode ter influenciado; além dos demais componentes (os resistores utilizados poderiam ter uma pequena variação de seus valores nominais). Para valores de temperatura maiores que 60 $^{\circ}\text{C}$ a discrepância já começa a se tornar bastante visível. Todavia, esses dados se fazem coerentes em grande parte das temperaturas, fazendo com que esse sistema esteja apto para medir temperaturas na faixa de que se busca nesse projeto, entre 30 e 50 $^{\circ}\text{C}$ aproximadamente.

Com o valor médio das duas medições, foi obtido o gráfico da Fig. 79, que é o gráfico da Temperatura em função da tensão de saída. É possível observar que foi feito um ajuste quadrático para tal gráfico. Dessa forma, o microprocessador poderá processar a temperatura em função da tensão de saída do circuito usando a equação de ajuste.

A equação de ajuste é:

Figura 79 – Curva da temperatura em função da tensão de saída do circuito de condicionamento do sensor de temperatura: caso prático e ajuste quadrático.



Fonte: o próprio autor.

$$T = 3,3582 \cdot V^2 - 39,004 \cdot V + 99,547$$

6.3 Sensor de Presença de vazão

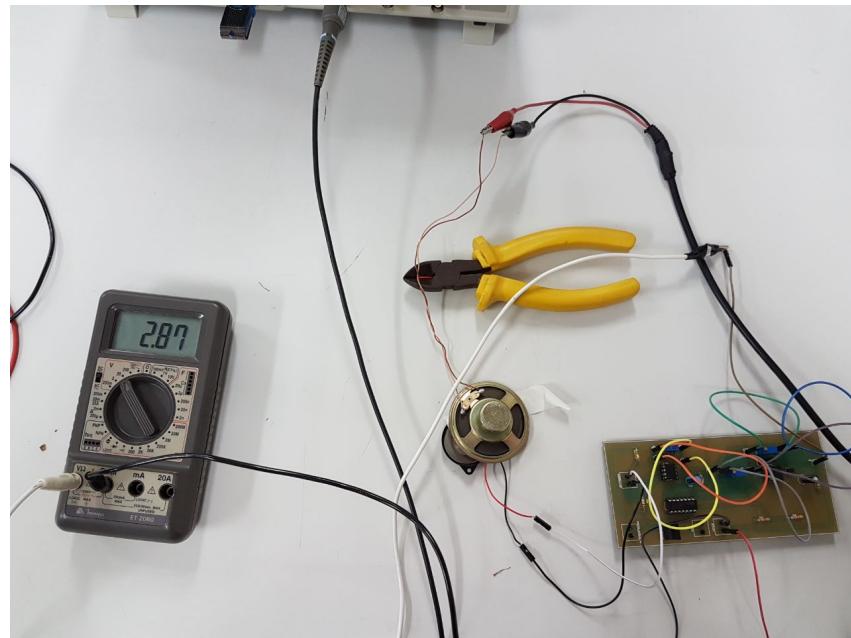
Para testar o sensor de presença de vazão, foi utilizado um gerador de função e um alto-falante. É possível observar os testes na Fig. 80. Verifica-se que o sinal lido pelo multímetro é 2,87 V, indicando que a vibração está sendo captada. Nos momentos em que o alto-falante se fazia desligado, a tensão indicada era de 2,5 V (devido a referência do sistema). Esse sinal também foi captado pelo osciloscópio e pode ser observado na Fig. 81.

Fica evidente aqui o funcionamento do sistema. O detector de envoltória é funcional e faz com que o sinal senoidal se aproxime de um sinal contínuo. Esse teste foi feito para uma frequência não tão alta (menor que 100 Hz) e com um ganho do sistema de 5 vezes. Para os testes em canos, espera-se que a frequência seja maior e, consequentemente, o sinal fique ainda mais estável.

Em seguida, foram feitos testes diretamente em canos de água. Aqui foi utilizado em uma torneira, pela praticidade. Todavia, para o uso em um cano de chuveiro o resultado se faria de maneira análoga. Observe a Figura 82.

