

INSTITUTO FEDERAL DE SANTA CATARINA
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DERICK BONNET

**DESENVOLVIMENTO DE CIRCUITO E CONTROLE DE
TEMPERATURA EM MALHA FECHADA PARA INCUBADORA
NEONATAL**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

ITAJAÍ
2026

DERICK BONNET

**DESENVOLVIMENTO DE CIRCUITO E CONTROLE DE
TEMPERATURA EM MALHA FECHADA PARA INCUBADORA
NEONATAL**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Santa Catarina - IFSC Campus Itajaí, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Tiago Drummond Lopes
Instituto Federal de Santa Catarina

ITAJAÍ
2026

Ficha de Identificação da Obra
Sistema de Bibliotecas Integradas do IFSC - Campus Itajaí

Bonnet, Derick
B717d Desenvolvimento de circuito e controle de temperatura em malha fechada para incubadora neonatal / Derick Bonnet ; orientador, Tiago Drummond Lopes. -- 2026.
53 f.

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina, Campus Itajaí, Graduação em Engenharia Elétrica, Itajaí, 2026.
Inclui bibliografia.

1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de potência. 3. Sistemas embarcados (Computadores). 4. Controle de temperatura. I. Lopes, Tiago Drummond. II. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina – Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD 621.3815


DESENVOLVIMENTO DE CIRCUITO E CONTROLE DE TEMPERATURA EM MALHA FECHADA PARA INCUBADORA NEONATAL

Derick Bonnet


Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do Título de Engenheiro Eletricista e aprovado na sua forma final pela banca examinadora do curso de engenharia elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina.

Itajaí, 09 de março de 2026.


BANCA EXAMINADORA:

Documento assinado digitalmente
 **TIAGO DRUMMOND LOPES**
Data: 11/03/2026 11:36:37-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Dr. Tiago Drummond Lopes
Instituto Federal de Santa Catarina – IFSC

Documento assinado digitalmente
 **SERGIO AUGUSTO BITENCOURT PETROVIC**
Data: 11/03/2026 13:06:01-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Dr. Sergio Augusto Bitencourt Petrovic
Instituto Federal de Santa Catarina – IFSC

Documento assinado digitalmente
 **DANIEL DOS SANTOS MATOS**
Data: 11/03/2026 12:04:40-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Dr. Daniel dos Santos Matos
Instituto Federal de Santa Catarina - IFSC

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, aos meus avós, Cleide e José, que estiveram ao meu lado em todos os momentos, apoiando-me incondicionalmente. Sem o auxílio e o incentivo deles, nada disso seria possível.

À minha mãe, aos meus tios e irmãos, pelo apoio ao longo de todo esse período, sendo pilares fundamentais nessa trajetória. Dedico também uma homenagem especial ao meu falecido pai, que, embora não possa presenciar este momento, foi parte essencial da minha formação.

Aos meus primos Yan e Cauan, pela parceria, pelas trocas de ideias e pelo constante incentivo, sempre me motivando e não permitindo que eu desistisse diante das dificuldades.

À minha namorada, Jenifer, que esteve ao meu lado oferecendo suporte, motivação e compreensão, sendo meu porto seguro durante essa caminhada.

Aos meus amigos que me acompanharam ao longo dessa trajetória, bem como aos que conheci durante esse período, compartilhando desafios e conquistas. Em especial, Gabriel Barreto, Pedro Benicá, Eduardo Manchur, Pedro Sagás, João Romanino, João Oldenburg, Inaudi Rodrigues, Caio Barcelos, Eduarda Waldrich e Alexandre Kamers.

Manifesto minha imensa gratidão a todos os professores e servidores do Instituto Federal de Santa Catarina – Câmpus Itajaí, que contribuíram para minha formação acadêmica e profissional.

