



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CENTRO TECNOLÓGICO  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA  
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

Pedro Arthur Lueders

PROJETO DE CONTROLE DA TEMPERATURA NO PROCESSO DE  
BRASSAGEM E FERVURA PARA PRODUÇÃO CERVEJEIRA

Florianópolis

2023

Pedro Arthur Lueders

PROJETO DE CONTROLE DA TEMPERATURA NO PROCESSO DE  
BRASSAGEM E FERVURA PARA PRODUÇÃO CERVEJEIRA

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao curso de Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Jefferson Luiz Brum Marques, Dr.

Florianópolis

2023

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Lueders, Pedro Arthur  
PROJETO DE CONTROLE DA TEMPERATURA NO PROCESSO DE  
BRASSAGEM E FERVURA PARA PRODUÇÃO CERVEJEIRA / Pedro  
Arthur Lueders ; orientador, Jefferson Luiz Brum Marques,  
2023.  
83 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -  
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico,  
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2023.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Instrumentação eletrônica. 3.  
SSR. 4. Sensor PT100. I. Marques, Jefferson Luiz Brum. II.  
Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em  
Engenharia Elétrica. III. Título.



Pedro Arthur Lueders

**PROJETO DE CONTROLE DA TEMPERATURA NO PROCESSO DE BRASSAGEM E  
FERVURA PARA PRODUÇÃO CERVEJEIRA**

Este Trabalho Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de “Bacharel em Engenharia Elétrica” e aceito, em sua forma final, pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 06 de dezembro de 2023.



Documento assinado digitalmente

**Miguel Moreto**

Data: 09/12/2023 01:24:54-0300

CPF: \*\*\*.850.100-\*\*

Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

---

**Prof. Miguel Moreto, Dr.**

Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

**Banca Examinadora:**



Documento assinado digitalmente

**Jefferson Luiz Brum Marques**

Data: 08/12/2023 08:40:48-0300

CPF: \*\*\*.624.060-\*\*

Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

---

**Prof. Jefferson Luiz Brum Marques PhD.**

Orientador(a)

Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente

**Renato Lucas Pacheco**

Data: 09/12/2023 07:57:57-0300

CPF: \*\*\*.751.489-\*\*

Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

---

**Prof. Renato Lucas Pacheco, Dr.**

Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente

**RAFAEL JORGE MENEZES SANTOS**

Data: 09/12/2023 07:51:20-0300

CPF: \*\*\*.761.453-\*\*

Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

---

**Prof. Rafael Jorge Menezes Santos, Me.**

Instituto Federal do Maranhão



Dedico este trabalho aos pais dos meus pais, e a todos os pais antes deles.





## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço ao meu pai, por ter me empurrado para a vida.

Agradeço à minha mãe, por ter me dado à vida.

Agradeço ao meu irmão, pelos infinitos ensinamentos.

Agradeço à Ingrid, pelo amor e paciência ao longo desses últimos três anos.

Agradeço aos meus sogros, pelo acolhimento na sua família.

Agradeço ao Vinicius, pela amizade mais sincera que eu poderia pedir.

Agradeço ao Rodolfo, por todas as conversas instigantes que me fizeram seguir em frente.

Agradeço ao Prof. Jefferson, por ter me mostrado a direção por onde seguir neste trabalho.

Agradeço ao Vitor, por todo o incentivo para finalizar essa etapa.



## RESUMO

Este trabalho tem como objetivo o projeto de um sistema de controle de temperatura para fabricação de cerveja. Os processos embarcados aqui são os de brassagem (ou maceração) e fervura do malte. A produção de cerveja é um processo milenar que já conta com bastante desenvolvimento tecnológico, porém nem sempre acessível a produtores de menor escala. Um sensor de temperatura é conectado ao microcontrolador através de um circuito de condicionamento de sinal. Esse sinal é então processado e utilizado para ligar e desligar o elemento de potência, um resistor de aquecimento. Através do controle da potência entregue, controla-se a temperatura de cozimento. O sistema é em malha fechada, tendo como *feedback* a diferença entre a temperatura lida pelo sensor e a temperatura alvo. Seu atuador consiste em um relé de estado sólido (SSR) que conduz enquanto a temperatura do mosto está abaixo da temperatura desejada e cessa a condução quando a temperatura alcança o valor definido. Para melhorar o desempenho do sistema do atuador e evitar picos de tensão no SSR, é necessário um circuito de sincronismo com a rede elétrica ( $220 V_{AC}$ ), também chamado de circuito de detecção de passagem por zero. Para fins de isolamento entre a parte de potência do atuador ( $220 V_{AC}$ ) e a de sinal do microcontrolador ( $5 V_{DC}$ ), foram utilizados optoacopladores. O sistema também conta com interface para alterar a temperatura alvo do mosto, e um *display* LCD que apresenta as temperaturas instantânea e alvo.

**Palavras-chave:** controle de temperatura; produção caseira de cerveja; SSR.



## ABSTRACT

This work aims to design a temperature control system for beer manufacturing. The processes implemented here are mashing (or maceration) and boiling the malt. Beer production is an ancient process that already has a lot of technological development but is not always accessible to smaller-scale producers. A temperature sensor is connected to the microcontroller through a signal conditioning circuit. This signal is then processed and used to turn the power element, a heating resistor, on and off. By controlling the power delivered, the cooking temperature is controlled. The system is closed loop, with feedback being the difference between the temperature read by the sensor and the target temperature. Its actuator consists of a solid-state relay (SSR) that conducts while the wort temperature is below the desired temperature and stops conducting when the temperature reaches the set value. To improve the performance of the actuator system and avoid voltage spikes in the SSR, a mains synchronization circuit ( $220V_{AC}$ ), also called a zero-crossing detection circuit, is required. For isolation purposes between the power part of the actuator ( $220V_{AC}$ ) and the signal part of the microcontroller ( $5V_{DC}$ ), optocouplers were used. The system also has an interface to change the target temperature of the wort, and an LCD display that shows the instantaneous and target temperatures.

**Keywords:** temperature control; homemade brewery; solid-state relay.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Dez passos da fabricação artesanal de cerveja.....	22
Figura 2 - Diagrama de blocos do sistema de aquecimento. ....	27
Figura 4 - Vista em corte do sensor PT100.....	31
Figura 5 - Sensor PT100 a dois fios. ....	33
Figura 6 - Sensor PT100 a três fios.....	33
Figura 7 - Sensor PT100 a quatro fios. ....	34
Figura 8 - Divisor de tensão básico. ....	36
Figura 9 - Ponte de <i>Wheatstone</i> .....	37
Figura 10 - Ponte de <i>Wheatstone</i> com sensor a 3 fios.....	38
Figura 11 - Exemplo de um amplificador operacional. ....	39
Figura 12 - Conversor A/D ADS1115 .....	40
Figura 13 - Representação de um SSR e sua ligação. ....	41
Figura 14 - Diagrama de conexão do SSR com isolamento óptico e <i>zero-cross</i> . ....	42
Figura 15 - MAX667 em duas configurações. ....	43
Figura 16 - LT1054 como inversor de tensão.....	45
Figura 17 - Corrente de alimentação em função da tensão de entrada. ....	45
Figura 18 - Relação entre corrente de entrada e saída do LT1054.....	46
Figura 19 - Esquemático do circuito da fonte. ....	46
Figura 20 - Circuito de Sensoriamento para o sensor PT-100. ....	49
Figura 21 - Cabo 24 AWG três vias.....	50
Figura 22 - Conexões básicas INA129 ( <i>Texas Instruments</i> ). ....	50
Figura 23 - Curva teórica da tensão de saída em função da resistência do sensor. .	52
Figura 24 - Arquitetura de filtro passa baixas <i>Sallen-Key</i> de segunda ordem.....	52
Figura 25 - Resposta em frequência do filtro (amplitude).....	54
Figura 26 - Circuito de detecção de passagem por zero com fotoacoplador. ....	55
Figura 27 - Curvas saída do retificador (abaixo) e tensão de entrada (acima).....	56
Figura 28 - Curvas saída do fotoacoplador (verde) e $V_{in}$ (vermelho).....	57
Figura 29 - Arquitetura <i>Schmitt-Trigger</i> assimétrico com amplificador operacional...	58
Figura 30 - Curvas de saída do fotoacoplador (acima) e biestável (abaixo). ....	59
Figura 31 - Teste lógico do atuador.....	60
Figura 32 - Esquemático do sistema de controle de temperatura. ....	61
Figura 33 - Saída do fotoacoplador (em amarelo).....	65
Figura 34 - Saída do biestável (em amarelo). ....	65

Figura 35 - SSR G3MB-202P.....	66
Figura 36 - <i>Protoboard</i> com os circuitos de <i>zero-cross</i> , botões e atuador. ....	67
Figura 37 - Placa com circuitos da fonte, condicionador do sensor e conversor.....	67
Figura 38 - Interior da caixa de montagem.....	68
Figura 39 - Interior da caixa de montagem.....	68
Figura 40 - Teste realizado com lâmpada incandescente. ....	69
Figura 41 - Teste realizado com lâmpada incandescente. ....	69



## LISTA DE QUADROS

Quadro 1 - Requisitos do sistema. ....	25
Quadro 2 - Resistência do PT100 em função da temperatura. ....	32
Quadro 3 - Dados para a realização dos cálculos térmicos. ....	47
Quadro 4 - Valores típicos de ganho. ....	51
Quadro 5 - Dados experimentais de tensão no circuito do sensor. ....	63
Quadro 6 - Valores experimentais de tensão x temperatura. ....	64



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

SSR	Relé de Estado Sólido
AC	Corrente Alternada
DC	Corrente Contínua
RTD	Resistance Temperature Detector
A/D	Analógico/Digital
PT100	Sensor de Platina com Resistência Nominal de 100 $\Omega$
AWG	Average Wire Gauge
PGA	Programable Gain Amplifier
FET	Field Effect Transistor
TRIAC	Triode for Alternating Current
PWM	Pulse Width Modulation
LED	Light Emitting Diode
GND	Ground
C.I.	Circuito Integrado
LCD	Liquid Crystal Display
CMR	Common-Mode Rejection



## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO .....	21
2	OBJETIVOS .....	25
2.1	OBJETIVO GERAL.....	25
2.2	OBJETIVOS ESPECÍFICOS .....	26
2.3	METODOLOGIA.....	27
3	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA .....	31
3.1	O SENSOR.....	31
3.2	MODELO TÉRMICO .....	34
3.3	TRANSDUÇÃO DO SINAL .....	35
3.4	CONVERSÃO ANALÓGICO DIGITAL .....	40
3.5	SSR ( <i>SOLID STATE RELAY</i> ).....	41
4	MATERIAIS E MÉTODOS.....	43
4.1	CIRCUITO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO.....	43
4.2	CÁLCULO TÉRMICO .....	46
4.3	CIRCUITO DE SENSORIAMENTO.....	48
4.4	CIRCUITO DO ATUADOR .....	54
4.4.1	<b>Passagem por zero</b> .....	<b>54</b>
4.4.2	<b>SSR</b> .....	<b>60</b>
4.5	MICROCONTROLADOR .....	60
5	RESULTADOS .....	63
6	CONCLUSÕES .....	71
6.1	TRABALHOS FUTUROS .....	72
	REFERÊNCIAS.....	73
	APÊNDICE A – CÓDIGO DO MICROCONTROLADOR .....	77
	APÊNDICE B – ESTIMATIVA DE CUSTOS.....	81



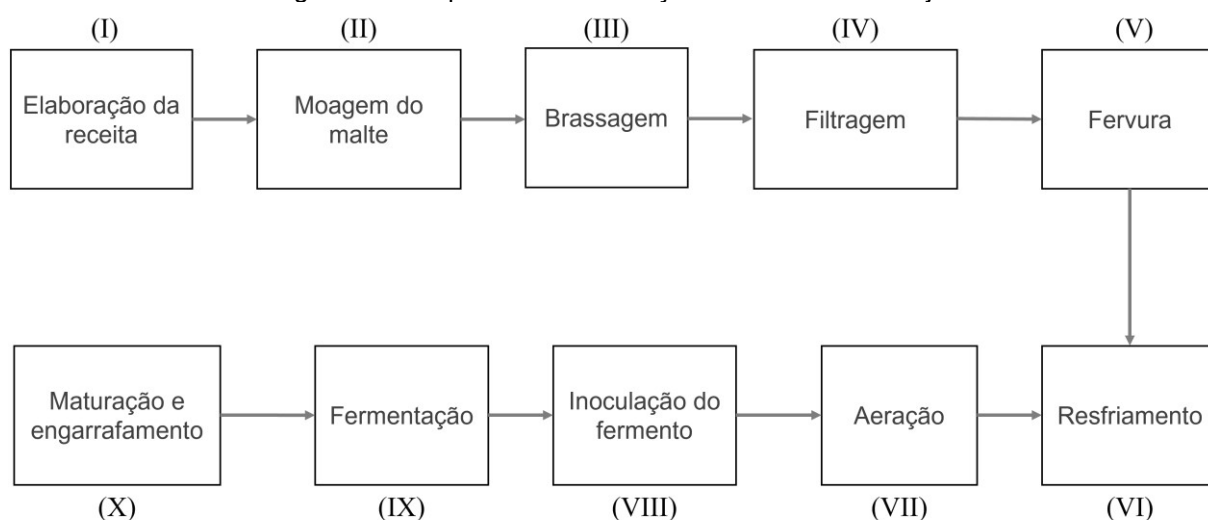
## 1 INTRODUÇÃO

A cerveja é uma das invenções mais antigas da humanidade. Acredita-se que o homem começou a fazer cerveja mesmo antes de aprender a fazer pão (OLIVER, 2012). A primeira evidência química da sua fabricação a partir da cevada remonta a aproximadamente 5.500 anos atrás, encontrada na cidade pré-histórica de *Godin Tepe*, onde hoje é o Irã Ocidental (A MUXEL, 2022). A bebida como se conhece hoje, porém, é um pouco mais recente. Apesar da sua origem remontar aos sumérios em meados de 4.000 a.C., o primeiro registro histórico do uso do lúpulo está em uma lista de regras para monges escrita no ano de 822 (A MUXEL, 2022). A sua utilização se dá ao fato de o lúpulo atuar como um conservante. Essa adição permitiu o transporte de longas distâncias do produto e sua consequente popularização.

O consumo de cerveja cresce anualmente no mundo inteiro. Apenas no Brasil, o volume comercializado no ano de 2021 atingiu o recorde de 14,3 bilhões de litros, o que corresponde a um aumento de 7,6 % em relação ao ano anterior. O maior volume já registrado até então havia sido em 2014, ano no qual o Brasil sediou a Copa do Mundo (ALVARENGA, 2022). Não só o consumo está aumentando, mas também a quantidade de cervejarias registradas no país. Ainda no ano de 2021, 200 cervejarias novas foram registradas, totalizando 1.549 cervejarias no território nacional, sendo que 85,8 % delas estão concentradas nas regiões Sul e Sudeste (MAPA, 2021). Apesar desse aumento expressivo no número de cervejarias registradas, as artesanais são responsáveis por apenas 1 % da produção nacional, ao passo que 59 % dessa produção é atribuída às 10 marcas mais vendidas (BARBOSA, 2021). Essas marcas pequenas, junto com a produção caseira, normalmente possuem um processo de produção bastante artesanal, sem muita tecnologia envolvida.

A cerveja é definida tradicionalmente como toda bebida provinda da fermentação de cereais. No Brasil, a legislação entende que “Cerveja é a bebida resultante da fermentação, a partir da levedura cervejeira, do mosto de cevada maltada ou de extrato de malte, submetido previamente a um processo de cocção adicionado de lúpulo ou extrato de lúpulo, hipótese em que uma parte da cevada maltada ou do extrato de malte poderá ser substituída parcialmente por adjunto cervejeiro.” (BRASIL, 2009). Beckhauser (1984) afirma que o processo de fabricação artesanal de cerveja possui dez passos, representados na Figura 1.

Figura 1 - Dez passos da fabricação artesanal de cerveja.



Fonte - BECKHAUSER, (1984)

Na elaboração, define-se o tipo e as características da cerveja que se deseja produzir, e a partir disso, pode-se definir os tempos e temperaturas das etapas de produção (VIII SIMPÓSIO DE EXCELÊNCIA EM GESTÃO E TECNOLOGIA, 2011).

A brassagem consiste em cozinhar os grãos moídos do malte tratados em água pura para obter, por meio da dissolução, extratos para a preparação da bebida. Na brassagem, o controle da temperatura e do tempo são extremamente importantes, segundo Beckhauser (1984), visto que temperaturas acima de  $74^{\circ}\text{C}$  podem desnaturar as enzimas. Nessa etapa, pode-se realizar o cozimento com temperatura constante ou com múltiplas rampas/paradas de temperatura. Esse segundo método visa a atuação de diferentes enzimas ao longo do processo. Por exemplo, uma parada proteica mais acentuada pode ajudar na clarificação da cerveja e na conversão de grãos ricos em proteína como trigo e aveia, enquanto uma parada fenólica confere um aroma de cravo nas cervejas de trigo. Os dois exemplos a seguir ilustram as diferenças entre os métodos e suas particularidades:

- Método de duas rampas: a primeira parada, entre  $60 - 64^{\circ}\text{C}$ , irá trabalhar a beta amilase e a limit dextrinase, quebrando o amido em pedaços pequenos. Posteriormente, a temperatura será elevada até  $70 - 75^{\circ}\text{C}$  e a alfa amilase irá atuar quebrando o amido restante em pedaços maiores. Privilegiando-se a primeira parada, produz-se uma cerveja mais seca, mais fermentável e alcoólica – e.g.  $50\text{ min} / 10\text{ min}$ . Privilegiando-se a segunda parada, produz-se uma cerveja mais encorpada, porém menos fermentável e menos alcoólica – e.g.  $20\text{ min} / 40\text{ min}$ .



- Método de uma rampa: apenas uma parada de temperatura na faixa de 66 – 69 °C. Ambas as enzimas citadas anteriormente trabalham juntas, acelerando a conversão do amido. Dentro dessa faixa, se a temperatura for mantida mais perto de 66 °C, o mosto será mais fermentável e a cerveja mais seca, ao passo que uma temperatura mais próxima de 69 °C produzirá uma cerveja mais encorpada e menos fermentável.

Na fervura ocorre a adição do lúpulo, que confere características como amargor e aroma à cerveja, além de agir como conservante. Nessa etapa, o controle do tempo se mostra de novo bastante importante, pois define a intensidade da contribuição do lúpulo.

Na produção caseira, normalmente, os recursos tecnológicos são mais escassos, tornando necessário o monitoramento e controle manual da temperatura durante a brassagem e fervura. Tendo isso em vista, uma das maneiras de diminuir a ação humana seria a utilização de sistemas de controle realimentados. De acordo com Ogata (2002), um sistema de controle realimentado mantém uma relação prescrita entre a saída e alguma entrada de referência, comparando-as e utilizando a diferença como um meio de controle, e que opera com base nessa diferença. Também, a variável controlada é a grandeza ou medição que é medida ou controlada. A variável manipulada é a grandeza ou condição a ser variada pelo controlador de modo a afetar o valor da variável controlada (OGATA, 2002). No caso deste projeto, a variável controlada é a temperatura do mosto e a manipulada é a fonte de calor.

Assim, este projeto tem como objetivo a construção de um dispositivo de controle de temperatura e tempo para aplicação na produção de cerveja, mais especificamente nas etapas de brassagem e fervura.



## 2 OBJETIVOS

O objetivo principal desse trabalho é projetar um sistema microcontrolado para controlar a temperatura de cozimento do malte no processo de fabricação de cerveja, mais especificamente na brassagem e fervura. A fim de se avaliar o desempenho do sistema, foram realizados testes de bancada com os circuitos. Como teste final, foi montado um protótipo com sensor de temperatura e elemento de aquecimento para validação do sistema. O presente trabalho trata apenas do desenvolvimento dos circuitos elétricos, sendo que a estrutura das painéis para a produção de cerveja será construída em outro trabalho.