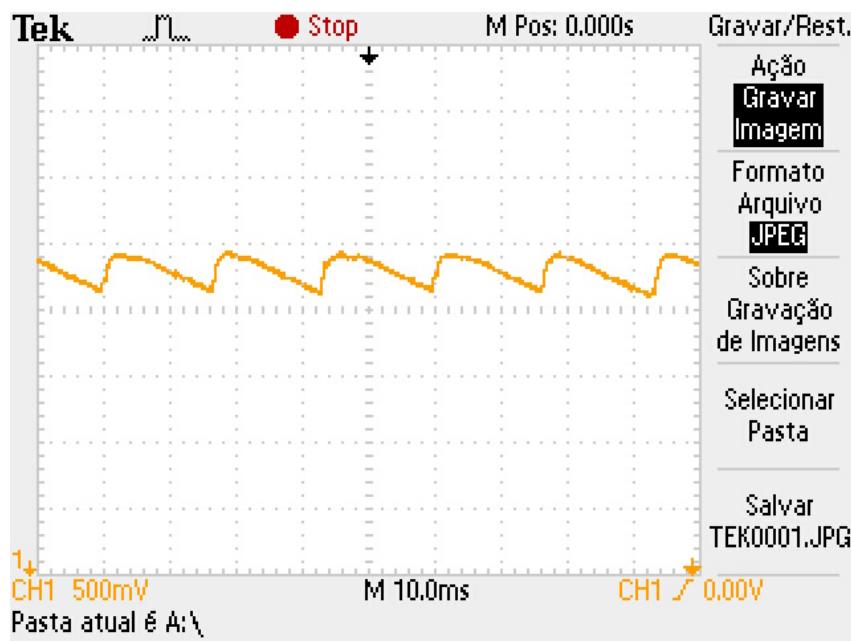
Fica visível o nível de tensão mais alto, conforme há vazão de água. Aqui foi utilizado um ganho do sistema de 20 vezes. O valor de saída (4,19 V) se encontra de maneira bastante distante da referência (2,5 V), ficando possível para o microcontrolador verificar a diferença de sinal alto e baixo. Se houvesse interesse em ser utilizado de um valor ainda mais próximo de 5, poderia se ter utilizado de um ganho maior. Ou se deseja-se que o valor baixo fosse em 0 V, seria necessário uma alteração no circuito mudando a referência

Figura 80 – Montagem experimental para teste do circuito de condicionamento do sensor de presença de vazão.



Fonte: o próprio autor.

Figura 81 – Sinal de saída do circuito de condicionamento do sensor de presença de vazão ao se ligar um alto-falante próximo a ele.



Fonte: o próprio autor. (INSTRUMENTS., 2016)

do último estágio, mas também seria possível.

Figura 82 – Uso do sensor de vazão na prática.



Fonte: o próprio autor.

7 Discussões e Conclusões Gerais

A dificuldade inicial do trabalho foi elaborar um sistema que conseguisse lidar com pequenos sinais de forma eficiente, pois ao se trabalhar com sinais da grandeza de miliamperes, é de muita facilidade que ruídos interfiram no mesmo. O circuito montado, tanto para o sensor de corrente, quanto para o sensor de vazão, se mostrou de muita eficácia. Ao se utilizar de dois estágios de ganhos, diminui-se drasticamente a chance de saturação do sistema, o que possibilita amplificar pequenos sinais até valores consideráveis, sem prejudicar o andamento do circuito.

Além disso, o outro problema nesse circuito, seria quanto à possíveis níveis DC na entrada, o que também poderia ser amplificado e causar a saturação do sistema. O compensador trabalha nesse quesito de forma satisfatória, eliminando os sinais DC indesejados da entrada.

Fora o circuito de condicionamento, a maior complicação quanto ao circuito do sensor de corrente, foi em relação à bobina. Ao se utilizar uma bobina nesse tipo de prática se faz de muita importância o estudo de sua saturação. Ao ser submetida por um campo magnético muito alto, rapidamente ela pode perder seu funcionamento. Ainda, relacionar a teoria com a prática dessa transformação é um estudo extremamente aprofundado. Há vários fatores que interferem. No trabalho em questão não foi feito um aprofundamento, pois esse não era o enfoque. Foi trabalhado o sistema de condicionamento, para se mostrar que poderia utilizá-lo dessa maneira. Também, a calibração se deu na comparação entre os valores medidos com um multímetro e a tensão diferencial gerada na bobina. A relação de um para outro se deu de forma quase linear, o suficiente para a aplicação em questão. Assim, é possível relacionar a tensão da bobina com a corrente que circula pelo fio condutor.

Quanto ao sensor de presença de vazão, foi verificado a importância do uso do circuito de condicionamento, semelhante ao do sensor de corrente, mas também no uso do detector de pico ativo. Ao se utilizar desse conjunto, o piezoelétrico se torna extremamente efetivo para comprovar quando se há detecção de vazão no sistema ou não, e seu sinal de saída é facilmente reconhecido pelo microcontrolador.