Um agradecimento especial ao meu orientador, Tiago Drummond Lopes, que foi um pilar fundamental no desenvolvimento deste projeto e em minha trajetória acadêmica. Sou profundamente grato pelos ensinamentos, orientações e conselhos compartilhados ao longo dessa jornada.

Por fim, agradeço o apoio financeiro concedido ao projeto de pesquisa, bem como às empresas Squadra Manutenções de Equipamentos Hospitalares e Unimed Litoral, pela doação da incubadora neonatal utilizada no desenvolvimento deste trabalho.

“Os resultados do amanhã serão visíveis nas causas que fazemos hoje. Vamos semear as sementes uma a uma, e vencer no presente pelo bem do futuro.” (Daisaku Ikeda).

RESUMO

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um sistema microcontrolado para o controle de temperatura de uma incubadora neonatal, com foco na segurança operacional, estabilidade térmica e confiabilidade do processo de controle. A motivação do estudo está relacionada à elevada sensibilidade térmica dos recém-nascidos, especialmente os prematuros, que necessitam de condições ambientais rigorosamente controladas para garantir seu adequado desenvolvimento fisiológico e reduzir riscos à saúde. Nesse contexto, o controle preciso da temperatura constitui um requisito essencial para o funcionamento seguro e eficiente de incubadoras neonatais. A proposta desenvolvida integra sensores de temperatura, sistemas embarcados e eletrônica de potência, visando a implementação de um sistema automatizado capaz de regular a temperatura interna da incubadora de forma contínua e confiável. A medição da temperatura é realizada por meio de um sensor digital adequado a aplicações biomédicas, enquanto a estratégia de controle emprega um controlador Proporcional–Integral (PI), implementado em um microcontrolador responsável pelo processamento dos dados e pela atuação sobre o elemento de aquecimento. O estágio de potência é composto por um conversor *Buck*, encarregado de ajustar a energia fornecida à carga térmica de acordo com o sinal de controle, permitindo uma modulação eficiente da potência dissipada. Além disso, o sistema conta com uma fonte auxiliar do tipo *Flyback*, responsável pela alimentação dos circuitos de controle e pela garantia de isolamento elétrico entre os estágios de potência e comando. O desenvolvimento do trabalho envolve o projeto dos circuitos eletrônicos, a implementação do *firmware*, a realização de simulações e a definição de procedimentos de teste e validação do sistema. A arquitetura proposta tem como objetivo demonstrar a viabilidade da aplicação de técnicas de controle e eletrônica de potência em incubadoras neonatais, contribuindo para o desenvolvimento de soluções embarcadas confiáveis e eficientes.

Palavras-chave: Eletrônica de Potência. Incubadora neonatal. Sistemas de controle. Sistemas Embarcados.

ABSTRACT

This work presents the development of a microcontroller-based system for temperature control in a neonatal incubator, focusing on operational safety, thermal stability, and reliability of the control process. The motivation for this study arises from the high thermal vulnerability of newborns, especially premature infants, who require strict environmental control to ensure adequate physiological conditions and to reduce health risks associated with thermal instability. In this context, precise temperature regulation is a critical requirement in neonatal care equipment, demanding robust control strategies and reliable electronic systems. The proposed solution integrates temperature sensing, embedded systems, and power electronics to implement an automated temperature control system capable of maintaining stable operating conditions inside the incubator. Temperature measurement is performed using a digital sensor suitable for biomedical applications, while the control strategy is based on a proportional–integral (PI) controller implemented in a microcontroller. This controller processes the measured temperature, compares it with a reference value, and generates a control signal to regulate the heating system. The power stage of the system is composed of a Buck converter responsible for adjusting the electrical power delivered to the heating element, allowing precise modulation of the thermal output. Additionally, an auxiliary Flyback converter is employed to supply the control and signal conditioning circuits, ensuring electrical isolation and safe operation. The development process includes the design and simulation of electronic circuits, implementation of the embedded firmware, and definition of testing and validation procedures aimed at evaluating the behavior of the system under controlled conditions. The proposed architecture aims to demonstrate the feasibility of applying embedded control techniques and power electronics to neonatal incubators, contributing to the development of reliable and efficient.