### 2.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo geral do trabalho é projetar *hardware* para um sistema que controle a temperatura do mosto (água + malte) na panela a partir dos seguintes passos:

- a) medir o valor de temperatura do mosto utilizando um sensor de temperatura;
- b) transformar esse valor em um sinal elétrico a ser registrado e processado pelo microcontrolador;
- c) utilizar o sinal para controlar a potência entregue ao resistor de aquecimento do mosto;
- d) projetar uma interface Homem-Máquina que mostre tempo de duração do processo, valores de temperatura alvo e real e botões para ajuste da temperatura alvo.

Não existe uma norma ou requisitos formais a serem seguidos para o desempenho do sistema. A partir de pesquisa realizada pelo autor deste trabalho, montou-se o Quadro 1, que apresenta um resumo dos principais requisitos do sistema.

Quadro 1 - Requisitos do sistema.

Tensão de alimentação (CC)	$\pm 5 V$
Tensão de alimentação (CA)	220 V
Potência de saída (CA)	6000 W
Volume de água	100 L
Faixa de temperatura de operação	12 °C – 100 °C
Mínima precisão do sinal	0,5 °C
Encapsulamento	DIP

Fonte: O Autor 2023.

## 2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

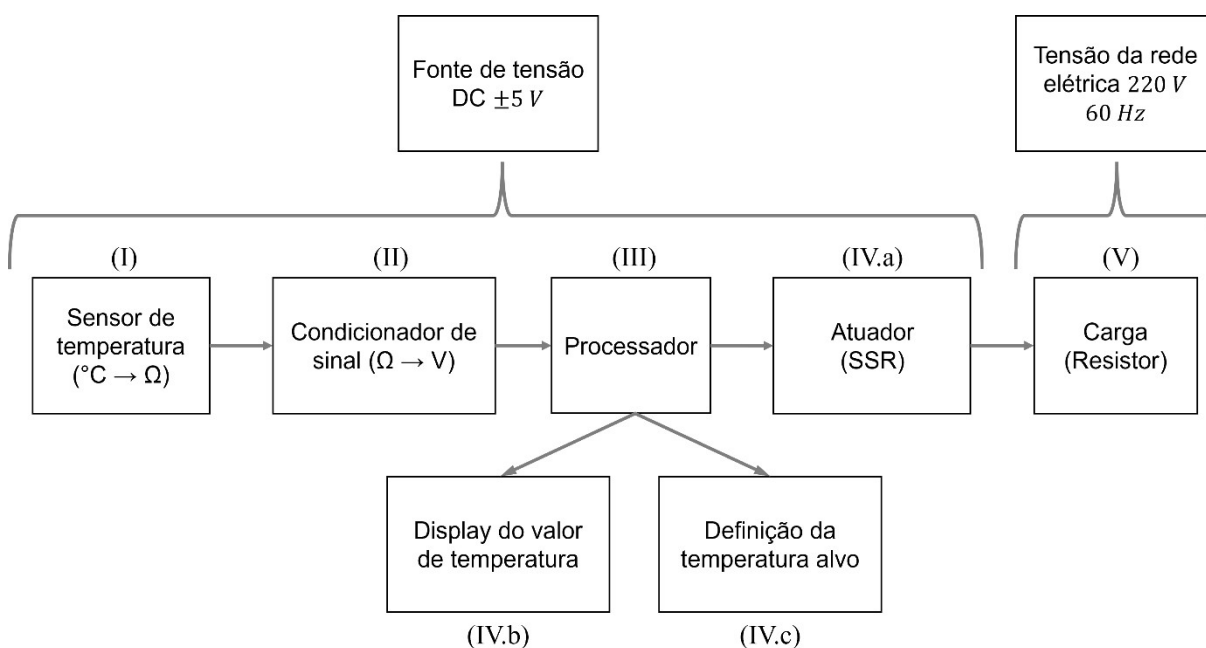
A fim de se obter um sistema capaz de realizar o ajuste da temperatura de forma controlada, os objetivos específicos consistem nas etapas:

- a) projetar uma fonte de alimentação regulada de  $\pm 5 V$ ;
- b) projetar o circuito de condicionamento de sinal do sensor de temperatura;
- c) projetar o circuito do atuador;
- d) desenvolver o *firmware* do microcontrolador.
- e) fabricar o painel de controle;
- f) fabricar o sistema piloto;
- g) adquirir e analisar os resultados;
- h) estimar os custos do sistema.

## 2.3 METODOLOGIA

O diagrama de blocos simplificado do sistema inteiro pode ser visto na Figura 2.

Figura 2 - Diagrama de blocos do sistema de aquecimento.



Fonte: O Autor 2023.

Toda a parte DC (*Direct Current*) do sistema será alimentada por uma fonte regulada simétrica de  $\pm 5 V$ . A esta fonte será conectada uma bateria de  $9 V$ . Caso essa fonte não fosse incluída no projeto, ter-se-ia uma dependência de outra fonte de alimentação, por exemplo o computador. Como se deseja que a parte DC seja totalmente independente de outras estruturas, a primeira parte do projeto foi o desenvolvimento de uma fonte regulada. Com isso, o controlador funciona apenas com o resistor elétrico ligado na rede de energia de  $220 V_{ac}$ .

O sensor utilizado foi um RTD (*Resistance Temperature Detector*) de platina, o PT-100 (Samrello Instrumentação Industrial Ltda.). Ele oferece um valor de resistência variável com a temperatura com bastante linearidade na faixa de  $0$  a  $850 ^\circ C$  ( $\sim 0,385 \Omega/^\circ C$ ). Esse sensor também pode ser chamado de termorresistência. Para que o microcontrolador consiga ler o sinal do sensor, é necessária uma etapa de condicionamento de sinal, que consiste em transformar a variação de resistência devido à temperatura em uma variação de tensão. O circuito de condicionamento

também servirá para condicionar o sinal a um nível de tensão adequado para operação do circuito de controle.

Outro sensor que também poderia ser utilizado é o termopar do tipo K, que gera um sinal de tensão como função da diferença entre a temperatura ambiente e a temperatura da ponta de prova. Ele é formado por fios de cromel e alumel, elemento positivo e negativo, respectivamente. Cromel é uma liga metálica de 90 % Níquel e 10 % Cromo, enquanto Alumel é 95 % Níquel e 5 % Alumínio. O seu funcionamento é baseado no efeito de *Seebeck*, que consiste na medição da diferença de potencial elétrico gerada pela diferença de temperatura entre as suas extremidades.

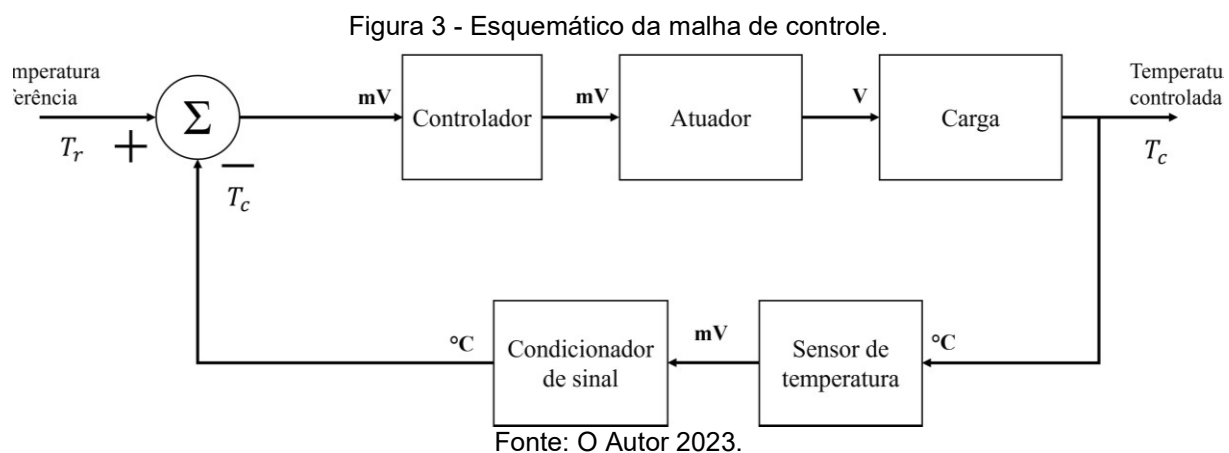
Existem vantagens e desvantagens no uso de cada um dos dois tipos de sensores. A termorresistência possui maior precisão, boa repetibilidade da leitura e maior linearidade comparado ao termopar. Por outro lado, o termopar é um sensor mais robusto, sendo mais indicado para locais com muita vibração, tem tempo de resposta menor e é de menor custo.

A etapa de processamento lê o sinal de tensão enviado pelo circuito do sensor e, além de levar essa informação a um *display* para que o operador possa acompanhar a temperatura em tempo real, nela também é gerado o sinal para o atuador. O microcontrolador recebe um valor de tensão analógica e o transforma em digital realizando a conversão A/D de 16 *bits*. O valor em *bits*, então, é transformado novamente em um valor de temperatura através de operações matemáticas básicas, levando em conta as características do sensor utilizado. Também, compara-se esse valor a um valor de referência (referente à temperatura alvo), e através de operações aritméticas, define-se o ciclo de trabalho do atuador.

O atuador é a interface entre o sistema de baixa potência DC (sensor) e o de alta potência AC (resistor de aquecimento). Ele será baseado em um circuito que altera o estado de condução de um SSR (Solid State Relay) de acordo com a temperatura lida pelo circuito do sensor. Para isso, ainda é necessário um circuito de detecção de passagem por zero da senoide da rede para reduzir a interferência magnética e minimizar o desgaste dos componentes que compõem o SSR. Vários SSRs possuem um circuito de passagem por zero já em sua arquitetura, dispensando um circuito externo. Neste projeto, a carga será um resistor de aquecimento elétrico monofásico de 6000 *W* em 220 *V*.

O sistema de controle será do tipo *ON/OFF* e é projetado dentro do código do microcontrolador. O modelo térmico do resistor de aquecimento junto com o recipiente

no qual serão realizadas as etapas de brassagem e fervura do mosto foi idealizado a título de fundamentação teórica. A partir desse modelo, pode-se definir os cálculos teóricos preliminares. A malha de controle com suas variáveis principais é apresentada na Figura 3.



Todas as etapas citadas neste Capítulo serão revisitadas na Fundamentação teórica, descritas no Capítulo 3 deste trabalho.





### 3 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

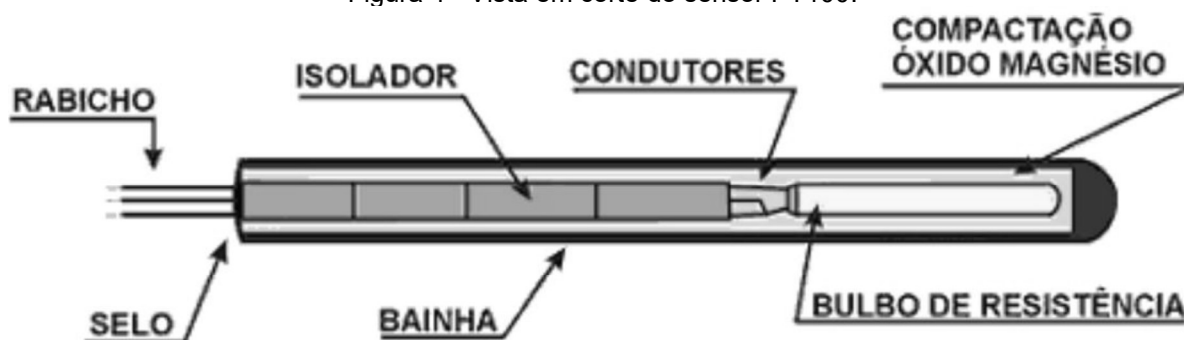
Neste capítulo, o desenvolvimento analítico dos pontos mais relevantes do projeto é apresentado. Os circuitos foram construídos no Tina-TI, *software* livre da *Texas Instruments*<sup>TM</sup>, e *LTSpice*, da *Analog Devices*<sup>TM</sup>.

#### 3.1 O SENSOR

O sensor de temperatura utilizado será o PT100, um resistor de platina cujo funcionamento se baseia na variação da sua resistência quando submetido a uma variação de temperatura. Na Figura 4, pode-se observar os principais componentes de um sensor desse tipo. Conforme descrito por Toselli (2023),

Na montagem convencional com bainha preenchida, tem-se o sensor montado em um tubo metálico com uma extremidade fechada e preenchidos todos os espaços internos com óxido de magnésio, permitindo uma boa troca térmica e protegendo o sensor de choques mecânicos. A ligação do bulbo é feita com fios de cobre, prata ou níquel isolados entre si; sendo a extremidade aberta, selada com resina epóxi, vedando o sensor do ambiente em que vai atuar.

Figura 4 - Vista em corte do sensor PT100.



Fonte: CONSTRUÇÃO FÍSICA DA TERMORESISTÊNCIA PT-100.

<https://www.termopares.com.br/teoria-sensores-temperatura-termoresistencia-pt100-caracteristicas-fisicas-bulbo-resistencia/>

Optou-se pela sua utilização devido à sua confiabilidade dentro da faixa de 0-100 °C, na qual apresenta comportamento quase linear. Aos 0 °C, o sensor possui uma resistência (nominal) de 100 Ω, e aos 100 °C, 138,5 Ω. O PT100 fará a medição da temperatura do mosto dentro da panela. A variação da resistência em função da temperatura é descrita em (1).

$$R [\Omega] = R_0 * (1 + 3,90802 \cdot 10^{-3} \cdot T - 0,580195 \cdot 10^{-6} \cdot T^2) \quad (1)$$

O Quadro 2 apresenta alguns dos valores relevantes para a modelagem, obtidos através do *Octave*:

Quadro 2 - Resistência do PT100 em função da temperatura.

Temperatura (°C)	Resistência ( $\Omega$ )
5	101,952
10	103,902
20	107,793
30	111,672
40	115,539
50	119,395
60	123,239
70	127,072
80	130,893
90	134,702
100	138,5

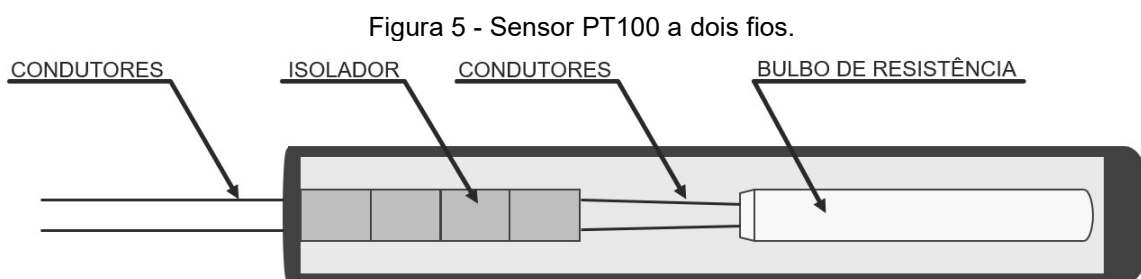
Fonte: O Autor 2023.

A faixa de temperatura que mais interessa é de 50 °C a 80 °C, dentro da qual se realizam as rampas de brassagem. Portanto, a faixa relevante de resistência do sensor é de 119,4  $\Omega$  – 130,9  $\Omega$ . Essa informação será utilizada para a análise dos resultados, mais adiante neste trabalho.

Apesar de existirem outros métodos para determinar a resistência dos termoresistores, o presente relatório irá focar no método da Ponte de *Wheatstone* com amplificação das diferenças. Comercialmente, pode-se achar sensores do tipo PT100 em três configurações diferentes, de dois, três ou quatro fios. A principal diferença entre eles está na forma como a resistência elétrica do sensor é medida e compensada para minimizar os erros introduzidos pelos cabos de conexão.

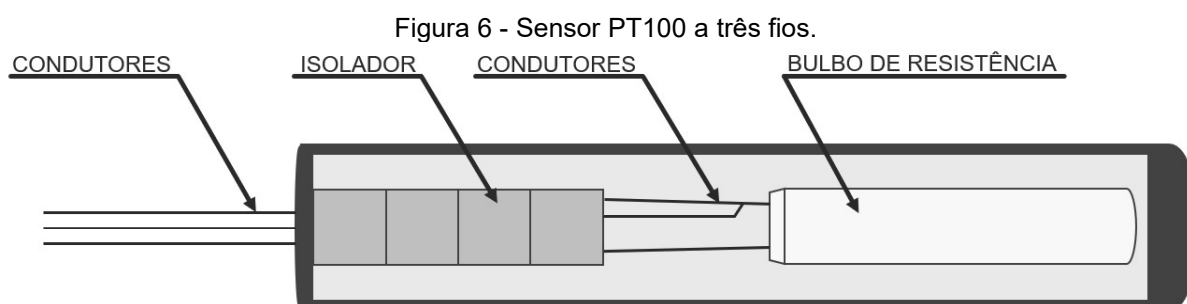
O sensor PT100 de dois fios é o mais simples em termos de conexões. Seu esquemático pode ser visto na Figura 5. Consiste em um elemento de platina, com resistência de 100  $\Omega$  a 0 °C, com dois fios que são utilizados para ligá-lo ao circuito de condicionamento do sinal. Nesse tipo de configuração, os dois fios são usados tanto para fornecer a corrente ao sensor, quanto para medir a queda de tensão através dele. No entanto, a resistência dos fios de conexão adiciona uma queda de tensão à medição, que conseqüentemente introduz um erro na leitura. O comprimento máximo dos fios de conexão é limitado pela magnitude desse erro. Quanto maior for a seção transversal dos cabos de conexão, maior pode ser o comprimento do chicote. Isso se dá devido à diminuição da resistência em função do aumento da área de seção

transversal. Essa configuração é adequada para aplicações em que a precisão não é crítica.



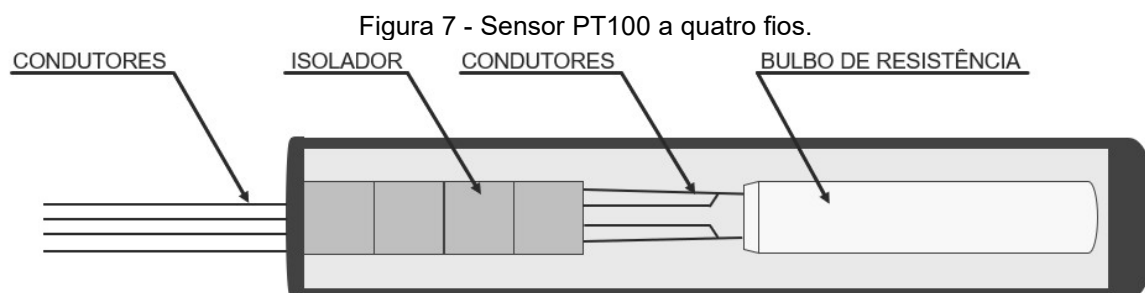
Fonte: O Autor 2023.

O sensor PT100 de três fios é uma melhoria em relação ao sensor de dois fios, projetado para compensar a influência dos fios de conexão na medição da resistência do sensor. Nessa configuração, apresentada na Figura 6, dois dos três fios estão curto-circuitados. Com a correta ligação dos três fios à ponte de Wheatstone, pode-se compensar a queda de tensão devido à sua resistência. Assim, minimiza-se o erro introduzido por essa conexão.



Fonte: O Autor 2023.

O sensor a quatro fios, apresentado na Figura 7, pode ser considerado como dois sensores dentro do mesmo encapsulamento. Nessa configuração, quatro fios são utilizados: dois para fornecer a corrente ao sensor e os outros dois para medir a queda de tensão através do sensor. Ao separar os fios de conexão para a medição de tensão dos fios de corrente, elimina-se completamente a influência da resistência dos fios de conexão na medição da resistência do sensor. Essa configuração é a mais precisa e é frequentemente usada em aplicações que exigem alta precisão e estabilidade, como experimentos de laboratório e sensores padrão. A utilização desse sensor na indústria não é comum.



Fonte: O Autor 2023.