Em relação ao sensor de temperatura, utilizar da ponte de wheatstone foi de muita valia. Ela fez com que a variação do termistor fosse ainda mais sensível e ao mesmo tempo, a curva mais branda, fazendo com que o trabalho do sinal seja mais simples. Ao se comparar a tensão gerada na saída do circuito, de acordo com a variação da temperatura, foi possível verificar que houve uma pequena discrepância. Todavia, essa discrepância se faz pelos fatores já mencionados na seção anterior e é plausível para a aplicação desse trabalho.

7.1 Custo total do projeto

Um dos enfoques do projeto era que os sensores projetados fossem com custo reduzidos em reação aos utilizados pela Thalita Giglio (GIGLIO, 2015). Com base nos valores fornecidos pela pesquisadora e nos preços médios dos componentes utilizados, foi esboçado a Tab. 6, que mostra a comparação entre os custos do projeto abordado nesse trabalho e dos custos dos sensores utilizados pela Thalita Giglio (GIGLIO, 2015).

Tabela 6 – Custo do projeto x Custo de sensores em mercado.

Material/Sensor	Custo do projeto (R\$)	Custo comprados (R\$)
Sensor de corrente		
5xResistores	0,5	
3xTRIMPOT	5,85	
1xCapacitor	0,14	
LM324	0,77	
7805	1,28	
INA129	3	
OPA2336	9,68	
Pinos e Jumpers	6,54	
Confecção da placa	12	
Bobina	8,1	
Custo totais	39,76	177,5
Sensor de temperatura		
7xResistores	0,7	
1xTRIMPOT	1,95	
2xCapacitores	0,28	
LM324	0,77	
7805	1,28	
INA129	3	
Pinos e Jumpers	6,54	
Confecção da placa	9	
Termistor	2,5	
Custo totais	26,02	306,7
Sensor de presença de vazão		
6xResistores	0,6	
3xTRIMPOT	5,85	
2xCapacitor	0,28	
LM324	0,77	
7805	1,28	
INA129	3	
OPA2336	9,68	
Pinos e Jumpers	6,54	
Confecção da placa	12	
Piezoelétrico	2	
Custo totais	42	250

Fonte: O próprio autor.

Nota-se que houve uma economia grande ao se considerar os gastos com os sensores comprados, para os projetados nesse trabalho. Uma economia de mais de 85% no total. Além do mais, vale destacar que a maioria dos componentes foram comprados separadamente e isso eleva seu preço. Se fosse ser feito uma produção em larga escala, comprando vários dos mesmo produtos, é plausível imaginar que os custos seriam reduzidos ainda pela metade. Uma economia de extrema relevância.

Entretanto, é importante ressaltar que esses valores são apenas para uma comparação superficial, pois no caso do trabalho apresentado foi apenas considerado o preço de produção, enquanto que no caso dos sensores comprados esse já é seu preço final e isso inclui diversos outros fatores, como custos de transportes, revendas, impostos, entre outros.

7.2 Trabalhos Futuros

7.2.1 Sensor de corrente

Quanto a esse sensor, se faz interessante para trabalhos futuros um estudo aprofundado da teoria eletromagnética relacionada à bobina toroidal. Dessa forma, será possível também uma comparação do resultado prático com a teoria esperada, além de que será possível a escolha do núcleo mais adequado para que se possa usar para grandes valores de correntes, sem correr o risco da saturação. E isso, ajudará a criar um sistema de boa precisão e efetividade.

7.2.2 Sensor de vazão

Em relação ao sensor de vazão, à solução para trabalhos futuros já foi discutida nesse texto: seria acrescentar também em sua placa um circuito de histerese, o schmitt trigger. Isso faz com que facilmente o microcontrolador consiga verificar quando há vazão e quando não há, pois a saída do sistema será binária.

Uma outra coisa que pode ser de interesse é trabalhar para que esse circuito possa medir a quantidade exata de fluxo. Nesse caso, não se faria mais uso do schmitt trigger. Além disso, a dificuldade maior aqui se daria quanto a calibração do sistema. Como em cada sistema, a vibração do cano poderia ser diferente, dependendo do material do cano, entre outros fatores, a cada uso desse sensor faria necessário uma nova calibração.