Keywords: Control systems. Embedded systems. Neonatal incubator. Power electronics.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Sistema de controle em malha fechada.	8
Figura 2 – Arquitetura geral do sistema de potência utilizados.	19
Figura 3 – Circuito conversor <i>Buck</i>	20
Figura 4 – Circuito conversor <i>Flyback</i>	22
Figura 5 – Circuito <i>push-pull</i>	23
Figura 6 – <i>Layout</i> do circuito completo.	24
Figura 7 – Esquemático do circuito no <i>software</i> Kicad.	25
Figura 8 – <i>Layout</i> da PCB Kicad.	26
Figura 9 – Modelo 3D da PCB.	27
Figura 10 – <i>Layout</i> da PCB após corrosão.	28
Figura 11 – PCB com os componentes soldados.	29
Figura 12 – Fluxograma da estrutura funcional do <i>firmware</i>	31
Figura 13 – Posicionamento do sistema de aquecimento.	34
Figura 14 – Resultado da simulação do conversor <i>flyback</i>	35
Figura 15 – Tensão de saída simulada para <i>duty cycle</i> de 15%.	36
Figura 16 – Tensão de saída simulada para <i>duty cycle</i> de 50%.	36
Figura 17 – Tensão de saída simulada para <i>duty cycle</i> de 75%.	37
Figura 18 – Sinal PWM observado no osciloscópio durante os testes iniciais. . .	38
Figura 19 – Testes com carga resistiva.	39
Figura 20 – Resposta térmica do sistema no primeiro ensaio experimental. . . .	40
Figura 21 – Resposta térmica do sistema no segundo ensaio experimental. . . .	41
Figura 22 – Resposta térmica do sistema no terceiro ensaio experimental. . . .	42
Figura 23 – Comparação dos resultados de resposta térmica.	43

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre requisitos da NBR IEC 60601-2-19 e especificações do sensor AHT21.	9
Tabela 2 – Comparação entre diferentes tecnologias de sensores de temperatura.	10
Tabela 3 – Comparação dos parâmetros da resposta térmica para os ensaios realizados.	43

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Objetivos	2
1.1.1	Objetivo Geral	2
1.1.2	Objetivos Específicos	2
1.2	Organização do Trabalho	2
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	3
2.1	Incubadoras Neonatais e Termorregulação	3
2.2	Sistemas de Controle	3
2.2.1	Conceitos Fundamentais de Controle	4
2.2.1.1	Controladores PID: Fundamentos Teóricos	4
2.2.2	Implementação Digital do Controlador PI	7
2.3	Medição de Temperatura	8
2.3.1	Relevância da Medição em Aplicações Biomédicas	8
2.3.2	Escolha da Tecnologia e Especificações do Sensor	8
2.3.3	Protocolo de Comunicação e Verificação de Integridade	10
2.3.4	Integração e Confiabilidade no Sistema de Controle Digital	11
2.4	Atuadores e Eletrônica de Potência	11
2.4.1	Arquitetura da Eletrônica de Potência	11
2.4.2	Conversor <i>Buck</i>	12
2.4.3	Conversor <i>Flyback</i> Auto-Oscilante	13
2.4.4	Circuito <i>Push-Pull</i> e Isolamento Galvânico	14
2.5	Microcontrolador e Sistema Embarcado	16
3	METODOLOGIA	18
3.1	Desenvolvimento do <i>Hardware</i>	18
3.1.1	Arquitetura do Sistema de Potência	18
3.1.2	Conversor <i>Buck</i>	19
3.1.3	Conversor <i>Flyback</i> Auto-oscilante	20
3.1.4	<i>Driver Push-Pull</i>	22
3.1.5	Simulação dos circuitos eletrônicos	23
3.1.6	Projeto da Placa de Circuito Impresso	24
3.1.7	Fabricação da PCB	27
3.2	Desenvolvimento do <i>Firmware</i>	29
3.2.1	Estrutura do <i>Firmware</i>	30
3.3	Procedimentos de Teste e Validação Experimental	32