### 3.2 MODELO TÉRMICO

O estudo térmico pode se tornar bastante complexo se forem levados em conta todas as variáveis presentes. Sistemas térmicos envolvem a transferência de calor entre duas substâncias. Esses sistemas podem ser analisados em termos de resistência e capacitância, apesar dos parâmetros não estarem uniformemente distribuídos nas substâncias. Para uma análise mais precisa, faz-se necessária a utilização de modelos com parâmetros distribuídos.

Para o caso do presente estudo, porém, pode-se simplificar a análise. Portanto, as seguintes suposições serão feitas: substâncias caracterizadas por uma resistência térmica terão capacitância térmica desprezível; e substâncias caracterizadas por capacitância térmica terão resistência térmica ao fluxo de calor desprezível.

De acordo com Ogata (2002), há três formas diferentes nos quais o calor é transferido de uma substância para outra: condução, convecção e radiação, sendo que a última é considerada quando a temperatura do emissor é muito maior do que a do receptor.

Para transferência de calor através de condução e convecção, utiliza-se (2).

$$q = K\Delta\theta \quad (2)$$

Onde:

$q$  = taxa de transferência de calor  $[\frac{kcal}{s}]$ ;

$K$  = coeficiente  $[\frac{kcal}{s \cdot ^\circ C}]$ ;

$\Delta\theta$  = variação da temperatura  $[^\circ C]$ .

$K$  é dado por (3) e (4):

$$K = \frac{kA}{\Delta x} \quad (3)$$

$$K = HA \quad (4)$$

Para condução e convecção, respectivamente, onde:

$k$  = condutividade térmica  $[\frac{kcal}{m \cdot s \cdot ^\circ C}]$ ;

$A$  = área normal à direção da transferência de calor  $[m^2]$ ;

$\Delta x$  = espessura do material  $[m]$ ;

$H$  = coeficiente de convecção  $[\frac{kcal}{m^2 \cdot s \cdot ^\circ C}]$ .

Para o cálculo da radiação, utiliza-se (5).

$$q = \sigma \cdot \varepsilon \cdot A \cdot (T_f^4 - T_{amb}^4) \quad (5)$$

Onde:

$\sigma$  = constante de Boltzmann:  $5,6704 \times 10^{-8} \frac{W}{m^2 K^4}$ ;

$\varepsilon$  = emissividade do material (sem unidade);

$A$  = área do material;

$T_f$  = temperatura do material;

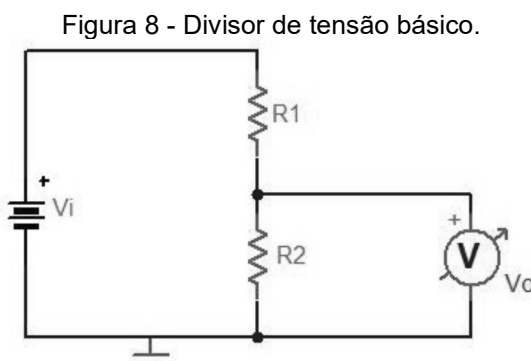
$T_{amb}$  = temperatura ambiente.

### 3.3 TRANSDUÇÃO DO SINAL

Um microcontrolador geralmente opera com sinais elétricos digitais, enquanto o sensor PT100 fornece uma saída analógica na forma de uma variação de resistência. Para que o microcontrolador possa interpretar e processar esse sinal analógico, é necessário converter a variação de resistência em uma variação de tensão. Isso é feito usando um circuito de condicionamento de sinal, que inclui um circuito conversor de resistência em tensão.

O circuito de condicionamento de sinal é projetado para fornecer uma tensão de saída proporcional à variação de resistência do PT100. Isso é alcançado por meio da aplicação de um circuito divisor de tensão ou um circuito amplificador diferencial, dependendo da configuração específica do sistema. No caso do presente trabalho, será utilizado um divisor de tensão seguido de um amplificador de instrumentação.

Na Figura 8, pode-se observar a configuração de um divisor de tensão básico, na qual se deseja determinar a tensão em cima do resistor  $R_2$ :



Fonte: O Autor 2023.

A tensão medida por  $V_o$  é mostrada em (6).

$$V_o = V_i \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad (6)$$

Sendo os valores de  $V_i$  e  $R_1$  conhecidos, pode-se determinar o valor de  $R_2$  medindo-se a tensão  $V_o$ . Para adequar esse sinal a um microcontrolador, a tensão máxima de  $V_i$  deverá ser 5 V.

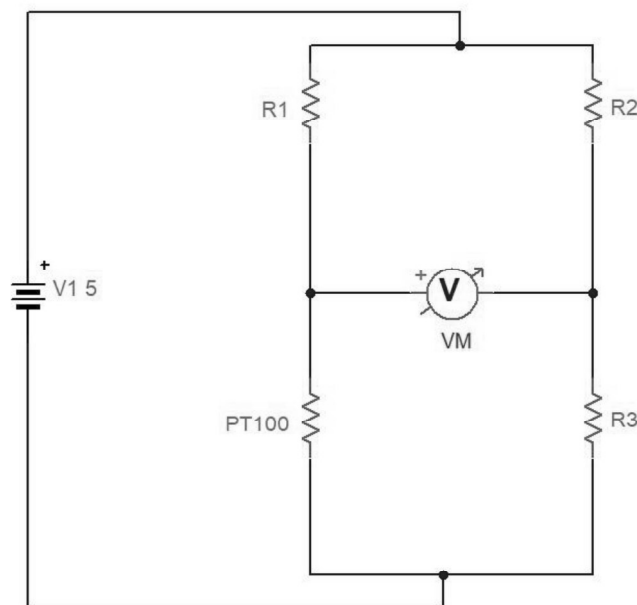
Supondo que  $R_2$  seja o PT100, a partir da escolha correta dos parâmetros do circuito, pode-se determinar a resistência do sensor a partir de  $V_o$ . De acordo com o *datasheet* do sensor, é recomendável que a corrente que passe por ele esteja na ordem de 1 mA, para que o calor gerado pela mesma por efeito *Joule* não interfira nas medições. Essa informação é de suma importância para a definição dos valores de  $V_i$  e  $R_1$ .

O problema desse circuito é que há uma tensão de *offset*. Pois bem, a 0 °C, o sensor possui uma resistência de 100 Ω. Isso significa que no divisor resistivo em questão, o valor mínimo de tensão será conforme (7).

$$V_{o_{min}} = 5 \left( \frac{100}{R_1 + (R_2 = 100)} \right) = 217 \text{ mV} \quad (7)$$

Supondo um resistor  $R_1$  na ordem de  $1 \text{ k}\Omega$  para limitar a corrente no sensor, a tensão de *offset* mínima seria de  $454 \text{ mV}$ . Para otimizar a utilização da faixa de 0 a  $5 \text{ V}$  do microcontrolador, recomenda-se anular essa tensão de *offset*, ou seja, fazer com que a tensão mínima de saída seja praticamente nula. Isso pode ser obtido com a utilização da ponte de *Wheatstone*, representada na Figura 9:

Figura 9 - Ponte de *Wheatstone*.



Fonte: O Autor 2023.

O sinal de saída dessa ponte é a tensão em cima do PT100 ( $V_{b+}$ ) subtraída da tensão em cima do R3 ( $V_{b-}$ ), conforme (8):

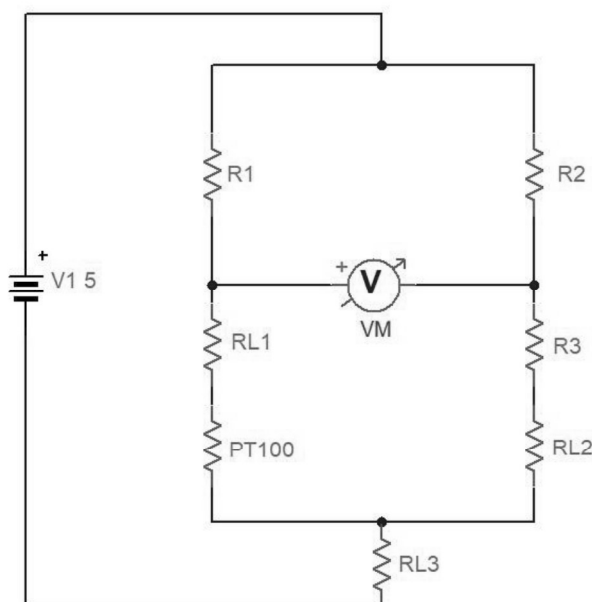
$$V_{b+} - V_{b-} = V \left( \frac{R_{PT100}}{R_1 + R_{PT100}} - \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) \quad (8)$$

Para  $R_1$  e  $R_2$  são utilizados valores iguais de resistência para que exista um equilíbrio entre as duas saídas da ponte. O valor de  $R_3$  será um resistor da ordem de  $100 \Omega$ , a fim de que, quando o sensor estiver a  $0^\circ\text{C}$ ,  $R_{PT100} = R_3$ , e  $V_{b+} - V_{b-} = 0$ .

Outro fator que pode interferir nas medições é a resistência dos fios que conectam o sensor ao circuito. Para cabos menores que  $1,5 \text{ m}$  de comprimento, o

sensor a dois fios funciona com uma precisão razoável. Porém, a ligação a três fios é muito mais robusta. Para que a resistência dos cabos não interfira na leitura da Ponte de *Wheatstone*, utiliza-se a ligação apresentada na Figura 10.

Figura 10 - Ponte de Wheatstone com sensor a 3 fios.



Fonte: O Autor 2023.

Supondo que os três fios ( $L_1$ ,  $L_2$  e  $L_3$ ) tenham o mesmo comprimento, é esperado que suas resistências sejam iguais, conforme (9)

$$R_{L_1} = R_{L_2} = R_{L_3} \quad (9)$$

tem-se que  $V_{R_{L_2}}$  e  $V_{R_{L_3}}$  se anulam e que  $V_{R_{L_1}}$  pode ser desconsiderada, dependendo da sua magnitude. O circuito, dessa maneira, fica mais robusto.

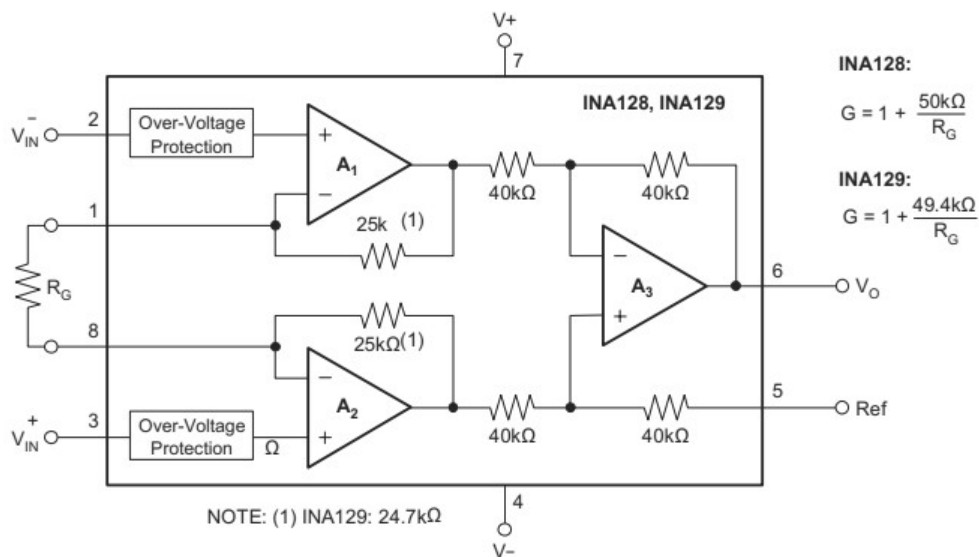
O cabeamento utilizado para o presente projeto é o cabo de compensação tipo PT100,  $3 \times 24$  AWG ( $0,25 \text{ mm}^2$ ). A partir da sua resistividade, pode-se calcular a resistência equivalente de cada uma das vias do chicote.

A próxima etapa do processo de transdução do sinal é a amplificação da diferença entre o sinal do ramo do sensor e o do ramo de referência. Isso se alcança com o uso de um amplificador de instrumentação. O seu funcionamento se baseia em um arranjo de amplificadores operacionais que possui alta impedância de entrada e entrada diferencial. Essa elevada impedância é alcançada ao se reduzir o ganho da primeira etapa, que normalmente funciona como um seguidor de tensão. Na Figura



11, pode-se visualizar o esquemático dos amplificadores de instrumentação INA128 e INA129, fabricados pela *Texas Instruments*™.

Figura 11 - Exemplo de um amplificador operacional.



Fonte: *Datasheet* INA129.

[https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina129.pdf?ts=1685690508639&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FINA129](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina129.pdf?ts=1685690508639&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FINA129)

O sinal de temperatura que o sistema irá monitorar é a temperatura do mosto dentro de uma panela. O projeto das panelas para a realização da brassagem está previsto para cozinhar aproximadamente 100 L da mistura malte + água. Para filtrar quaisquer ruídos de alta frequência que possam vir a interferir na estabilidade do sinal do amplificador de instrumentação, é recomendado utilizar um filtro passa-baixas. A partir do modelo térmico do sistema, pode-se determinar a máxima taxa de variação da temperatura e, com isso, definir a frequência de corte do filtro.

Esse filtro servirá para isolar a porta lógica do microcontrolador do circuito de medição de temperatura e eliminar quaisquer componentes de alta frequência. Além disso, dependendo de sua arquitetura, ele pode também amplificar o sinal do sensor para adequá-lo à faixa de tensão lida pelo microcontrolador.

Após todo o processo descrito, a variação de resistência em função da temperatura do sensor foi transformada em um sinal de tensão analógico que poderá ser interpretado por um microcontrolador.

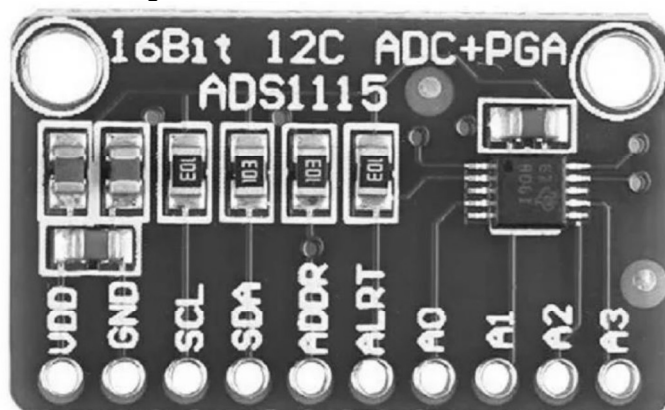
### 3.4 CONVERSÃO ANALÓGICO DIGITAL

O sinal proveniente do circuito de transdução é analógico. Para que o microcontrolador consiga interpretá-lo, é realizada uma etapa de discretização desse sinal, ou seja, transformar o valor de tensão em um valor binário. Os microcontroladores, no geral, contam com um conversor interno para realizar essas operações, mas dependendo do nível de precisão que se deseja, faz-se necessário o uso de um módulo externo de conversor A/D.

Pode-se tomar como exemplo o Arduino. O Arduino possui um conversor A/D de 10 *bits*. Portanto, dentro da faixa de 0 a 5 V, que é a faixa legível pelo Arduino, existem  $2^{10} = 1024$  níveis de tensão diferentes detectáveis pelo microcontrolador. Dividindo-se a faixa de tensão pela quantidade de níveis de tensão detectáveis pelo conversor, chega-se à resolução da conversão. Tomando o exemplo do Arduino,  $\frac{5}{1024} = 4,88 \text{ mV}$ . Portanto, o conversor do Arduino possui uma resolução de 4,88 mV, utilizando-se a referência de 5 V.

No mercado, existem módulos conversores independentes com maior precisão, como por exemplo o ADS1115, desenvolvido pela *Texas Instruments*<sup>TM</sup> e apresentado na Figura 12. Esse módulo tem resolução de até 16 *bits* e possui quatro canais de entrada analógica, possibilitando a leitura de até quatro sinais diferentes simultaneamente.

Figura 12 - Conversor A/D ADS1115



Fonte: Google Imagens.

A resolução do ADS1115, que pode ser ajustada para 16 *bits*, proporciona uma ampla gama de valores digitais possíveis, de 0 a 65535. A taxa de amostragem é configurável, variando de 8 a 860 amostras por segundo, o que possibilita a

adaptação da precisão e velocidade de medição conforme necessário. A comunicação com microcontroladores é feita através de uma interface I2C de dois fios, facilitando a integração com diversas plataformas de desenvolvimento.

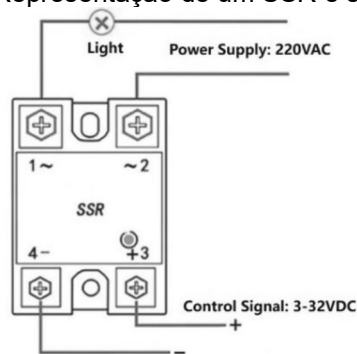
Outra característica notável é o amplificador programável (PGA), que permite a amplificação de sinais de baixa amplitude ou evita a saturação do conversor em sinais mais fortes. Além disso, o ADS1115 suporta detecção de tensão de referência externa e oferece comparadores internos que podem ser configurados para atuar como alertas em determinadas condições.

O seu consumo de energia é baixo, drenando no máximo  $200 \mu A$  a  $25 \text{ }^\circ C$  para a sua operação normal. O dispositivo também possui dois modos de leitura, singular e contínua, que pode ser configurado através de *software*. No modo contínuo, o ADS1115 colhe dados à taxa definida pelo usuário e os deposita em seu registrador de conversão, sempre apagando o resultado da leitura anterior. Dessa forma, a qualquer momento que o usuário solicitar o valor lido pelo conversor, basta o microcontrolador acessar esse registrador.

### 3.5 SSR (SOLID STATE RELAY)

O SSR, ou relé de estado sólido, é um dispositivo eletrônico que realiza funções de comutação ou controle de carga de forma semelhante a um relé eletromecânico tradicional. A diferença é que o SSR não possui partes móveis. O seu princípio de funcionamento é baseado em componentes semicondutores, como tiristores, (SCRs – *Silicon Controlled Rectifiers*) ou transistores de efeito de campo (FET – *Field Effect Transistors*). Na Figura 13, pode-se observar o esquemático básico de um SSR.

Figura 13 - Representação de um SSR e sua ligação.

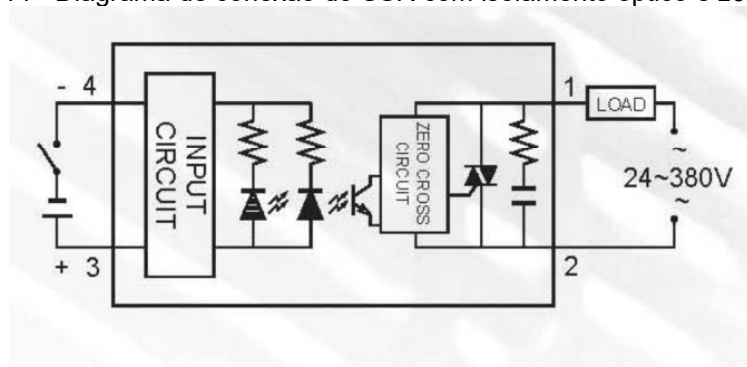


Fonte: Google Imagens.

Pode-se observar que o relé SSR possui quatro terminais, assim como um relé eletromecânico. Os pinos 3 e 4 são os terminais de controle. De acordo com o *datasheet* do componente da marca *Fotek™*, um relé com sinal de comando 3 – 32  $V_{DC}$  inicia a condução para  $V_c > 2,4 V$  e cessa a condução para  $V_c < 1,0 V$ , com  $V_c$  sendo a tensão em seus terminais de controle. Pode-se concluir, então, que esse componente pode ser controlado a partir de um microcontrolador que opera com 5  $V_{DC}$ .

Os SSRs usualmente possuem isolamento galvânico embutido, a partir da utilização de um acoplador óptico, ou fotoacoplador. A Figura 14 ilustra essa característica.

Figura 14 - Diagrama de conexão do SSR com isolamento óptico e zero-cross.



Fonte: *Datasheet SSR Series Fotek™*.