7.2.3 Sensor de temperatura

Por fim, quanto ao sensor de temperatura, uma coisa de interesse seria trabalhar mais na precisão do sistema. Por exemplo, poderia ser de interesse utilizar de potenciômetros na ponte. Assim, seria possível balancear perfeitamente a mesma à temperatura ambiente e não correria o risco do erro dos resistores ou do próprio termistor interferir. Além do

mais, talvez possa ser de interesse trabalhar ainda mais na linearização da curva. Com esses passos se traria uma precisão ainda maior ao sistema.

Referências

- CARR, JOSEPH J.; BROWN, JOHN M. *Introduction to Biomedical Equipment Technology*. 4. ed. Ann Arbor: Pearson, 2000. 30, 31, 32
- CARRERA A; ROSA, R. A. A. Programmable gain amplifiers with dc suppression and low output offset for bioelectric sensors. *PMC*, 2013. 31
- CORPORATION., A. Ntc accurate thermistors - np30 - nj 28 - ni 24 - nk 20. AVX Corporation., 2010. 26, 44, 45, 59
- DATA., K. S. T. Kia7805ap-kia7824ap bipolar linear integrated circuit. *KEC - SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA.*, 2010. 42, 58, 60
- FRANÇA, J. A. DE. *Instrumentação eletrônica - um curso avançado*. 2. ed.: Erica, 2015. 26, 27, 28, 37, 38
- GIGLIO, T. G. F. Influência do usuário na economia de energia obtida por meio do uso de sistema de aquecimento solar de água em habitações de interesse social. *Tese (Doutorado em Engenharia Civil) – Programa de Pós Graduação, Universidade Federal de Santa Catarina*, 2015. 18, 19, 93
- HAHN, A. Application of rail-to-rail operational amplifiers. *TEXAS INSTRUMENT INCORPORATED*, 1999. 38
- HAYT, WILLIAM H.; BUCK, JOHN A. *Eletromagnetismo*. 8. ed. São Paulo - Brasil: AMGH, 2013. 22, 23, 24
- INSTRUMENTS., B.-B. P. from T. Opa336, opa2336, opa4336 -single-supply, micropower cmos operational amplifiers microamplifier TM series. *Burr-Brown Products from Texas Instruments.*, 2005. 41, 42
- INSTRUMENTS., T. Lmx24, lmx24x, lmx24xx, lm2902, lm2902x, lm2902xx, lm2902xxx quadruple - operational amplifiers. *Texas Instruments.*, 2015. 41
- INSTRUMENTS., T. Ina12x precision, low power instrumentation amplifiers. *Texas Instruments.*, 2016. 28, 40, 90
- KITCHIN C; COUNTS, L. The right way to use instrumentation amplifiers. *ANALOG DEVICES*, 2015. 28, 29, 30, 31, 51
- KUGELSTADT, T. Getting the most out of your instrumentation amplifier design. *TEXAS INSTRUMENT INCORPORATED*, 2005. 31, 32
- MALVINO, ALBERT P. *Eletrônica - Volume 2*. 4. ed. São Paulo - Brasil: Pearson Education, 1997. 33, 34, 35
- MARRA, V. *What is Piezoelectricity?* 2012. Acesso em: 29 de outubro de 2017. Disponível em: <<https://br.comsol.com/blogs/what-is-piezoelectricity/>>. 26, 27
- MELLO, L. F. P. DE. *Eletromagnetismo*. 3. ed. São Paulo - Brasil: Erica, 1990. 24, 25

- MSPC. *Magnetismo de materiais*. 2007. Acesso em: 18 de dezembro de 2017. Disponível em: <<http://www.mspc.eng.br/elemag/eletrm0260.shtml>>. 25
- NEDELKOVSKI, D. *What is Schmitt Trigger / How It Works*. 2017. Acesso em: 02 de dezembro de 2017. Disponível em: <<http://howtomechatronics.com/how-it-works/electrical-engineering/schmitt-trigger/>>. 34
- Portal Brasil. *Mais de 183 mil casas têm aquecimento solar no Brasil*. 2013. Acesso em: 04 de novembro de 2017. Disponível em: <<http://www.brasil.gov.br/infraestrutura/2013/09/mais-de-183-mil-casas-tem-aquecimento-solar-no-Brasil>>. 18
- SILVA, L. M. C. *Filtros Passivos*. 2007. Acesso em: 03 de dezembro de 2017. Disponível em: <http://www.cp.utfpr.edu.br/chiesse/Eletronica/Filtros__passivos.pdf>. 36
- WENDLING, M. Amplificadores operacionais. *TEXAS INSTRUMENT INCORPORATED*, 2010. 32, 33