4	ANÁLISE E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	35
4.1	Resultados de Simulação dos Circuitos	35
4.2	Resultados dos Testes Experimentais do Circuito	37
4.3	Resultados da Resposta Térmica do Sistema	39
5	CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS	45
5.1	Sugestões para trabalhos futuros	46
	REFERÊNCIAS	47
	APÊNDICES	49
	APÊNDICE A – CÓDIGO FONTE DO FIRMWARE PARA CONTROLE DE TEMPERATURA DA INCUBADORA	50

1 INTRODUÇÃO

A Incubadora Neonatal (IN) é um equipamento essencial no cuidado de recém-nascidos, especialmente daqueles que apresentam condições clínicas como prematuridade, baixo peso ao nascer e dificuldades na regulação térmica. Sua principal função é proporcionar um ambiente controlado que reproduza, de forma segura, as condições térmicas necessárias para a sobrevivência e o desenvolvimento adequado do neonato (laione, 1999). Nesse contexto, o controle preciso da temperatura interna da incubadora constitui a aplicação mais crítica para a segurança neonatal.

A manutenção de uma temperatura estável é fundamental, uma vez que recém-nascidos prematuros apresentam capacidade limitada de termorregulação e elevada sensibilidade a variações térmicas do ambiente. Desvios em relação à faixa ideal de temperatura podem resultar em condições adversas, como hipotermia ou hipertermia, ambas associadas a riscos significativos à saúde do neonato, incluindo aumento da mortalidade, estresse fisiológico e comprometimento metabólico (Oliveira, 2007). Dessa forma, o controle térmico eficaz em incubadoras não é apenas uma questão de conforto, mas um requisito essencial de segurança.

Apesar de sua importância, a manutenção da temperatura interna de incubadoras neonatais de forma estável e precisa ainda representa um desafio técnico. Sistemas de controle simples, como aqueles baseados em estratégias do tipo liga-desliga (*on-off*), são amplamente utilizados, porém apresentam limitações significativas, como oscilações excessivas, baixa precisão e dificuldade em lidar com a inércia térmica do sistema. Essas limitações comprometem a estabilidade térmica e podem resultar em variações indesejadas da temperatura ao longo do tempo.

Diante desse cenário, torna-se necessária a adoção de estratégias de controle contínuo, capazes de ajustar de forma progressiva a potência aplicada ao sistema de aquecimento, minimizando oscilações e garantindo maior estabilidade térmica. O uso de controladores proporcionais-integrais (PI) destaca-se como uma alternativa adequada, uma vez que permite reduzir o erro em regime permanente e melhorar o comportamento dinâmico do sistema, especialmente em aplicações térmicas caracterizadas por elevada inércia.

Aliado a isso, o avanço dos microcontroladores e dos sistemas embarcados possibilita a implementação eficiente de algoritmos de controle mais sofisticados, integrando sensores de temperatura, atuadores e circuitos de potência em uma única plataforma. Essas tecnologias oferecem maior flexibilidade, precisão e capacidade de monitoramento contínuo, tornando-se uma solução promissora para o aprimoramento de incubadoras neonatais.