<https://cdn.sparkfun.com/datasheets/Components/General/SSR40DA.pdf>

Pode-se observar que o SSR representado possui um circuito de sincronismo com a rede. Isso significa que ele só inicia a condução no instante em que a tensão na carga está em 0  $V$  durante o ciclo senoidal. Esse comportamento ajuda a reduzir interferências eletromagnéticas e pode aumentar a vida útil do componente. Outro ponto que pode ser observado é a presença do TRIAC (*Triode for Alternating Current*) na Figura 14. O TRIAC é um tiristor bidirecional, ou seja, conduz corrente nos dois sentidos. O ramo RC logo após o TRIAC é chamado de circuito de *snubber*. Ele serve para mitigar os transientes de tensão, presentes principalmente em cargas indutivas, nas quais a tensão e a corrente estão defasadas. Essa defasagem pode gerar interferências eletromagnéticas e até mesmo danos aos componentes. O tempo de resposta do SSR citado é de 10  $ms$ . Se comparado a um relé eletromecânico, é um tempo bastante reduzido. Porém, para chaveamento PWM (*Pulse Width Modulation*) em 60  $Hz$ , esse tipo de componente ainda não é rápido o suficiente, visto que o período de cada semiciclo é de 8,33  $ms$ . Assim sendo, o componente não é indicado para usos com tempo de chaveamento de 120  $Hz$  (um semiciclo).

## 4 MATERIAIS E MÉTODOS

O *hardware* consiste em três circuitos diferentes: o circuito da fonte regulada (DC), o circuito de condicionamento do sinal do sensor (DC) e o circuito de controle (AC/DC). A fonte regulada transforma a alimentação da bateria de 9 V em uma tensão constante de  $\pm 5$  V. Essa fonte alimenta o circuito do sensor, por isso a necessidade de ter uma alimentação o mais estável possível. O sensor, como já descrito, é essencialmente uma resistência variável com a temperatura. Para que o microcontrolador detecte essa variação, faz-se necessária uma variação de tensão equivalente. A parte de controle consiste em um circuito que detecta a passagem por zero da senoide da rede elétrica e altera o estado de condução do SSR.

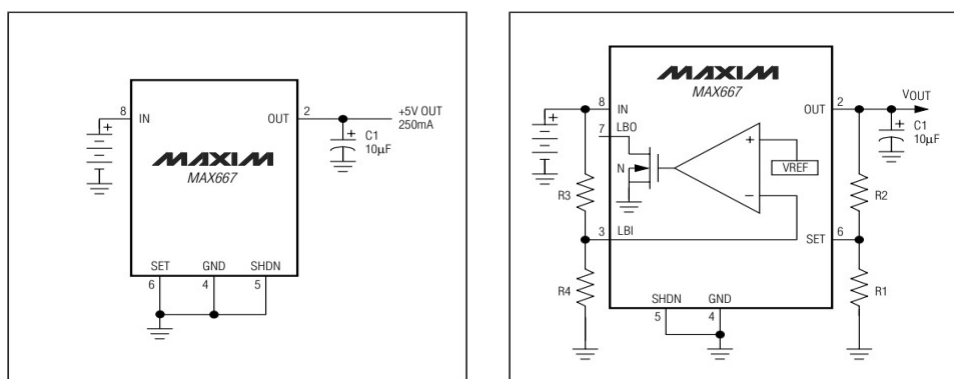
O *software* é responsável por três principais atividades:

- 1) Transformar o sinal de tensão proveniente do circuito do sensor em um valor de temperatura;
- 2) Gerar o pulso de sinal que controla o atuador;
- 3) Criar a interface homem-máquina.

### 4.1 CIRCUITO DA FONTE DE ALIMENTAÇÃO

O circuito da fonte é essencialmente composto por três resistores, quatro capacitores, um LED e dois circuitos integrados: MAX667 (*Maxim Integrated*<sup>TM</sup>) e LT1054 (*Analog Devices*<sup>TM</sup>). A Figura 15 permite observar duas configurações para um regulador de tensão com o MAX667, retiradas do seu *datasheet*.

Figura 15 - MAX667 em duas configurações.



Fonte: *Datasheet* MAX667.

<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/MAX667.pdf>

O MAX667 é um regulador de tensão com baixa queda de tensão. Isso significa que ele consegue manter a tensão de saída regulada mesmo quando a tensão de entrada for muito próxima da de saída. Esse C.I. (circuito integrado) recebe  $9 V_{DC}$  da bateria e os transforma em  $\pm 5 V$  regulados, podendo fornecer até  $250 mA$  em sua saída. O MAX667 também possui a função de detecção de bateria fraca, devido a um comparador em sua arquitetura interna. Isso é especialmente importante, visto que a fonte de energia é limitada. O limite de bateria fraca é ajustável a partir de um divisor resistivo conectado aos pinos 8 (IN) e 3 (LBI), que é apresentado na Figura 15 à direita. A equação para a escolha dos valores de resistência pode ser feita por (10):

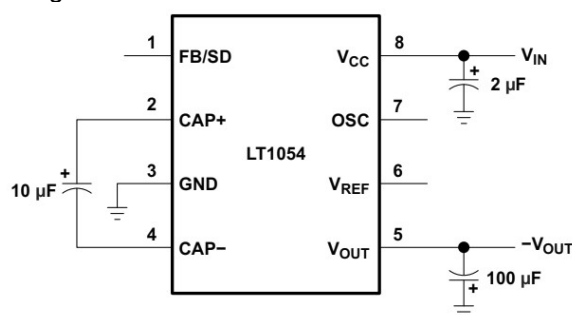
$$R3 = R4 \left( \frac{V_{BATT}}{V_{LBI}} - 1 \right) \quad (10)$$

Nesta expressão,  $V_{BATT}$  é o limite desejado de tensão da bateria e  $V_{LBI}$  é a tensão de referência interna do regulador, que vale  $1,22 V$ . De acordo com o próprio *datasheet*, devido ao valor da corrente de entrada do pino LBI ser menor que  $10 nA$ , altos valores de resistência para R3 e R4 minimizam o carregamento. Porém, deve-se tomar cuidado com esses mesmos valores para que não haja fugas de corrente, que podem introduzir erros na entrada LBI.

O limite configurado no presente projeto foi de  $5,5 V$ , com resistores de  $8,2 M\Omega$  e  $2,4 M\Omega$ . Quando a tensão de alimentação do circuito (bateria  $9 V$ ) cai abaixo de  $5,5 V$ , o pino 7 (LBO) passa a conduzir para o pino GND. Utilizando um LED e um resistor em série entre o pino 7 e o GND, pode-se detectar a tensão baixa através do LED aceso pela observação do LED aceso.

O próximo passo é o desenvolvimento do inversor de tensão para se obter  $5 V$  negativos regulados no circuito. Isso será obtido com o auxílio do C.I. LT1054, cuja configuração básica é apresentada na Figura 16.

Figura 16 - LT1054 como inversor de tensão.

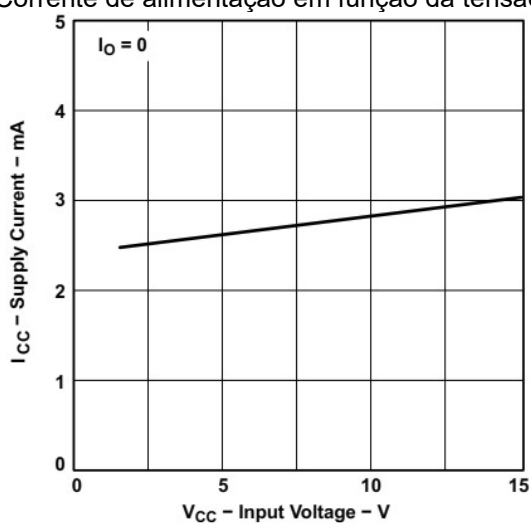


Fonte: Datasheet LT1054.

[https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lt1054.pdf?ts=1685437021154&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lt1054.pdf?ts=1685437021154&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F)

O C.I. LT1054 recebe em seu pino 8 (IN) os 5 V regulados do MAX667 e os transforma em  $-5\text{ V}$ . A corrente necessária para alimentar esse C.I. pode ser determinada a partir da curva apresentada na Figura 17, retirada de seu *datasheet*.

Figura 17 - Corrente de alimentação em função da tensão de entrada.

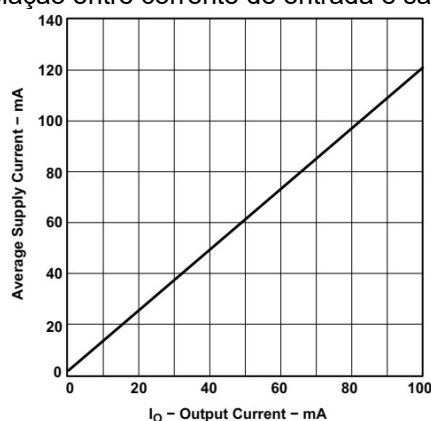


Fonte: *Datasheet* LT1054.

[https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lt1054.pdf?ts=1685437021154&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lt1054.pdf?ts=1685437021154&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F)

A tensão de alimentação do componente é de 5 V. Portanto, a corrente consumida é de aproximadamente 2,7 mA, no caso da sua corrente de saída ser zero. Na Figura 18, pode-se observar a curva que relaciona a corrente de saída demandada com a corrente de alimentação necessária.

Figura 18 - Relação entre corrente de entrada e saída do LT1054.

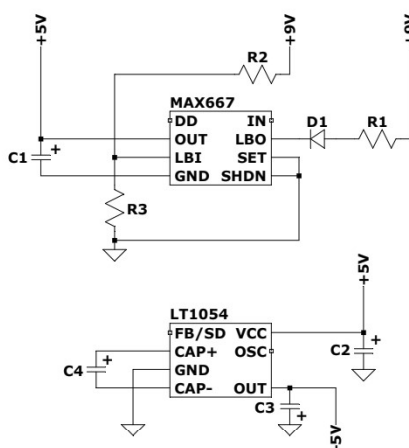


Fonte: *Datasheet* LT1054.

[https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lt1054.pdf?ts=1685437021154&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lt1054.pdf?ts=1685437021154&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F)

A fonte de tensão regulada será utilizada para alimentar o circuito de condicionamento do sinal do sensor, o microcontrolador e seus periféricos (*display* LCD e botões). O único componente do projeto que necessita de alimentação negativa é o amplificador de instrumentação. Por fim, o esquemático do circuito da fonte de alimentação pode ser observado na Figura 19.

Figura 19 - Esquemático do circuito da fonte.



Fonte: O Autor 2023.

## 4.2 CÁLCULO TÉRMICO

De acordo com o modelo térmico apresentado no item anterior, pode-se calcular a taxa de variação da temperatura no sistema. Para o presente estudo, as perdas da panela por condução serão desprezadas. Os dados necessários para o cálculo térmico estão apresentados no Quadro 3.



Quadro 3 - Dados para a realização dos cálculos térmicos.

Altura da panela	$h$	0,55 m
Raio da panela	$r$	0,275 m
Condutividade térmica do inox 201	$k_{inox}$	$15 \frac{W}{m \cdot ^\circ C}$
Emissividade do inox 201	$\varepsilon_{inox}$	0,9
Temperatura ambiente	$T_{amb}$	25 °C
Temperatura da substância	$T_f$	70 °C
Volume de água	$V_{\acute{a}gua}$	0,1 m <sup>3</sup>
Constante de Stefan-Boltzmann	$\sigma$	$5,6704 \cdot 10^{-8} \frac{W}{m^2 \cdot ^\circ C^4}$
Constante de convecção natural do ar	$h$	$25 \frac{W}{m^2 \cdot ^\circ C}$
Calor entregue pelo resistor	$q_i$	6 kW
Massa específica da água	$\rho_{\acute{a}gua}$	$1000 \frac{kg}{m^3}$
Massa específica do inox 201	$\rho_{inox}$	$7800 \frac{kg}{m^3}$
Calor específico da água	$c_{\acute{a}gua}$	$1000 \frac{J}{kg \cdot ^\circ C}$
Calor específico do inox 201	$c_{inox}$	$500 \frac{J}{kg \cdot ^\circ C}$
Massa de água	$m_{\acute{a}gua}$	100 kg
Massa de inox 201	$m_{inox}$	7,41 kg

Fonte: O Autor 2023.

Para convecção e radiação, utiliza-se (11) e (12), respectivamente.

$$q_{conv} = h \cdot A \cdot (T_f - T_{amb}) = 1336,5 W \quad (11)$$

$$q_{rad} = 5,6704 \cdot 10^{-8} \cdot 0,9 \cdot 1,188 \cdot (70^4 - 25^4) = 361 W \quad (12)$$

A perda total de calor é apresentada em (13).

$$q_o = 1697,5 W \quad (13)$$

Para se ter uma aproximação da taxa de variação da temperatura, pode-se derivar a equação de calor, da forma que segue, em (14).

$$\left(\frac{d}{dt}\right) \cdot q = \left(\frac{d}{dt}\right) \cdot m \cdot c \cdot \theta \quad (14)$$

Como a massa e o calor específico são constantes, chega-se à (15).

$$\frac{dq}{dt} = m \cdot c \cdot \frac{d\theta}{dt} \quad (15)$$

O resultado obtido é mostrado em (16).

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{q_i - q_o}{m_{\text{água}} \cdot c_{\text{água}} + m_{\text{inox}} \cdot c_{\text{inox}}} = 0,04 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{s}} \quad (16)$$

Conclui-se que a taxa aproximada de alteração da temperatura do sistema quando o elemento de aquecimento está conduzindo é de  $0,04 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{s}}$ . Da mesma forma, pode-se calcular a taxa de queda da temperatura quando o elemento de aquecimento cessa a condução. Esse cálculo é feito conforme (17).

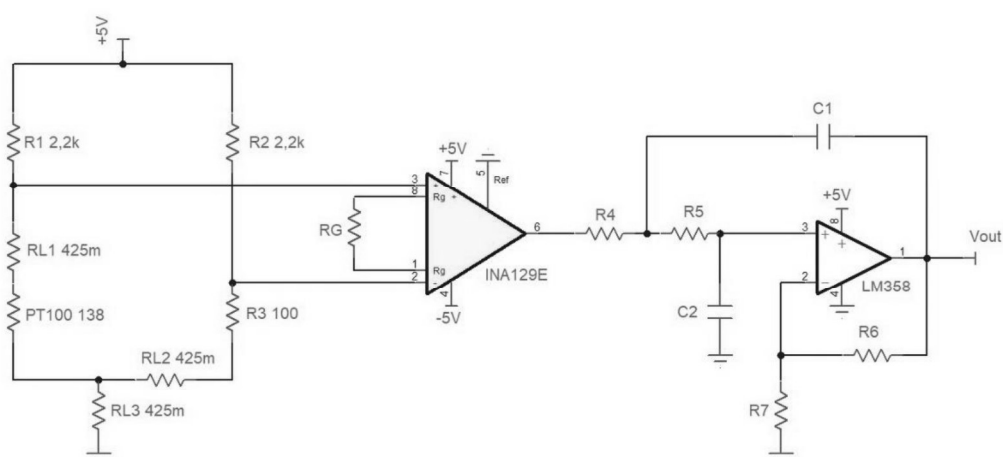
$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{-q_o}{m_{\text{água}} \cdot c_{\text{água}} + m_{\text{inox}} \cdot c_{\text{inox}}} = -0,015 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{s}} \quad (17)$$

Esses valores serão importantes para a definição da frequência de corte do filtro passa-baixas na saída do circuito de sensoriamento.

### 4.3 CIRCUITO DE SENSORIAMENTO

O circuito de adequação do sinal é uma parte essencial quando se trata de medir a temperatura utilizando um sensor do tipo PT100 em conjunto com um microcontrolador. O sensor PT100 é um termorresistor que varia sua resistência de acordo com a temperatura ao qual é submetido. No entanto, a leitura dessa resistência diretamente pelo microcontrolador não é possível, uma vez que os microcontroladores são projetados para medir tensões. O circuito de sensoriamento apresentado na Figura 20 é o responsável por converter a variação de resistência do PT100 em uma variação de tensão que possa ser interpretada e processada pelo microcontrolador.

Figura 20 - Circuito de Sensoriamento para o sensor PT-100.



Fonte: O Autor 2023.

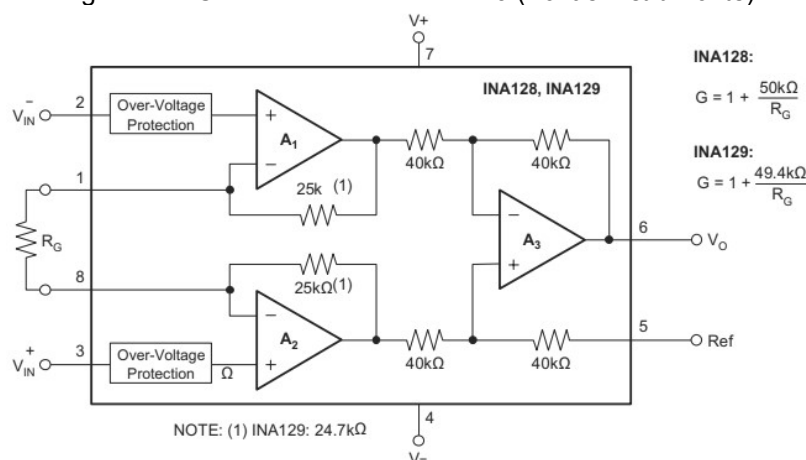
Para se garantir uma leitura fiel da resistência do sensor, deve-se prestar atenção especial ao cabeamento utilizado para conectar o sensor ao circuito. O ideal para esse tipo de chicote é a utilização de um cabo blindado. Para o presente projeto, optou-se pela utilização do cabo 24 AWG de três vias, apresentado na Figura 21. A resistividade do fio 24 AWG é de  $85 \text{ m}\Omega/\text{m}$ . Supondo um chicote de três vias de cinco metros, a resistência de cada via é de  $425 \text{ m}\Omega$ . Com o auxílio do *software* de simulação *TINA-TI*, pôde-se determinar a corrente máxima ao qual o sensor PT100 é submetido. Encontrou-se  $I_{PT100_{max}} \cong 2,17 \text{ mA}$ . Os sinais  $V_{b+}$  e  $V_{b-}$  podem ser, então, conectados a um amplificador de instrumentação, que amplificará a diferença entre os dois. Também, observou-se pela simulação a tensão  $V_{RL3} = 1,86 \text{ mV}$  que, quando comparada à tensão de alimentação de  $5 \text{ V}$ , pode ser desconsiderada. Essa tensão corresponde à tensão de *offset* imposta devido à resistência do cabeamento de conexão entre o sensor e o circuito.

Figura 21 - Cabo 24 AWG três vias.



Fonte: Fabricante.

Para o amplificador de instrumentação, selecionou-se o INA129, da *Texas Instruments*. O INA129 mede pequenas tensões diferenciais com grandes tensões de modo comum desenvolvidas entre as entradas. Existe ainda a possibilidade de configurar o pino de referência para ajustar a funcionalidade do sinal de saída, o que oferece flexibilidade adicional ao dispositivo, mas que não será utilizado no presente projeto. A Figura 22 mostra as conexões básicas para o funcionamento do C.I. Em casos de ruído excessivo ou alta impedância da fonte de alimentação, a utilização de capacitores de desacoplamento perto dos pinos do dispositivo é recomendada. O pino de referência será aterrado. Essa conexão deve ser de baixa impedância para assegurar uma boa rejeição de modo comum, já que uma resistência de  $8\ \Omega$  poderá gerar uma degradação de  $80\ \text{dB}$  CMR (*Common-Mode Rejection*) em ganho unitário.

Figura 22 - Conexões básicas INA129 (*Texas Instruments*).

Fonte: *Datasheet* INA129.

[https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina129.pdf?ts=1685690508639&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FINA129](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina129.pdf?ts=1685690508639&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FINA129)

Os limites da tensão de alimentação do INA129 são  $\pm 2,25 V$  a  $\pm 18 V$ , tendo a performance ótima em  $\pm 15 V$ . É recomendado adicionar um capacitor *by-pass* na entrada para compensar a impedância da fonte de alimentação. O resistor  $R_G$  controla o ganho do sinal de entrada conforme (18).

$$G = 1 + \frac{49,4 \text{ k}\Omega}{R_G} \quad (18)$$

O Quadro 4 apresenta valores comuns de ganho junto aos valores de  $R_G$  correspondentes, retirado de seu datasheet.

Quadro 4 - Valores típicos de ganho.

<b>DESIRED GAIN (V/V)</b>	<b>INA128</b>		<b>INA129</b>	
	$R_G$ ( $\Omega$ )	NEAREST 1% $R_G$ ( $\Omega$ )	$R_G$ ( $\Omega$ )	NEAREST 1% $R_G$ ( $\Omega$ )
1	NC	NC	NC	NC
2	50.00k	49.9k	49.4k	49.9k
5	12.50k	12.4k	12.35k	12.4k
10	5.556k	5.62k	5489	5.49k
20	2.632k	2.61k	2600	2.61k
50	1.02k	1.02k	1008	1k
100	505.1	511	499	499
200	251.3	249	248	249
500	100.2	100	99	100
1000	50.05	49.9	49.5	49.9
2000	25.01	24.9	24.7	24.9
5000	10.00	10	9.88	9.76
10000	5.001	4.99	4.94	4.87

NC: No Connection

Fonte: *Datasheet* INA129.

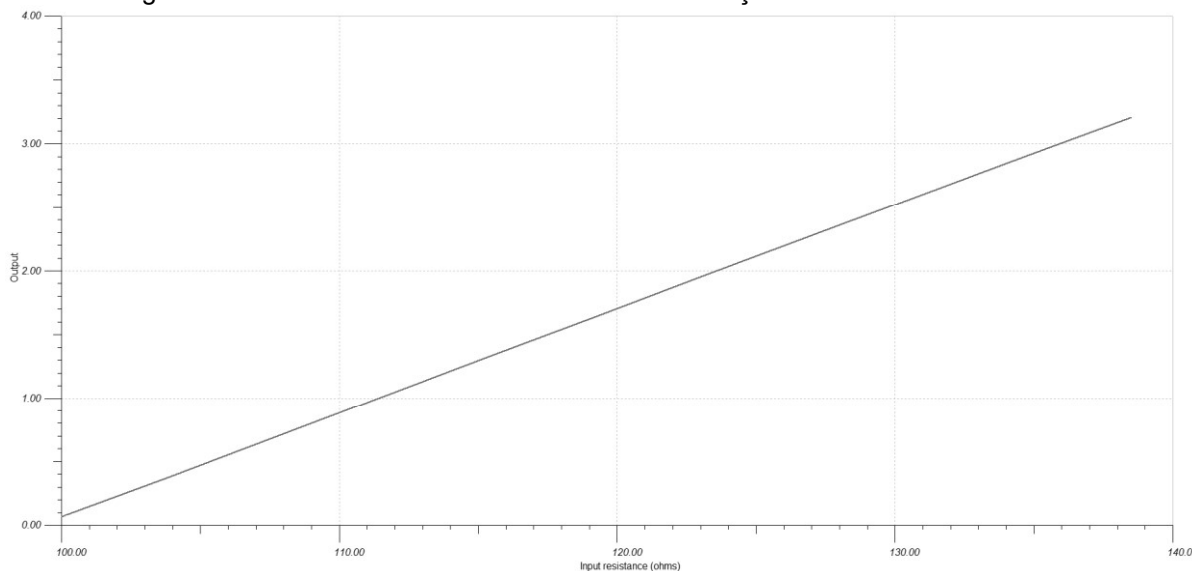
[https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina129.pdf?ts=1685690508639&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FINA129](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina129.pdf?ts=1685690508639&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FINA129)

O resistor de ganho selecionado para adequar o ganho do circuito foi de  $2 \text{ k}\Omega$ , o que corresponde a um ganho de  $25,7 V/V$ . De acordo com o seu *datasheet*, a corrente quiescente do componente é de  $700 \mu A$ . A partir da simulação do circuito da Figura 20, determinou-se que a máxima corrente de saída do INA129 é de aproximadamente  $60 \text{ nA}$ . A corrente que passa entre os terminais de alimentação do componente é de aproximadamente  $740 \mu A$ . Levando em conta que a corrente máxima fornecida pelo circuito da fonte é de  $250 \text{ mA}$ , conclui-se que o consumo do amplificador de instrumentação corresponderá a, no máximo,  $0,4 \%$  da corrente de alimentação.

Na Figura 23, pode-se observar o comportamento teórico do circuito do sensor. O eixo das abcissas é referente aos valores de resistência do sensor e o das

ordenadas representa a tensão de saída do circuito. A resistência do sensor varia de  $100 \Omega$  a  $138,5 \Omega$  no intervalo entre  $0^\circ C$  e  $100^\circ C$ .

Figura 23 - Curva teórica da tensão de saída em função da resistência do sensor.

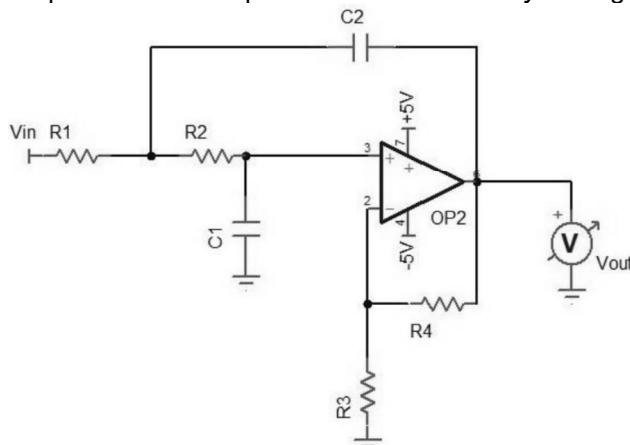


Fonte: O Autor 2023.

O valor mínimo de tensão, com  $R_{PT100} = 100 \Omega$ , é de  $V_o = 66 mV$ . O valor máximo, em  $R_{PT100} = 138,5 \Omega$ , é de  $V_o = 3,2 V$ . Pode-se observar que a curva teórica é praticamente linear. Portanto, basta a obtenção de dois pontos experimentais para traçar a reta que relaciona tensão com temperatura.

Com relação ao filtro de saída do circuito de sensoriamento, será utilizado um filtro passa-baixas do tipo ativo *Sallen-Key* de segunda ordem. O seu esquemático está apresentado na Figura 24.

Figura 24 - Arquitetura de filtro passa baixas *Sallen-Key* de segunda ordem.



Fonte: O Autor 2023.

A taxa de variação da temperatura do sistema é de aproximadamente  $0,04 \frac{^{\circ}C}{s}$ . Portanto, definiu-se, a partir de valores comerciais de componentes, a frequência do filtro como  $\sim 1,508 \text{ Hz}$ , calculada conforme (19).

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (19)$$

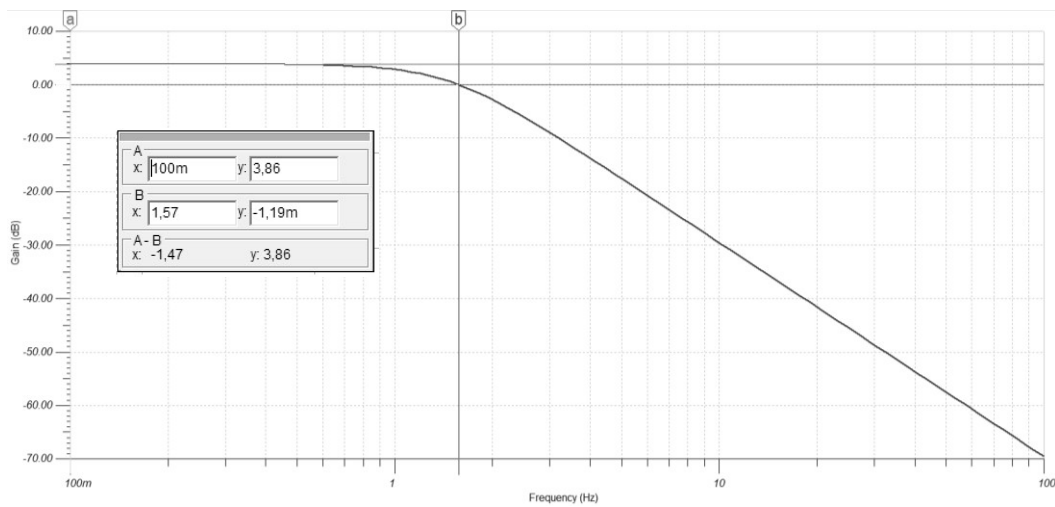
onde  $R_1 = R_2 = R = 320 \text{ k}\Omega$  e  $C_1 = C_2 = C = 330 \text{ nF}$ . Esse filtro serve para isolar a porta lógica do Arduino do circuito de medição de temperatura, eliminar quaisquer componentes de alta frequência e será utilizado para amplificar o sinal de controle para adequá-lo à faixa de tensão lida pela porta lógica do Arduino. O ganho dessa configuração é apresentado em (20).

$$G = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (20)$$

Para o correto funcionamento dessa arquitetura de filtro, o ganho é fixo em  $G = 1,56$ . Para esse valor de ganho, definiu-se  $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$  e  $R_4 = 56 \text{ k}\Omega$ . A alimentação apresentada na Figura 24 para o filtro é simétrica, de  $\pm 5 \text{ V}$ , mas pode ser assimétrica, desde que o amplificador operacional utilizado permita. Sabendo que a maior parte dos microcontroladores não pode operar com tensão negativa nas suas entradas, a alimentação simétrica nessa etapa se torna um risco. Além disso, como não haverá medição de valores de tensão negativos, a alimentação assimétrica se torna a melhor alternativa.

A curva de ganho do filtro está apresentada na Figura 25.

Figura 25 - Resposta em frequência do filtro (amplitude).



Fonte: O Autor 2023.

Sabendo que, conforme (21),

$$20\log(G) = G(\text{dB}) \quad (21)$$

chega-se a (22).

$$G = 10^{\frac{G(\text{dB})}{20}} \quad (22)$$

No ponto "A" indicado na tabela junto à curva, tem-se que em,  $0,1 \text{ Hz}$ , o ganho vale  $3,86 \text{ dB}$ . Convertendo os decibéis, tem-se um ganho de  $G = 1,56$ . O ponto "B" está posicionado na frequência de  $1,57 \text{ Hz}$ , com um ganho que pode ser considerado como  $0 \text{ dB}$ .

#### 4.4 CIRCUITO DO ATUADOR

O circuito do atuador é composto por dois módulos: o circuito de sincronismo com a rede elétrica e o circuito do SSR.

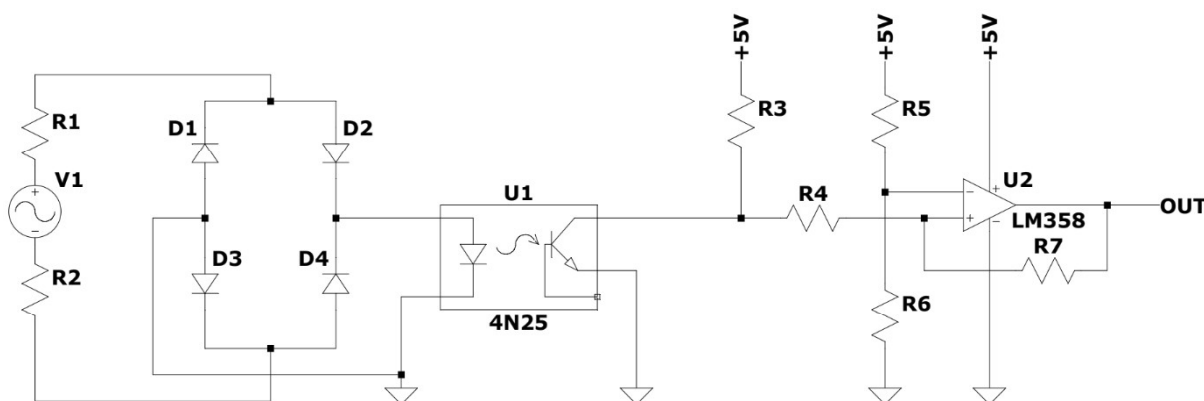
##### 4.4.1 Passagem por zero

Como já citado na Fundamentação Teórica, para o correto funcionamento do circuito do atuador, é necessário que haja um circuito de sincronismo com a tensão



que alimentará o circuito do atuador. No caso do presente projeto, a tensão de alimentação será a rede elétrica  $220 V_{rms}$ ,  $60 Hz$ . Optou-se por utilizar um circuito com opto-acoplador para a realização desse sincronismo. Na Figura 26, pode-se observar o circuito de sincronismo.

Figura 26 - Circuito de detecção de passagem por zero com fotoacoplador.

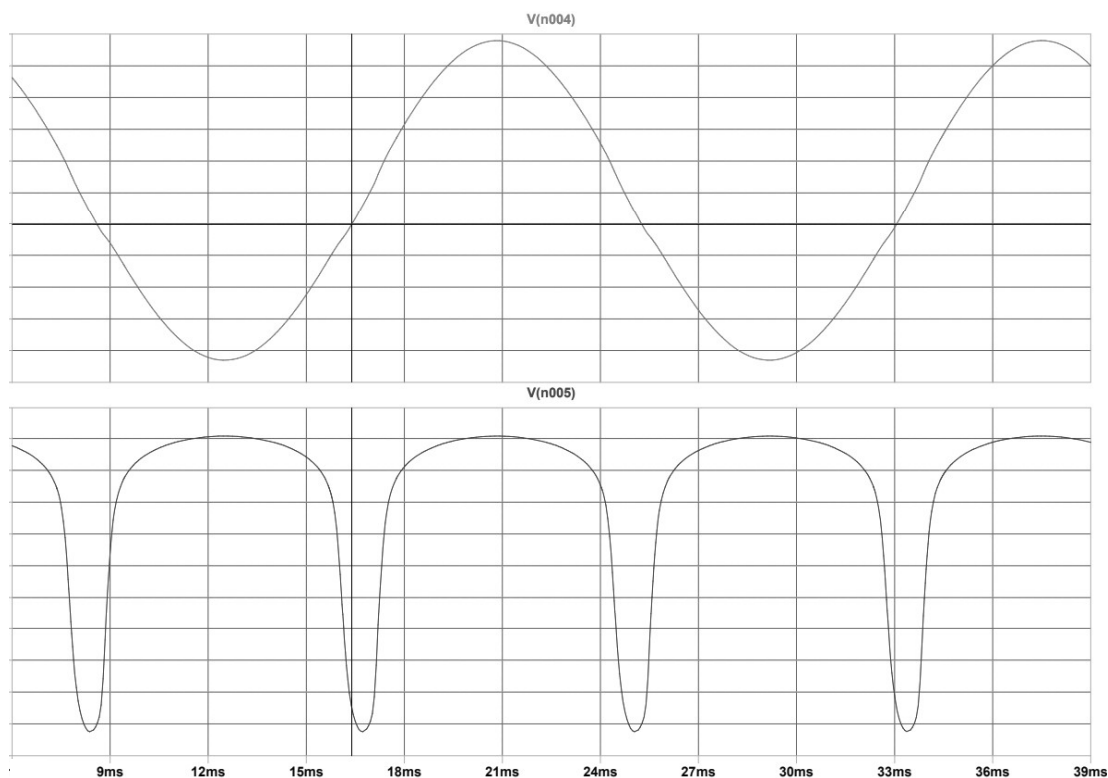


Fonte: O Autor 2023.

Os resistores  $R1$  e  $R2$  servem para limitar a corrente que passará pelo circuito. Podem ser valores elevados, pois a corrente máxima de sensibilização do LED do 4N25 é de  $60 mA$ . Para o caso de a tensão de entrada ser  $220 V_{rms}$ , pode-se utilizar resistores da ordem de  $33 k\Omega$ .

O funcionamento do circuito é o seguinte: a ponte de diodos retifica o sinal da senoide da rede, conforme apresentado na Figura 27. Esse sinal possui o dobro da frequência da rede, pois o semi-ciclo negativo é rebatido para cima.

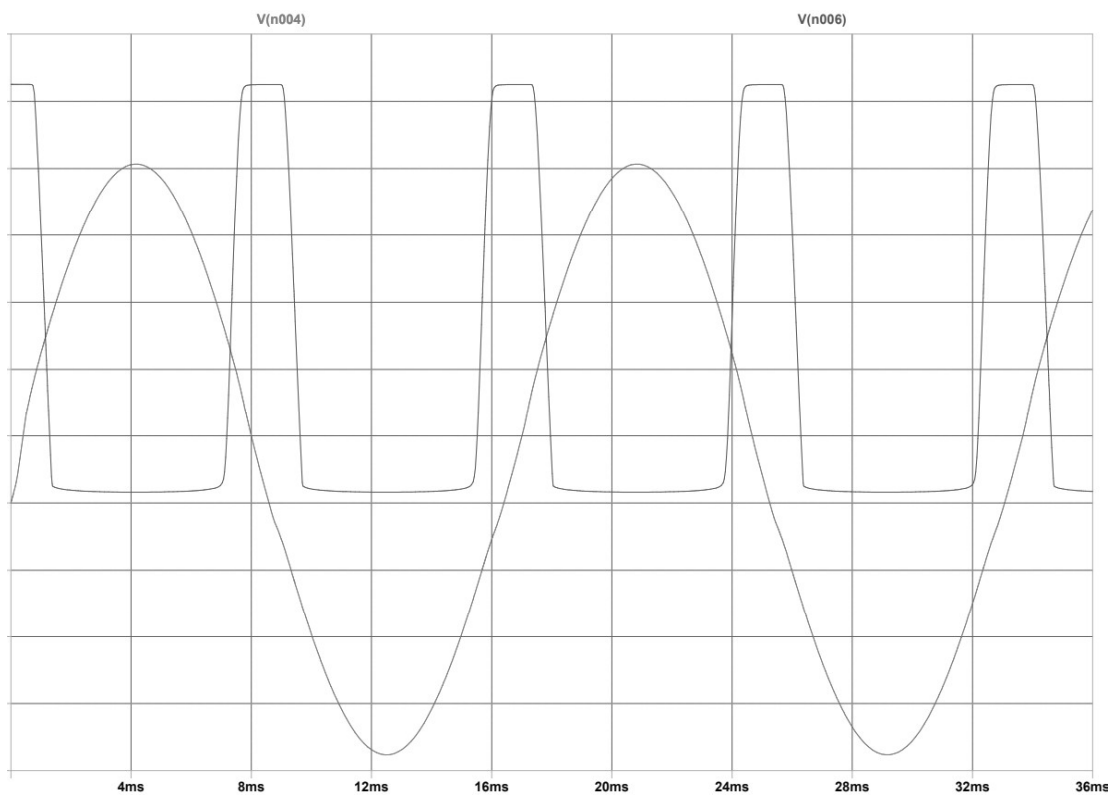
Figura 27 - Curvas saída do retificador (abaixo) e tensão de entrada (acima).



Fonte: O Autor 2023.

Como se pode observar, toda vez que a senoide da rede está chegando a  $0\text{ V}$ , a tensão na saída do retificador também chega próximo a zero. O sinal do retificador é ligado, então, ao LED do 4N25. Enquanto a tensão da senoide for diferente de zero, o LED estará sensibilizando o transistor opto-acoplado. Durante esse período, a tensão no coletor do transistor é zero, pois está no mesmo potencial do seu emissor aterrado. A partir do momento em que a corrente do LED cai abaixo do limiar de sensibilização do transistor, esta cessa a condução. Esse acontecimento indica que a senoide está chegando perto de  $0\text{ V}$ . Um resistor de *pull-up* conectado entre o coletor do transistor opto acoplado e a fonte de alimentação *DC*, então, “puxa” a tensão de coletor para  $5\text{ V}$ . Isso gera um pulso na saída do opto-acoplador indicando a passagem por zero. Pode-se observar esse fenômeno na Figura 28.