Nesse contexto, este Trabalho de Conclusão de Curso propõe o desenvolvi-

mento e a validação de um sistema microcontrolado para o controle de temperatura de uma incubadora neonatal, utilizando um controlador PI implementado em microcontrolador e um circuito de potência dedicado ao acionamento da resistência de aquecimento. O trabalho está inserido no projeto “Desenvolvimento de incubadora neonatal microcontrolada”, aprovado no âmbito do Edital de Pesquisa 13/2023/PESQUISA/ITJ do Instituto Federal de Santa Catarina (IFSC), Câmpus Itajaí, e busca contribuir para a melhoria da estabilidade térmica e da segurança neonatal. Parte dos resultados preliminares deste projeto foi apresentada no Seminário de Ensino, Pesquisa, Extensão e Inovação do IFSC (SEPEI 2024), servindo como base para o desenvolvimento e aprimoramento do sistema apresentado neste trabalho (Bonnet *et al.*, 2024).

1.1 Objetivos

1.1.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver um sistema microcontrolado para monitorar e controlar a temperatura interna de uma incubadora neonatal.

1.1.2 Objetivos Específicos

Para alcançar esse objetivo, foram definidos os seguintes objetivos específicos:

- a) Estudar as normas técnicas aplicáveis a incubadoras neonatais, com ênfase nos requisitos de controle térmico;
- b) Projetar o sistema eletrônico de acionamento térmico da incubadora;
- c) Implementar o algoritmo de controle PI em microcontrolador.
- d) Realizar testes experimentais para avaliação do desempenho do sistema de controle.

1.2 Organização do Trabalho

- Capítulo 2 - Fundamentação Teórica: apresenta os conceitos essenciais sobre incubadoras neonatais, sistemas de controle, eletrônica de potência e microcontroladores;
- Capítulo 3 - Metodologia: Descreve a abordagem utilizada no desenvolvimento do projeto, incluindo as etapas de trabalho, critérios para escolha de componentes e métodos de teste;
- Capítulo 4 - Análise e Discussão dos Resultados: Apresenta o projeto detalhado dos circuitos, o desenvolvimento do *firmware* e implementação do sistema;
- Capítulo 5 - Conclusões e Trabalhos Futuros: apresenta as conclusões e sugestões para desenvolvimentos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo visa estabelecer o embasamento teórico necessário para o desenvolvimento do sistema de controle de temperatura para incubadoras neonatais. Serão abordados conceitos sobre a termorregulação neonatal, o funcionamento de incubadoras, os princípios de sistemas de controle, os componentes de *hardware* empregados (sensores, atuadores e eletrônica de potência) e os fundamentos de microcontroladores.

2.1 Incubadoras Neonatais e Termorregulação

As INs são equipamentos eletromédicos essenciais para a manutenção da vida de recém-nascidos, especialmente aqueles que apresentam prematuridade, baixo peso ao nascer ou outras condições que comprometem sua capacidade de termorregulação (Iaione, 1999; Oliveira, 2007). O principal objetivo de uma IN é criar e manter um ambiente termoneutro, ou seja, um microclima no qual o neonato consegue manter sua temperatura corporal estável com o mínimo gasto energético possível, prevenindo assim complicações como a hipotermia (Oliveira, 2007).

A termorregulação em recém-nascidos é um processo fisiológico delicado. Neonatos, particularmente os prematuros, possuem mecanismos de regulação térmica imaturos e características anatômicas que os tornam mais suscetíveis à perda de calor, como a maior relação entre área superficial e massa corporal, a fina camada de gordura subcutânea e a grande permeabilidade da pele à água (Iaione, 1999).

A exposição ao frio pode levar a um aumento do metabolismo para gerar calor, resultando em aumento no consumo de glicose, diminuição nas reservas de glicogênio, hipoglicemia, hipóxia e acidose metabólica (Amorim, 2019). Para garantir a segurança e o desempenho adequado das incubadoras, normas técnicas específicas devem ser seguidas.

Neste contexto a norma NBR IEC 601-2-19/2023 (ABNT, 2023) estabelece requisitos rigorosos para incubadoras de recém-nascidos, visando minimizar riscos ao paciente e ao usuário. Essa norma aborda aspectos como controle de temperatura, umidade, fluxo de ar e níveis de ruído, definindo os parâmetros aceitáveis para o ambiente interno da incubadora.