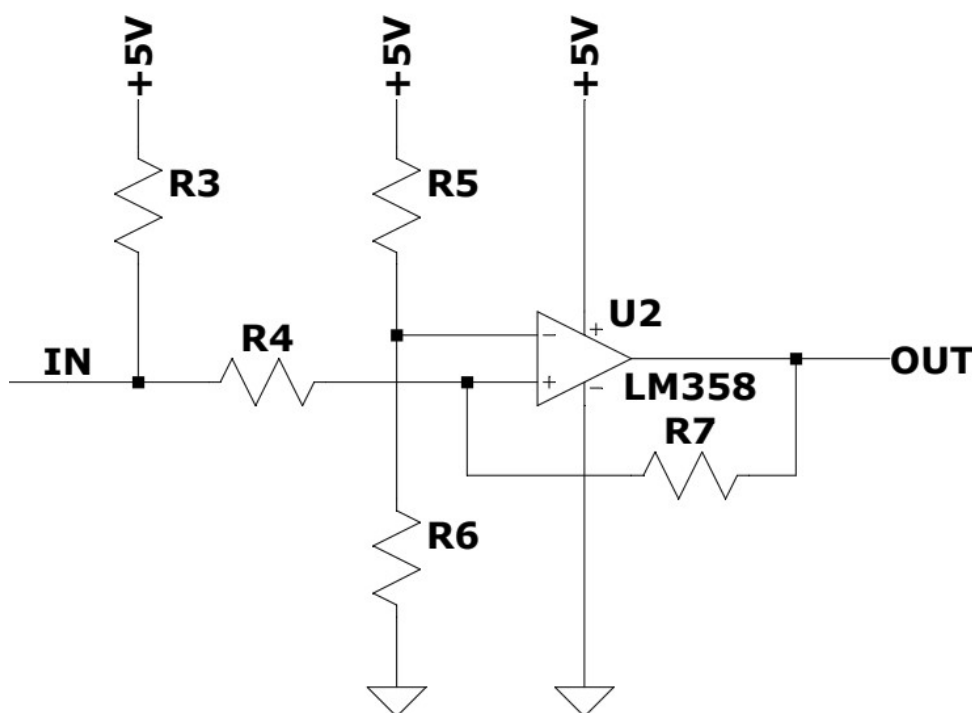
Figura 28 - Curvas saída do fotoacoplador (verde) e Vin (vermelho).



Fonte: O Autor 2023.

Para uma melhor *performance* do circuito, pode-se utilizar um biestável. O biestável aumenta de forma significativa a derivada  $\frac{dV}{dt}$  do circuito. Esse circuito, também chamado de *Schmitt-Trigger*, pode ser construído de forma bem simples com a utilização de um ampop com realimentação positiva e alguns resistores. Na Figura 29, pode-se observar a arquitetura utilizada para o biestável utilizado no presente projeto.

Figura 29 - Arquitetura *Schmitt-Trigger* assimétrico com amplificador operacional.



Fonte: O Autor 2023.

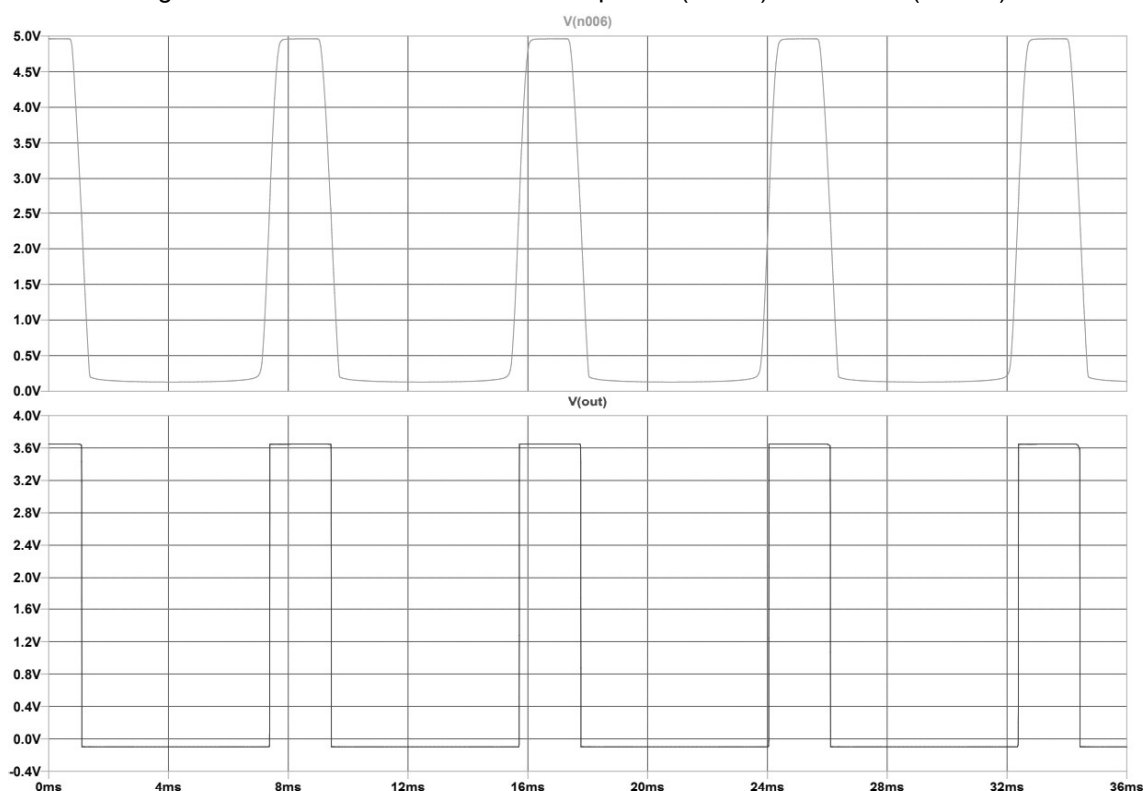
O circuito mostrado na Figura 27 possui uma característica de histerese, usualmente sendo utilizado para transformar sinais analógicos em digitais ou condicionar sinais analógicos para aumentar a sua resistência a flutuações.

Um *Schmitt-Trigger* opera normalmente com duas tensões de limiar, controladas pela relação entre os resistores  $R6$  e  $R7$  da Figura 29. A entrada  $V_{in}$  é aplicada no terminal inversor do ampop, ao passo que realimentação positiva é aplicada no seu terminal não inversor. A partir do instante em que a tensão de entrada for superior à tensão de limiar superior, o ampop entra em saturação positiva e mantém tensão fixa igual à tensão de alimentação positiva na sua saída. Ele permanece saturado até que a tensão de entrada seja menor do que a tensão de limiar inferior. Nesse instante, o amplificador entra em saturação negativa, mantendo tensão fixa igual à tensão negativa de alimentação na sua saída. Esse seria o funcionamento do *Schmitt-Trigger* simétrico.

Como o sinal da rede foi retificado, a saída do circuito de *zero-crossing* utilizado nunca está em tensões abaixo de zero. Neste caso, o *Schmitt-Trigger* utilizado pode ser assimétrico. Essa arquitetura é apresentada na Figura 29. O sinal de entrada  $V_{in}$  é aplicado à entrada não-inversora e comparado ao sinal do divisor de tensão ligado à entrada inversora do ampop. A tensão em cima do resistor  $R6$ , obtida

a partir do divisor resistivo com  $R5$ , determina a tensão de limiar. A partir do instante em que a tensão de entrada é maior do que a tensão de limiar  $V_{R6}$ , o amplificador satura em nível lógico alto, permanecendo nesse estado até que  $V_{in}$  se torne novamente menor do que  $V_{R6}$ . O valor de  $R7$  precisa ser suficientemente maior do que  $R6$  para que haja a manutenção do estado definido pela entrada. Na Figura 30, pode-se observar as curvas de tensão na saída do fotoacoplador e na saída do *Schmitt-Trigger*, obtidas por meio de simulação.

Figura 30 - Curvas de saída do fotoacoplador (acima) e biestável (abaixo).



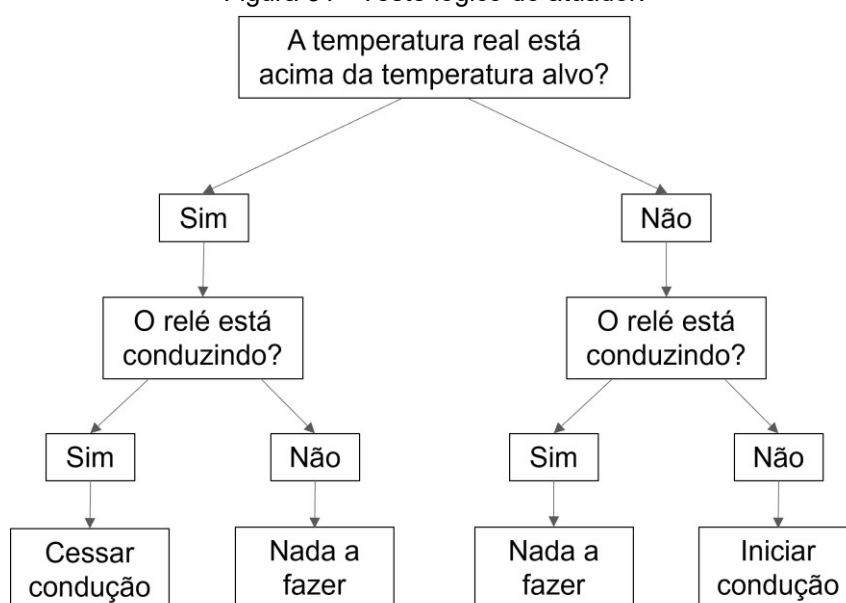
Fonte: O Autor 2023.

Observa-se uma derivada  $\frac{dV}{dt}$  infinita na saída do biestável, tornando-se praticamente um sinal digital. Com isso, o circuito de sincronismo está finalizado e a saída do biestável pode ser conectada ao microcontrolador. Esse sinal será utilizado para controlar uma interrupção no microcontrolador. Essa interrupção, junto com o teste de temperatura, servirá para mudar o estado de condução do SSR.

#### 4.4.2 SSR

O circuito do atuador controla a condução de um relé SSR. O microcontrolador realiza dois testes por ciclo, esquematizados na Figura 31.

Figura 31 - Teste lógico do atuador.



Fonte: O Autor 2023.

Em dois dos quatro casos, há uma mudança no estado de condução do SSR. Isso se alcança aplicando nível lógico alto ou baixo em seus terminais de controle, a partir de uma porta digital do microcontrolador.

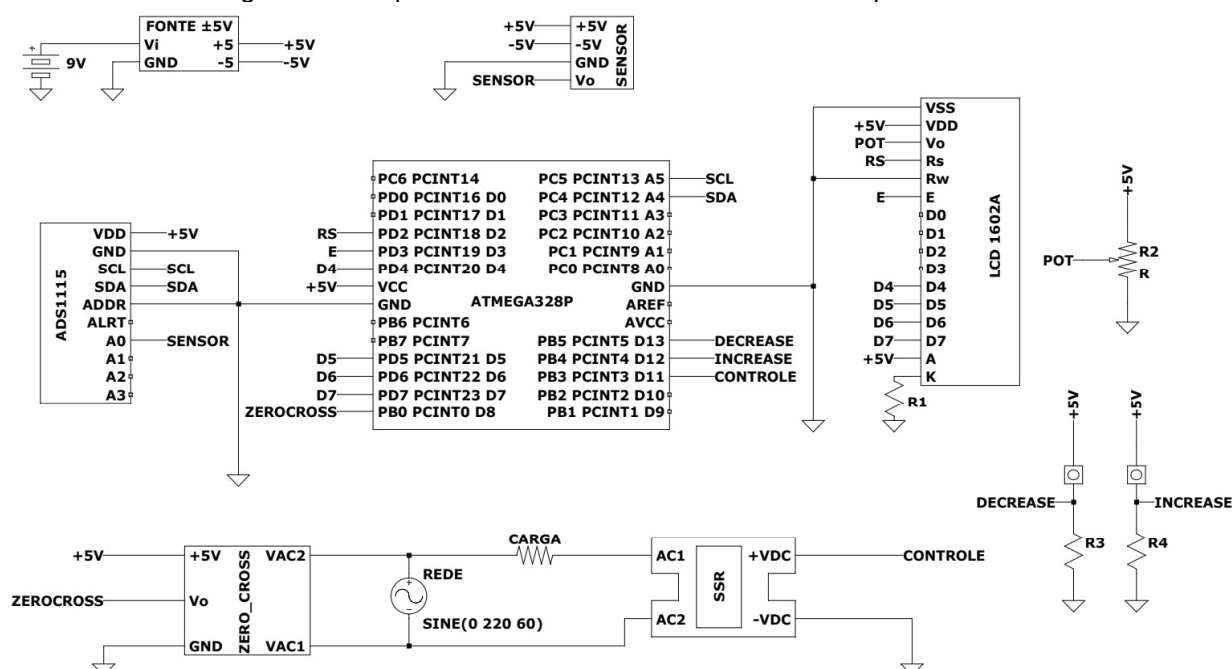
Como apresentado na Seção 4.2, quando o resistor está ligado, a temperatura do mosto cresce a uma taxa de  $\Delta\theta = 0,04 \text{ }^\circ\text{C}/s$ , e quando o resistor está desligado, a temperatura decai a uma taxa de  $\Delta\theta = 0,015 \text{ }^\circ\text{C}/s$ . Isso significa que, no regime permanente, o SSR vai passar mais tempo sem conduzir do que conduzindo. Além da comparação entre as temperaturas alvo e real, para se alterar o estado de condução do SSR, é necessário que a interrupção que indique a passagem da tensão da rede por zero seja acionada.

#### 4.5 MICROCONTROLADOR

O microcontrolador utilizado para o protótipo será o Arduino Uno, baseado no *chip* ATMEGA328P, de 8 *bits*, arquitetura AVR e memória *flash* 32 KB. Ele será responsável por receber o sinal do conversor A/D, proveniente do circuito do sensor,

e processá-lo para gerar o valor de temperatura e o sinal de controle. Também será responsável por receber o sinal do circuito de sincronismo, que acionará uma interrupção no controlador para que o chaveamento do relé possa ser realizado no instante em que a senoide está passando por  $0\text{ V}$ , evitando, assim, picos de tensão potencialmente prejudiciais. Para a interface Homem-Máquina, será utilizado um *display* LCD 16x2, que exibirá informações como temperatura medida e temperatura alvo, assim como botões que servirão para alterar essa última. Os botões também acionarão interrupções no controlador. Um esquemático simplificado do microcontrolador com suas conexões é apresentado na Figura 32:

Figura 32 - Esquemático do sistema de controle de temperatura.



Fonte: O Autor 2023.

Os botões *INCREASE* e *DECREASE*, conectados cada um a um resistor de *pull-down* da ordem de  $1\text{ k}\Omega$ , acionam interrupções nos pinos D12 e D3 do controlador. Essas interrupções incrementam o valor da temperatura alvo em  $-1\text{ }^\circ\text{C}$ , no caso do *DECREASE* e em  $+1\text{ }^\circ\text{C}$ , no caso do *INCREASE*. O bloco “zero\_cross” também aciona uma interrupção no controlador, no pino D8. Essa interrupção sinaliza ao controlador que a tensão da rede está passando por  $0\text{ V}$ . Com base nessa interrupção e no teste realizado com a temperatura medida, o microcontrolador altera o nível lógico do pino conectado a *CONTROLE*, que é o sinal de comando do relé.

O código do microcontrolador está apresentado no Apêndice A, ao final deste documento.





## 5 RESULTADOS

Os circuitos funcionaram como esperado. A fonte de alimentação entregou na sua saída  $\pm 5 V$  e o circuito do sensor amplificou o sinal diferencial recebido pela Ponte de *Wheatstone*. A partir dos testes em diferentes temperaturas do sensor, pôde-se montar o Quadro 5, que relaciona a tensão diferencial com a tensão de saída. Esses valores foram utilizados para determinar o ganho real do circuito.

Quadro 5 - Dados experimentais de tensão no circuito do sensor.

Temperatura ( $^{\circ}C$ )	Resistência ( $\Omega$ )	$V_{INA+} - V_{INA-}$ (mV)	$V_{out}$ (V)	$G_o$
50	119,4	45,7	2,091	45,755
51	119,8	46,7	2,136	45,739
52	120,2	47,8	2,187	45,753
53	120,6	48,4	2,212	45,702
54	120,9	49,4	2,256	45,668
55	121,3	50	2,284	45,680
56	121,7	51,1	2,338	45,753
57	122,1	52	2,381	45,788
58	122,5	52,7	2,407	45,674
59	122,9	53,2	2,432	45,714
60	123,2	54,5	2,486	45,615
61	123,6	54,9	2,508	45,683
62	124,0	55,6	2,545	45,773
63	124,4	56,2	2,557	45,498
64	124,8	57,5	2,623	45,617
65	125,2	57,9	2,642	45,630
66	125,5	59	2,719	46,085
67	125,9	59,8	2,736	45,753
68	126,3	61,1	2,786	45,597
69	126,7	62	2,815	45,403
70	127,1	64,9	2,896	44,622

Fonte: O Autor 2023.

Esses resultados foram obtidos para o valor de  $R_G$  do INA129 de  $1,8 k\Omega$ . Para esse valor, o ganho total do circuito é dado por (23).

$$G = \left(1 + \frac{49,4k}{1,8k}\right) \cdot 1,56 = 44,37 \quad (23)$$

O primeiro termo da multiplicação corresponde ao ganho do amplificador de instrumentação e, o segundo, ao filtro de saída. Esse resultado mostra que o circuito está satisfatoriamente estável. Porém, notou-se que a tensão máxima de saída do circuito do sensor é de 3,3 V. Com o ganho de 44,37, esse valor era alcançado por volta de 80 °C. Para aumentar a faixa de atuação do circuito, optou-se por diminuir o ganho do amplificador. O resistor de 1,8 kΩ foi alterado por um de 2 kΩ. Na prática, o ganho foi, então, alterado para aproximadamente  $G = 40$ . Com isso, o valor máximo da tensão de saída, de 3,3 V, passou a representar aproximadamente 95 °C. Com esse novo valor de resistor, realizou-se o seguinte teste: programou-se o Arduino para que ele obtivesse o valor de tensão do circuito do sensor primeiro à temperatura ambiente e depois a 100 °C, mergulhando o sensor em uma panela com água em ebulição. Os valores de temperatura e tensão medidos estão apresentados no Quadro 6.

Quadro 6 - Valores experimentais de tensão x temperatura.

Temperatura (°C)	Tensão (V)
19,5	0,86
100	3,37

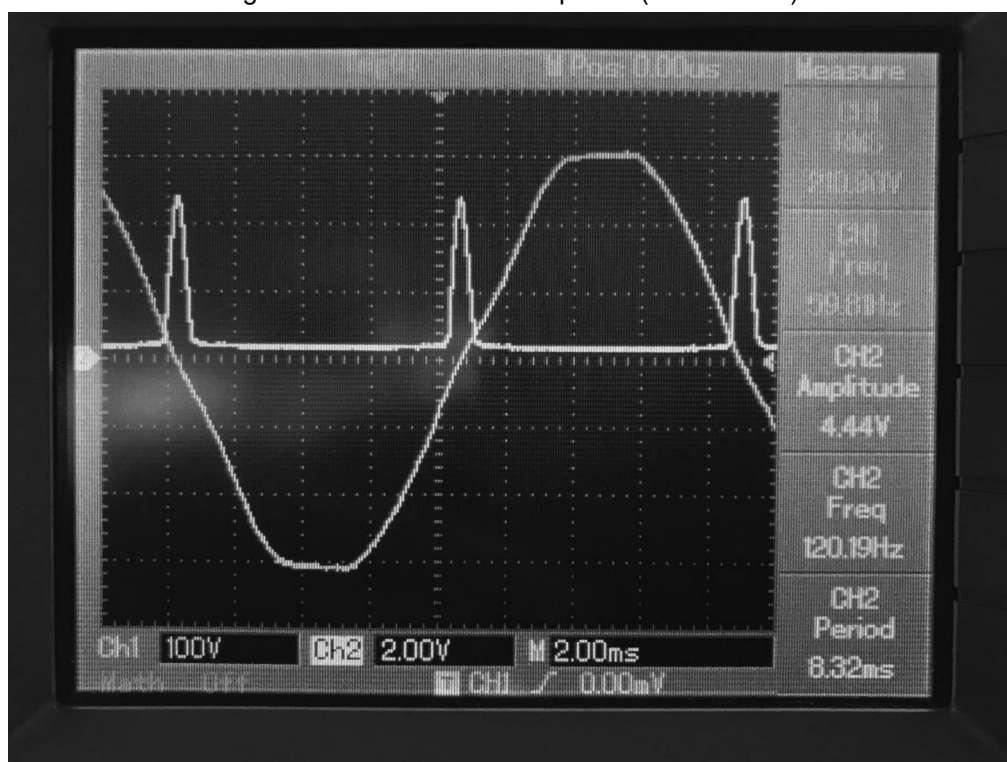
Fonte: O Autor 2023.

Com esses valores, traçou-se uma reta que relaciona tensão lida pelo circuito e a temperatura correspondente em graus Celsius. A expressão da reta resultante está apresentada em (24).

$$Temperatura = (Tensão \cdot 32,11) - 8,22 \quad (24)$$

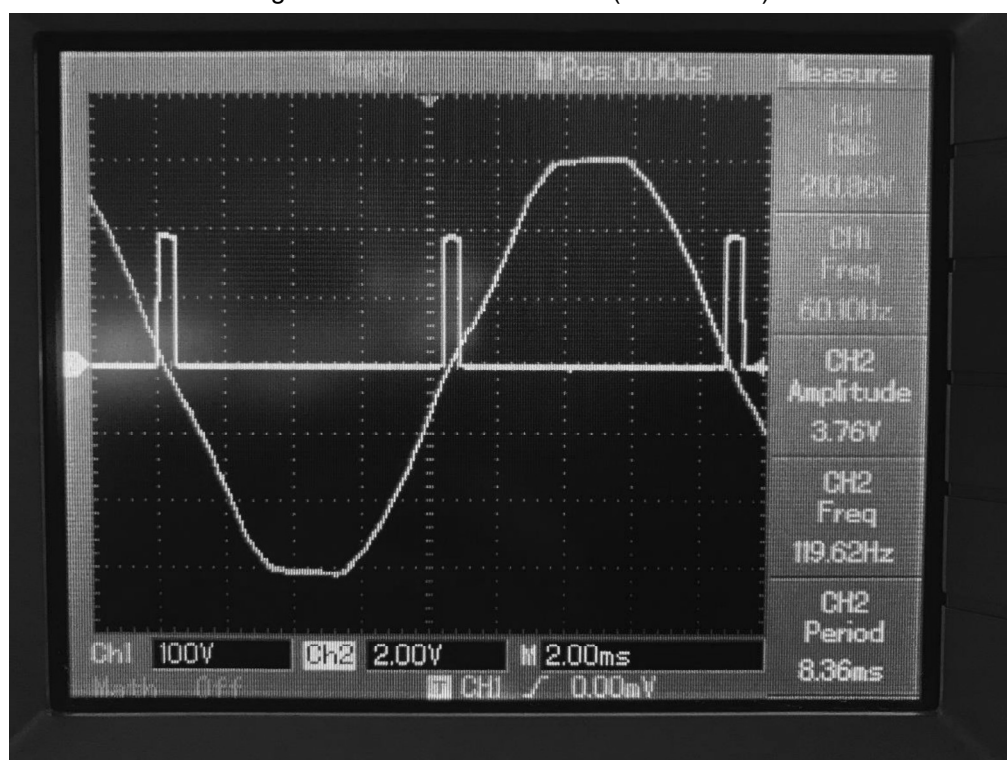
Após a simulação no *LTSpice*<sup>™</sup>, o circuito de sincronismo com a rede elétrica foi montado na *protoboard*. O teste foi realizado utilizando como sinal de entrada 220 V<sub>AC</sub> de uma tomada no laboratório, isolada do sistema de energia por um transformador. Ele funcionou como esperado, e suas curvas no osciloscópio são apresentadas nas Figuras 33 e 34.

Figura 33 - Saída do fotoacoplador (em amarelo).



Fonte: O Autor 2023.

Figura 34 - Saída do biestável (em amarelo).



Fonte: O Autor 2023.

Pode-se observar que o biestável deixa o sinal de saída do fotoacoplador com característica de derivada infinita, como visto nas simulações apresentadas na Seção 4.4.1.

A estrutura física das painelas não foi finalizada a tempo da conclusão desse trabalho. Portanto, os testes no sistema real, com o resistor de aquecimento de  $6\text{ kW}$  e  $100\text{ L}$  de água, não foram possíveis. Destarte, para validar o sistema de forma a concluir o relatório, foi realizada a construção de um modelo de teste, de baixa tensão e potência. O resistor foi substituído por uma lâmpada incandescente de  $70\text{ W}$  e o SSR de alta potência foi substituído pelo G3MB-202P, da Omron™, apresentado na Figura 35:

Figura 35 - SSR G3MB-202P.

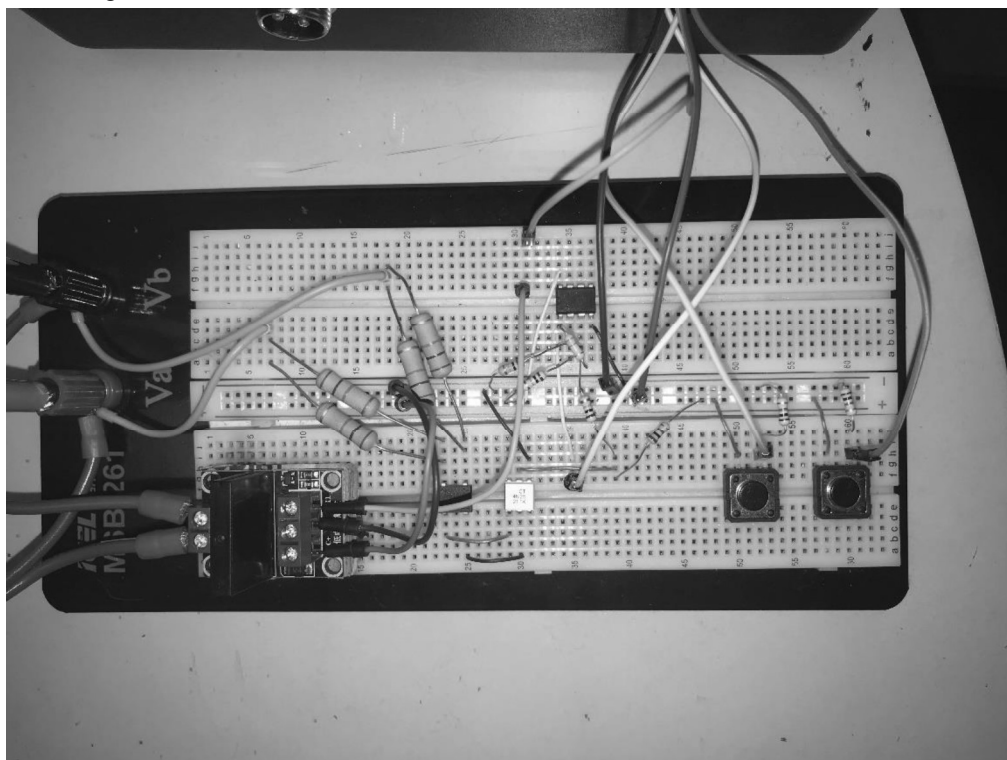


Fonte: Google Imagens.

Esse relé possui faixa de operação de entrada de  $0 - 5\text{ V}_{DC}$ , saída de  $240\text{ V}_{AC}$ , e suporta cargas de até  $2\text{ A}$ . A lâmpada de  $70\text{ W}$  consome  $0,3\text{ A}$ . O objetivo com esse teste é utilizar o calor gerado pela lâmpada para aumentar a temperatura lida pelo sensor e, no instante em que o sensor atingir a temperatura alvo definida no controlador, o relé cessa a condução, a lâmpada desliga e a temperatura cai. Quando a temperatura ultrapassa a temperatura alvo definida no código, a lâmpada é novamente acesa. Para alterar a temperatura alvo, dois botões são utilizados. Esse relé já possui um circuito interno de sincronismo com a rede, portanto, o circuito de *zero-cross* desenvolvido não precisou ser utilizado.

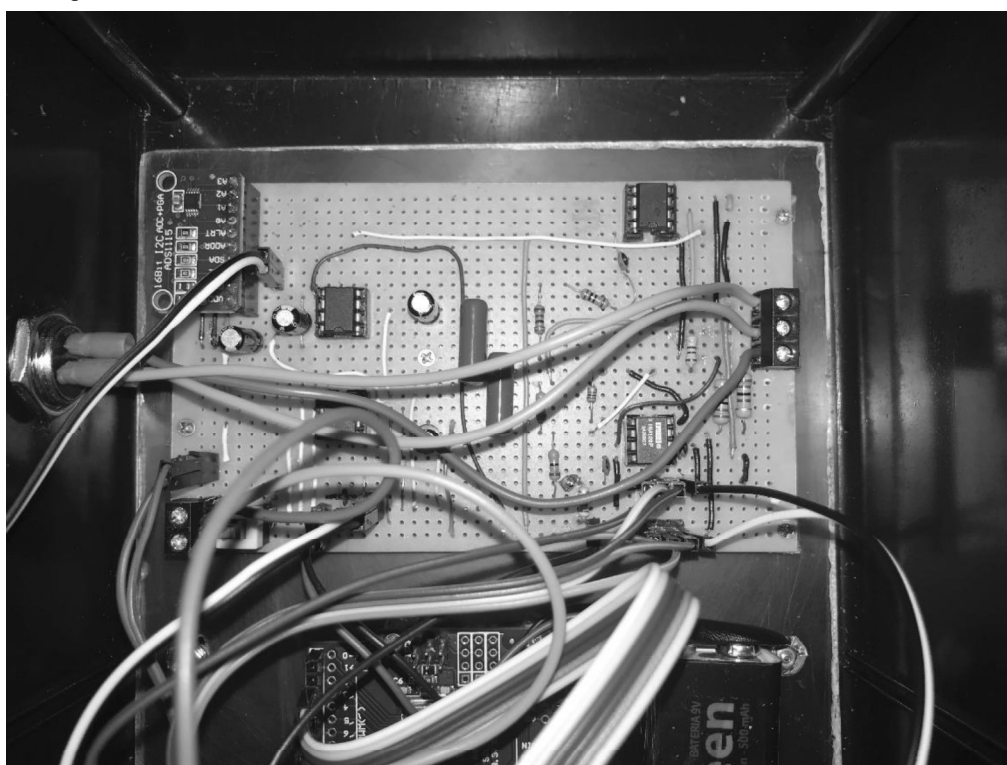
As Figuras 36 a 39 apresentam a estrutura de teste montada.

Figura 36 - *Protoboard* com os circuitos de *zero-cross*, botões e atuador.



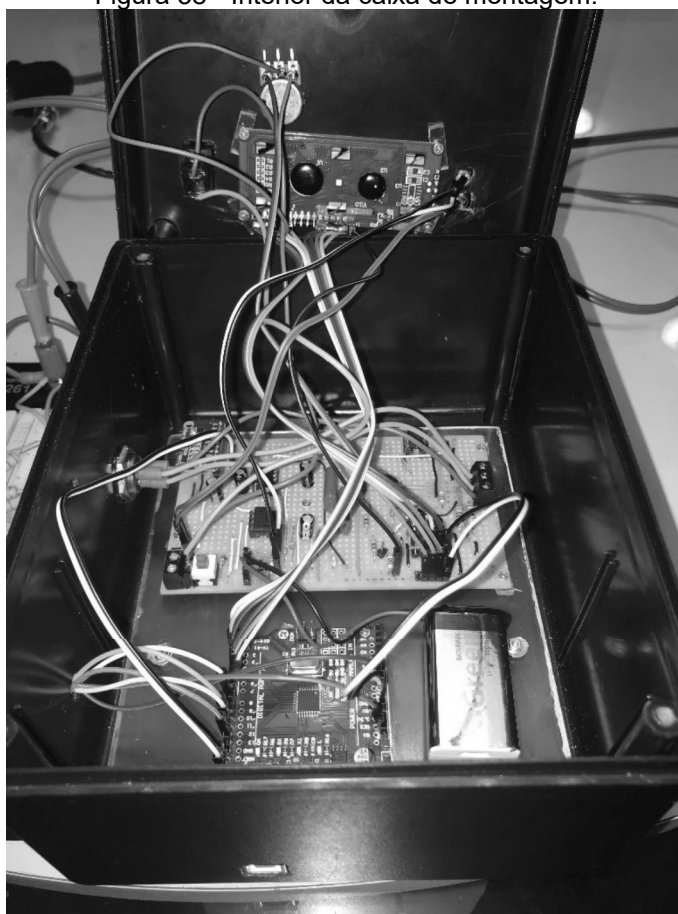
Fonte: O Autor 2023.

Figura 37 - Placa com circuitos da fonte, condicionador do sensor e conversor.



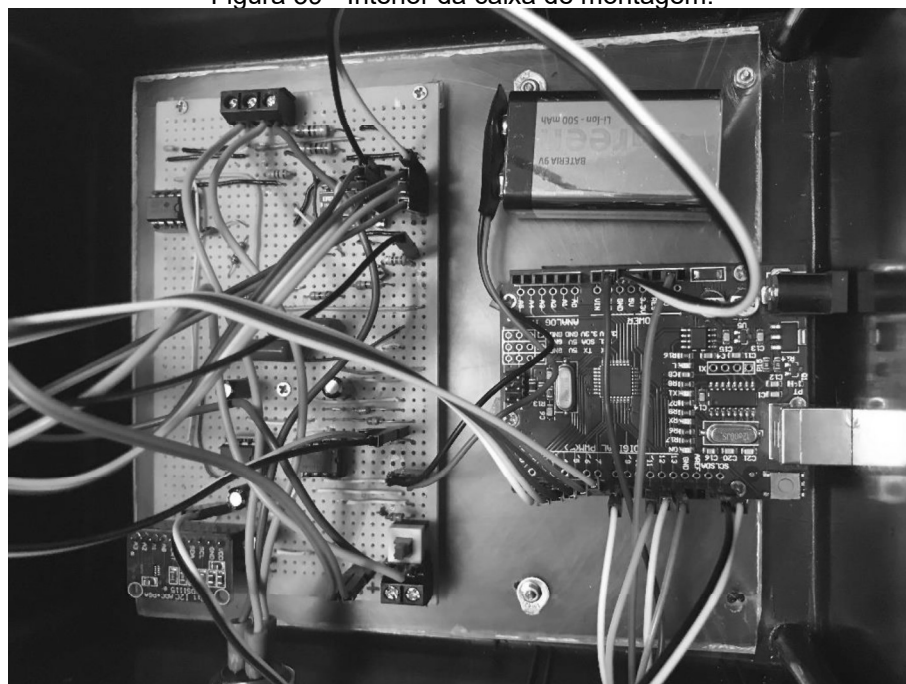
Fonte: O Autor 2023.

Figura 38 - Interior da caixa de montagem.



Fonte: O Autor 2023.

Figura 39 - Interior da caixa de montagem.

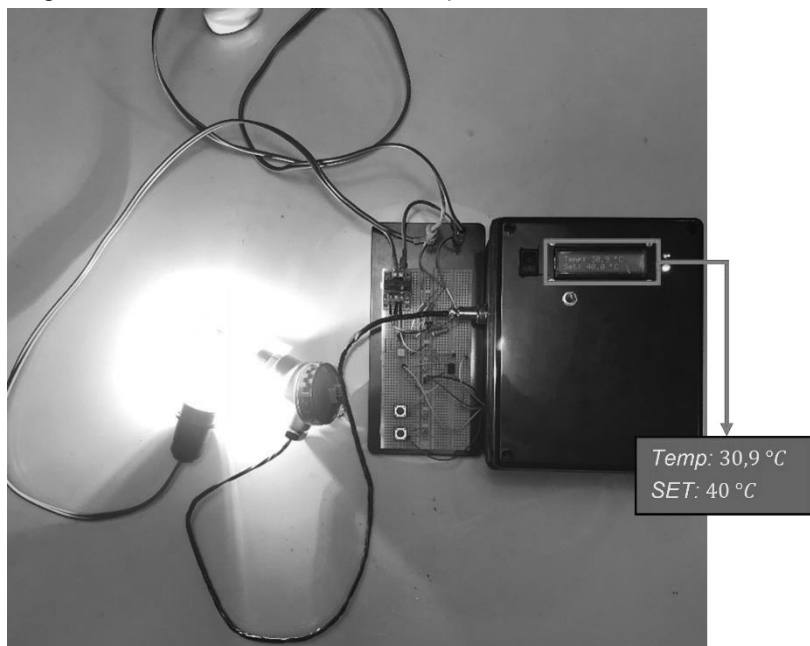


Fonte: O Autor 2023.

O primeiro teste foi realizado com a temperatura alvo de 40 °C. O sistema se comportou como esperado. Após o primeiro teste, a temperatura alvo foi alterada para

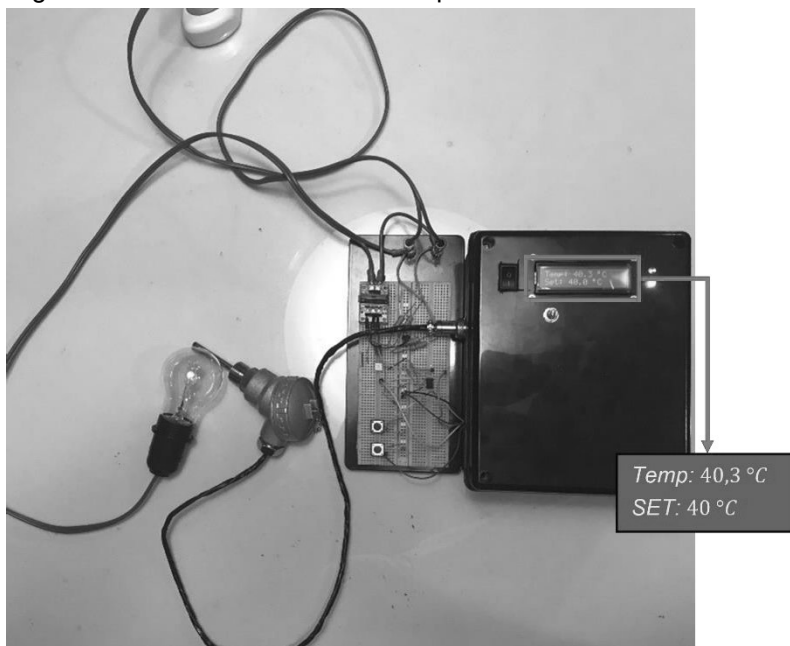
65 °C e, novamente, o sistema se mostrou estável e funcionando perfeitamente. No transitório, percebeu-se que a inércia elevou a temperatura aproximadamente 1 °C acima da temperatura alvo, até 61 °C. Porém, no regime permanente, a temperatura se manteve com uma precisão de 0,1 °C. O sistema, realizou o controle de forma bastante satisfatória. Fotos do teste com o sistema piloto são apresentadas nas Figuras 40 e 41.

Figura 40 - Teste realizado com lâmpada incandescente.



Fonte: O Autor 2023.

Figura 41 - Teste realizado com lâmpada incandescente.



Fonte: O Autor 2023.





## 6 CONCLUSÕES

No geral, os circuitos apresentaram comportamento estável e coincidiram com todas as simulações. Como o trabalho dependia da estrutura física das painéis e não houve maneiras de finalizar a construção desse sistema, o teste real não foi possível. Porém, analisando os testes realizados com baixa potência no atuador, pôde-se concluir que o sistema funcionou satisfatoriamente e funcionará para altas potências, sendo necessário apenas alteração no SSR utilizado.