2.2 Sistemas de Controle

É crucial controlar a temperatura de forma eficiente nas incubadoras neonatais para assegurar a segurança e o bem-estar dos recém-nascidos. Para isso, se faz necessário o uso de sistemas de controle que monitoram e ajustam o ambiente interno

sem interrupções, garantindo que as condições ideais permaneçam dentro dos limites rigorosos definidos pelas normas técnicas.

2.2.1 Conceitos Fundamentais de Controle

Existem duas formas principais de classificar os sistemas de controle: malha aberta e malha fechada. Em um sistema de malha aberta, a decisão de como agir é tomada apenas com base no comando inicial (a entrada de referência), sem considerar o que realmente está acontecendo no processo. Isso significa que o sistema não sabe se atingiu o objetivo e é facilmente afetado por fatores externos ou mudanças nas suas próprias características, o que resulta em pouca precisão e estabilidade limitada (Ogata, 2010).

Já nos sistemas de malha fechada (também chamados de sistemas com *feedback* ou realimentação), o que está acontecendo no processo é medido e essa informação é usada para ajustar a ação de controle continuamente. Assim, o sistema consegue corrigir qualquer desvio em relação ao que se deseja (o *setpoint*). Esse *feedback* permite que o sistema compense automaticamente interrupções inesperadas e mudanças internas, tornando-o muito mais preciso e confiável (Ogata, 2010). Para usos, como nas incubadoras neonatais, onde pequenas mudanças de temperatura podem ser perigosas para o bebê, o controle em malha fechada é absolutamente essencial, justamente pela necessidade de alta precisão e estabilidade.

2.2.1.1 Controladores PID: Fundamentos Teóricos

O Controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) é, sem dúvida, o algoritmo de controle mais empregado na indústria, estando presente em aproximadamente 95% das aplicações industriais (Åström; Hägglund, 1995, apud Fermino (2014)). Sua grande popularidade se deve a sua simplicidade de sua ideia central, a facilidade com que pode ser implementado e sua eficácia comprovada em uma vasta gama de processos. Basicamente, o controlador PID funciona calculando um sinal de controle com base no erro do sistema. Esse erro é simplesmente a diferença entre o valor que se deseja alcançar (o *setpoint*) e o valor que está sendo medido naquele momento (a variável controlada). A ação de controle do PID é o resultado da soma de três termos distintos, cada um contribuindo de maneira única:

- **Ação Proporcional (P):** Este termo reage de forma direta e imediata à intensidade do erro atual. Ele gera uma ação de controle que é proporcional ao tamanho desse erro. Isso garante uma resposta rápida a qualquer desvio. Contudo, se o ganho proporcional (K_p) for muito alto, a resposta pode ser mais rápida, mas também pode causar oscilações ou fazer o sistema passar do ponto (*overshoot*) de forma excessiva. Matematicamente, a ação proporcional é expressa como:

$$u(t) = k_p \cdot e(t) \quad (1)$$

Onde:

- $u(t)$: É o sinal de controle, ou seja, a saída do controlador;
- $e(t)$: É o erro do sistema, calculado como a diferença entre o sinal de referência e a saída do processo;
- K_p : É o ganho proporcional;

- **Ação Integral (I):** O papel fundamental deste termo é eliminar o erro que persiste quando o sistema já deveria estar estabilizado (erro em regime permanente). Ele faz isso acumulando o erro ao longo do tempo. O termo integral é crucial para que o sistema atinja exatamente o *setpoint* desejado, corrigindo pequenas diferenças (*offsets*) e compensando perturbações constantes. Por outro lado, uma ação integral muito intensa pode levar à saturação do integrador (*windup*) e a uma resposta geral mais lenta do sistema. A ação integral é dada pela Equação (2):

$$u(t) = K_i \cdot \int_0^t e(t)dt \quad (2)$$

Onde:

- K_i : É o ganho integral.