O trabalho tinha como objetivo geral projetar *hardware* para um sistema que controle a temperatura do mosto (água + malte) na panela a partir dos seguintes passos: medir o valor de temperatura do mosto utilizando um sensor de temperatura; transformar esse valor em um sinal elétrico a ser registrado e processado pelo microcontrolador; utilizar o sinal para controlar a potência entregue ao resistor de aquecimento do mosto; como passo adicional, projetar uma interface Homem-Máquina que mostre tempo de duração do processo, valores de temperatura alvo e real e botões para ajuste da temperatura alvo.

Como objetivos específicos, definiu-se os seguintes pontos:

- a) projetar uma fonte de alimentação regulada de  $\pm 5 V$ ;
- b) projetar o circuito de condicionamento de sinal do sensor de temperatura;
- c) projetar o circuito do atuador;
- d) desenvolver o *firmware* do microcontrolador.
- e) fabricar o painel de controle;
- f) fabricar o sistema piloto;
- g) adquirir e analisar os resultados;
- h) estimar os custos do sistema.

Todos os objetivos foram alcançados integralmente. O sistema teste construído em menor escala demonstrou que o projeto é possível de ser executado. O quadro com a estimativa de custos se encontra ao final deste trabalho, no Apêndice B.

O estudo abrangeu diversas áreas de conhecimento de Engenharia Elétrica, como Microeletrônica, Transdutores, Eletrônica de Potência e Microprocessadores. Devido a isso, fez-se necessária uma extensa revisão bibliográfica. De maneira geral, o projeto atendeu ao problema proposto, apesar das dificuldades que surgiram ao

longo do processo. Aqui, algumas das dificuldades encontradas foram, principalmente, a criação de métodos para a coleta dos dados e a disposição dos componentes nas placas de circuito impresso e dentro do painel de controle. Outro desafio foi a utilização de componentes mais antigos, que apresentaram mal funcionamento. Porém, esse último foi rapidamente identificado e resolvido.

## 6.1 TRABALHOS FUTUROS

Como trabalho futuro prioritário, sugere-se a construção do equipamento em tamanho real. Com o sistema real montado, pode-se inclusive aprimorar o sistema de controle utilizado, com a aplicação de um controlador *ON/OFF* com histerese. Nessa prática, utiliza-se um limiar superior e um inferior de temperatura alvo, ao invés de um *SETPOINT* fixo. A utilidade da histerese é limitar o número de mudanças de estado por unidade de tempo, o que pode ajudar na preservação do componente atuador.

Pode-se, também, criar um sistema de controle mais preciso, a partir da utilização de controladores PI, por exemplo. A determinação teórica dos coeficientes P e I é bastante complexa devido à complexidade do modelo térmico. Propõe-se, então, a partir do equipamento piloto, uma série de testes nos quais se utilizaria rampas de potência aplicadas ao elemento resistivo para definir a resposta do sistema real. Com os dados de potência aplicada, taxa de variação da temperatura, e temperaturas inicial e final, pode-se definir as funções de transferência que definem o sistema e definir o(s) controlador(es).

Outro ponto válido de menção é a utilização do Arduino no primeiro protótipo. Para aumentar o nível de confiabilidade do sistema, faz-se necessário o uso de um microcontrolador mais moderno. Pode-se, também, como sugestão, substituir o sensor PT-100 e seu circuito de condicionamento por um sensor digital. Com isso, a aquisição dos dados pode ser bastante simplificada.

## REFERÊNCIAS

TOSELLI, José Eduardo. CONSTRUÇÃO FÍSICA DA TERMORESISTÊNCIA PT-100. Disponível em: <https://www.termopares.com.br/teoria-sensores-temperatura-termoresistencia-pt100-caracteristicas-fisicas-bulbo-resistencia/>. Acesso em: 07 jun. 2023.

A MUXEL, Prof. Dr. Alfredo. Uma Breve História sobre a Cerveja. Disponível em: <https://amuxel.paginas.ufsc.br/files/2018/08/Breve-Hist%C3%B3ria.pdf>. Acesso em: 30 out. 2022.

OLIVER, Garrett. O Guia Oxford da Cerveja. 2012. Disponível em: [https://books.google.com.br/books?hl=pt-BR&lr=&id=5y7fDwAAQBAJ&oi=fnd&pg=PP1&dq=historia+da+cerveja&ots=01sSs41oXe&sig=yfnfVa5rJWYglG-Fjs6g7A\\_psFzM#v=onepage&q=historia%20da%20cerveja&f=false](https://books.google.com.br/books?hl=pt-BR&lr=&id=5y7fDwAAQBAJ&oi=fnd&pg=PP1&dq=historia+da+cerveja&ots=01sSs41oXe&sig=yfnfVa5rJWYglG-Fjs6g7A_psFzM#v=onepage&q=historia%20da%20cerveja&f=false). Acesso em: 30 out. 2022.

ALVARENGA, Darlan. Consumo de cerveja cresce no país mesmo com inflação e movimento ainda fraco nos bares. 2022. Disponível em: <https://g1.globo.com/economia/noticia/2022/06/11/consumo-de-cerveja-cresce-no-pais-mesmo-com-inflacao-e-movimento-ainda-fraco-nos-bares.ghtml>. Acesso em: 30 out. 2022.

MAPA. Anuário da Cerveja 2021. Brasília: Assessoria Especial de Comunicação Social - Aecs, 2021.

SILVA, Guilherme Diniz. PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE SISTEMA DE CONTROLE DE TEMPERATURA DO PROCESSO DE BRASSAGEM. 2017. 97 f. TCC (Graduação) - Curso de Engenharia Elétrica, Cefet-Mg, Belo Horizonte, 2017.

OGATA, Katsuhiko. Engenharia de Controle Moderno. 2. ed. Rio de Janeiro: Prentice/Hall do Brasil, 1993.

FRANKLIN, Gene F. Sistemas de Controle para Engenharia. 6. ed. São Paulo: Bookman Editora Ltda, 2013.

BARBOSA, Marina. Produção brasileira de cerveja sobre 2,9 pontos em 2020 e retoma patamar de 2014. 2021. Disponível em: <https://www.poder360.com.br/economia/producao-brasileira-de-cerveja-sobe-29-pontos-em-2020-e-retoma-patamar-de-2014/#:~:text=A%20produ%C3%A7%C3%A3o%20nacional%20de%20cerveja,Brazil%20da%20Ind%C3%BAstria%20da%20Cerveja>). Acesso em: 08 nov. 2022.

BRASIL. REGULAMENTA A LEI Nº 8.918, DE 14 DE JULHO DE 1994, QUE DISPÕE SOBRE A PADRONIZAÇÃO, A CLASSIFICAÇÃO, O REGISTRO, A INSPEÇÃO, A PRODUÇÃO E A FISCALIZAÇÃO DE BEBIDAS. Brasília, 05 jun. 2009.

BECKHAUSER, Laércio. O Mundo da Cerveja Caseira e de Outras Bebidas. Joinville: CEDEPESC-SC, 1984.

VIII SIMPÓSIO DE EXCELÊNCIA EM GESTÃO E TECNOLOGIA, 2011, Resende. Automação e Controle em uma Micro Cervejaria Artesanal. Resende: Univali, 2011.

HALLIDAY; RESNICK. **Fundamentos de Física**: gravitação, ondas e termodinâmica. 9. ed. Cleveland: Livros Técnicos e Científicos, 2012. Volume 2.

INCROPERA; DEWITT; BERGMAN; LAVINE. **Fundamentos de Transferência de Calor e Massa**. 6. ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, 2008.

COELHO, Antônio Augusto Rodrigues; COELHO, Leandro dos Santos. **Identificação de Sistemas Dinâmicos Lineares**. Florianópolis: Editora da UFSC, 2004.

GARCIA, Claudio. **Modelagem e Simulação de Processos Industriais e Sistemas Eletromecânicos**. São Paulo: Editora da Universidade de São Paulo, 1997.

OGATA, Katsuhiko. **Modern Control Engineering**. 4. ed. New Jersey: Pearson Prentice Hall, 2002.

DORF, Richard C.; BISHOP, Robert H. **Modern Control Systems**. 13. ed. New Jersey: Pearson Prentice Hall, 2017.

SEDRA, Adel S.; SMITH, Kenneth C. **Microelectronic Circuits**. 5. ed. New York: Oxford University Press, 2004.

BOYLESTAD, Robert L; NASHELSKY, Louis. **Dispositivos Eletrônicos**: e teoria de circuitos. 11. ed. São Paulo: Pearson Education do Brasil, 2013.

KUNZE, Wolfgang. **Technology Brewing and Malting**. 3. ed. Berlin: VLB, 2004.

CARRASCO, Daniel. **PCINT Interrupts on Arduino**. 2021. Disponível em: <https://www.electrosoftcloud.com/en/pcint-interrupts-on-arduino/>. Acesso em: 19 jul. 2023.

DOCS, Arduino. **Arduino - Port Manipulation**: learn how to control pins on an arduino through three different registers (ddr, port, pin). Learn how to control pins on an Arduino through three different registers (DDR, PORT, PIN). 2023. Disponível em: <https://docs.arduino.cc/hacking/software/PortManipulation>. Acesso em: 25 jul. 2023.

PICORETI, Rodolfo. **Introdução a Interrupções e PCINT**. 2017. Disponível em: <https://portal.vidadesilicio.com.br/pcint-interruptoes-por-mudanca-de-estado/>. Acesso em: 19 jul. 2023.

SMITH, Elliott. **Understanding Analog-to-Digital Converters: Deciphering Resolution and Sampling Rate**. 2015. Disponível em: <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/understanding-analog-to-digital-converters-deciphering-resolution-and-sampl/>. Acesso em: 19 jul. 2023.

WORKBOOK, Electrical. **What is a Schmitt Trigger Using Op-Amp? Diagram, Derivation and Working.** 2022. Disponível em: <https://electricalworkbook.com/schmitt-trigger/>. Acesso em: 21 ago. 2023.

ELECTRONICS, Electronzap Learning. **Brief Schmitt Trigger LM358 Op Amp Comparator Circuit.** 2020. Disponível em: <https://electronzap.com/brief-schmitt-trigger-lm358-op-amp-comparator-circuit/>. Acesso em: 21 ago. 2023.

ATMEL. **8-bit AVR Microcontroller with 32K Bytes In-System Programmable Flash.** 2015. Datasheet. Disponível em: [https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-7810-Automotive-Microcontrollers-ATmega328P\\_Datasheet.pdf](https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-7810-Automotive-Microcontrollers-ATmega328P_Datasheet.pdf). Acesso em: 15 ago. 2023.

Texas Instruments. **ADS111x Ultra-Small, Low-Power, I<sup>2</sup>C-Compatible, 860-SPS, 16-Bit ADCs With Internal Reference, Oscillator, and Programmable Comparator.** Maio 2009, (revisado em Jan. 2018). Datasheet. Disponível em: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1115.pdf?ts=1694753142712&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252Fde-de%252FADS1115](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1115.pdf?ts=1694753142712&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252Fde-de%252FADS1115). Acesso em: 15 ago. 2023.

OMRON. **Low cost Subminiature PCB mounting 2 amp Single in-line package (SIP) SSR.** 2006. Datasheet. Disponível em: [https://br.mouser.com/datasheet/2/307/g3mb\\_0609-1189645.pdf](https://br.mouser.com/datasheet/2/307/g3mb_0609-1189645.pdf). Acesso em: 15 ago. 2023.

Texas Instruments. **INA12x Precision, Low-Power Instrumentation Amplifiers.** Out. 1995 (revisado em Maio 2022). Datasheet. Disponível em: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina129.pdf?ts=1694704573454&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FINA129](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina129.pdf?ts=1694704573454&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FINA129). Acesso em: 10 out. 2021.

VISHAY. **Single-Phase Bridge Rectifier.** Abril 2020. Datasheet. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/88656/kbu4.pdf>. Acesso em: 10 jun. 2023.

Texas Instruments. **LMx58-N Low-Power, Dual-Operational Amplifiers.** Jan. 2000 (revisado em Mar. 2022). Datasheet. Disponível em: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm158-n.pdf?ts=1694786050358&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FLM158-N%253Fdcmp%253Ddsproject%2526hqs%253D](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm158-n.pdf?ts=1694786050358&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FLM158-N%253Fdcmp%253Ddsproject%2526hqs%253D). Acesso em: 10 out. 2021.

TEXAS Intstruments. **LT1054 Switched-Capacitor Voltage Converters With Regulators.** Fev. 1990 (revisado em Jul. 2015). Datasheet. Disponível em: [https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lt1054.pdf?ts=1694762260761&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252Fde-de%252FLT1054](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lt1054.pdf?ts=1694762260761&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252Fde-de%252FLT1054). Acesso em: 10 fev. 2023.

Maxim Integrated. **+5V/Programmable Low-Dropout Voltage Regulator.** 2008. Datasheet. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/MAX667.pdf>. Acesso em: 24 fev. 2023.

VISHAY. **Optocoupler, Phototransistor Output, with Base Connection**. 2010. Datasheet. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/83725/4n25.pdf>. Acesso em: 21 ago. 2023.

## APÊNDICE A – CÓDIGO DO MICROCONTROLADOR

```

/*
  Autor: Pedro Arthur Lueders
  Data: 19/07/2023

  Programação referente ao projeto do TCC. Esse programa a princípio recebe
  um valor de tensão do conversor ADS1115 pela interface I2C (pinos SCL e SDA) e
  o converte em um valor de temperatura que é mostrado no display LCD.

  O objetivo é comparar esse valor de temperatura a um valor pré-definido e
  alterar o estado de condução de um SSR para controlar a temperatura final.
  Caso a temperatura lida seja maior do que a temperatura alvo, o SSR cessa a
  condução. Caso seja menor, o SSR inicia a condução.

*/
#include <LiquidCrystal.h>
#include <Wire.h>
#include <Adafruit_ADS1X15.h>

Adafruit_ADS1115 ads; /* Use this for the 16-bit version */

LiquidCrystal lcd(2,3,4,5,6,7);

// --- Variáveis de tempo ---

// --- Pinos utilizados ---
int zero_cross = 8; // Pino 8 detectará interrupção do circuito de
sincronismo.
int firing_pin = 11; // pino 11 controla a condução do SSR.
int increase_pin = 12; // pino 12 detectará quando o botão de aumentar o
setpoint for apertado.
int decrease_pin = 13; // pino 13 detectará quando o botão de diminuir o
setpoint for apertado.

// --- Inicialização dos estados dos pinos para interrupções ---
volatile bool zero_cross_detected = false;
volatile bool pressed_increase = false;
volatile bool pressed_decrease = false;

// --- Variáveis de leitura do sensor ---
int16_t adc; // Variável que recebe o valor em bits do ADS.
float volts; // Variável que recebe o valor em tensão do ADS.
float temperature; // Variável que transforma tensão em temperatura.

// --- Variáveis para o controle ---

```

```

static unsigned long last_interrupt_time = 0;
unsigned long interrupt_time = 0;
float setpoint = 30; // Variável que define temperatura alvo.

// --- Rotina de Interrupção ---
ISR (PCINT0_vect) {
  if (PINB & B00000001) { // Checa se o pino D8, que está ligado na saída do
    circuito de sincronismo, está HIGH.
      zero_cross_detected = true;
    }

  if (PINB & B00010000) { // Checa se o pino D12, ligado ao botão INCREASE
    está HIGH.
      pressed_increase = true;
    }

  if (PINB & B00100000) { // Checa se o pino D13, ligado ao botão INCREASE
    está HIGH.
      pressed_decrease = true;
    }
}

void setup()
{
  lcd.begin(16,2);
  lcd.clear();
  ads.setGain(GAIN_ONE); // 1x gain +/- 4.096V 1 bit = 0.125mV ADS1115.
  ads.setDataRate(RATE_ADS1115_8SPS); // Data rate de 8 amostras por segundo.

  if (!ads.begin()) {
    lcd.print("Failed to initialize ADS.");
    while (1);
  }

// --- Configuração dos pinos ---
pinMode(zero_cross, INPUT);
pinMode(increase_pin, INPUT);
pinMode(decrease_pin, INPUT);
pinMode(firing_pin, OUTPUT);

// --- Configuração das interrupções ---
PCICR |= B00000001; // Interrupções na PORTB (D8-D13).
PCMSK0 |= B00110001; // Interrupções ativadas nos pinos 8, 12 e 13.

// --- Inicialização da conversão em modo contínuo ---
ads.startADCReading(ADS1X15_REG_CONFIG_MUX_SINGLE_0,
/*continuous=*/true); // Leitura contínua no pino A0.
}

```



```

void loop()
{
  adc = ads.getLastConversionResults();
  volts = ads.computeVolts(adc);
  // temperature = (adc * 0.004) - 8.22;
  temperature = (volts * 32.11) - 8.22;

  /* if (zero_cross_detected) { */

    if (temperature > setpoint) { // testa se a temperatura medida está maior
do que a temperatura alvo.
      PORTB |= B00001000; // Define nível lógico HIGH no pino 11, cessando a
condução do SSR.
    }

    if (temperature < setpoint) { // testa se a temperatura medida está menor
do que a temperatura alvo.
      PORTB &= B11110111; // Define nível lógico LOW no pino 11, iniciando a
condução do SSR.
    }

  /* zero_cross_detected = false;
} */

  if (pressed_increase) {
    interrupt_time = millis();
    if (interrupt_time - last_interrupt_time > 200) { // Interrupções que
acontecem dentro de 200ms são ignoradas.
      setpoint += 1; // Aumenta a temperatura alvo em 1 grau.
    }
    last_interrupt_time = interrupt_time;
    pressed_increase = false;
  }

  if (pressed_decrease) {
    interrupt_time = millis();
    if (interrupt_time - last_interrupt_time > 200) { // Interrupções que
acontecem dentro de 200ms são ignoradas.
      setpoint -= 1; // Diminui a temperatura alvo em 1 grau.
    }
    last_interrupt_time = interrupt_time;
    pressed_decrease = false;
  }

  lcd.setCursor(0,0);
  lcd.print("Temp: "); lcd.print(temperature,1); lcd.print(" ");
  lcd.print(char(223)); lcd.print("C");
}

```

```
    lcd.setCursor(0,1);  
    lcd.print("Set: "); lcd.print(setpoint,1); lcd.print(" ");  
    lcd.print(char(223)); lcd.print("C");  
  
    zero_cross_detected = false;  
}
```

## APÊNDICE B – ESTIMATIVA DE CUSTOS

Componente	Quantidade	Preço unitário	Preço total
<b>FONTE</b>			
Bateria 9V	1	R\$ 55,00	R\$ 55,00
Capacitor eletrolítico	4	R\$ 1,70	R\$ 6,80
LED	1	R\$ 0,89	R\$ 0,89
LT1054	1	R\$ 19,13	R\$ 19,13
MAX667	1	R\$ 17,90	R\$ 17,90
Resistor 1/4W	3	R\$ 0,10	R\$ 0,30
<b>SENSOR</b>			
Capacitor eletrolítico	1	R\$ 0,16	R\$ 0,16
Capacitor poliéster	2	R\$ 1,25	R\$ 2,50
INA129	1	R\$ 6,43	R\$ 6,43
LM358	1	R\$ 1,53	R\$ 1,53
PT100	1	R\$ 480,96	R\$ 480,96
Resistor 1/4W	8	R\$ 0,10	R\$ 0,80
<b>PERIFÉRICOS</b>			
ADS1115	1	R\$ 41,65	R\$ 41,65
ATMEGA328P	1	R\$ 75,65	R\$ 75,65
Display LCD 16x2	1	R\$ 32,37	R\$ 32,37
Potenciômetro 5k	1	R\$ 2,98	R\$ 2,98
Push-button	2	R\$ 0,24	R\$ 0,48
SSR 240Vac 30A	1	R\$ 61,46	R\$ 61,46
<b>ZERO-CROSS</b>			
4N25	1	R\$ 2,13	R\$ 2,13
DB104	1	R\$ 2,13	R\$ 2,13
LM358	1	R\$ 1,53	R\$ 1,53
Resistor 1/4W	5	R\$ 1,62	R\$ 8,10
Resistor 2W	2	R\$ 1,62	R\$ 3,24
<b>CARGA</b>			
Resistor 6kW 220V	1	R\$ 270,00	R\$ 270,00
<b>TOTAL</b>			<b>R\$ 1.090,88</b>