- **Ação Derivativa (D):** Este termo tem a capacidade de prever o comportamento futuro do erro, pois ele responde à velocidade com que o erro está mudando. A ação derivativa funciona como um freio, ajudando a estabilizar o sistema, diminuindo o *overshoot* e acelerando o tempo para que o sistema se acomode no valor desejado. No entanto, ele é sensível a ruídos de alta frequência, o que pode acabar amplificando perturbações indesejadas. A ação derivativa é expressa como:

$$u(t) = K_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (3)$$

Onde:

- K_d : É o ganho derivativo.

Em sistemas de controle térmico, como os aplicados em incubadoras neonatais, o controlador Proporcional-Integral (PI) é frequentemente empregado devido às características dinâmicas lentas desse tipo de processo. Embora o controlador Proporcional-Integral-Derivativo (PID) seja amplamente utilizado em aplicações industriais pela sua versatilidade e capacidade de melhorar o desempenho dinâmico do

sistema, a ação derivativa pode apresentar sensibilidade a ruídos de medição e nem sempre traz benefícios significativos em sistemas com dinâmica lenta, como os térmicos. Nesse contexto, o controlador PI apresenta-se como uma alternativa adequada, pois permite reduzir ou eliminar o erro em regime permanente por meio da ação integral, mantendo uma estrutura de controle mais simples e robusta para esse tipo de aplicação (Brito Neto, 2010).

O controle térmico das incubadoras neonatais é caracterizado por dinâmicas relativamente lentas, já que a transferência de calor no ambiente interno ocorre em um ritmo gradual, devido à inércia térmica dos elementos envolvidos, como o fluxo de ar aquecido e as superfícies isoladas. Nesse tipo de sistema, não há necessidade de introduzir o termo derivativo, já que não ocorrem mudanças bruscas. Ogata (2010) ressalta que, para sistemas onde as mudanças no processo são lentas, o uso do controlador PI geralmente é suficiente para garantir uma resposta estável e precisa. Além disso, sensores de temperatura podem apresentar ruídos de alta frequência devido a limitações físicas ou interferências externas. Ao implementar um termo derivativo (D), esses ruídos podem ser amplificados, prejudicando a estabilidade e aumentando oscilações indesejadas (Ogata, 2010).

No contexto das incubadoras neonatais, o principal objetivo do sistema de controle é manter a temperatura interna o mais próxima possível do valor de referência (*setpoint*), compensando variações causadas por perturbações externas. O controlador PI cumpre esse papel de forma eficiente, combinando a ação proporcional, responsável por ajustar rapidamente o controle conforme o erro atual do sistema, e a ação integral, que elimina o erro acumulado e garante que o sistema não apresente desvios residuais em regime permanente. Essa capacidade de controle preciso é importante no ambiente neonatal, onde pequenas oscilações de temperatura podem comprometer a estabilidade térmica do recém-nascido e, conseqüentemente, sua saúde.

Em sistemas térmicos, a ausência do termo derivativo também reduz o risco de saturação do controlador em situações de distúrbios contínuos ou lentos, o que contribui para um comportamento mais previsível e confiável. Além disso, a simplicidade de sintonia do controlador PI, que exige apenas o ajuste de dois parâmetros (os ganhos K_p e K_i), facilita sua aplicação prática.

Por estas razões, a utilização de um controlador PI será considerada ao longo deste trabalho. Sua simplicidade, robustez e eficácia o tornam a escolha ideal para o controle térmico em sistemas de incubadoras neonatais, especialmente em um contexto onde a estabilidade e a precisão são fatores cruciais para a segurança e o bem-estar dos recém-nascidos. Essa abordagem também simplifica a implementação no sistema embarcado, garantindo que os recursos computacionais sejam otimizados.

A formulação matemática clássica que combina esses dois termos para o controlador PI, no domínio do tempo, é dado pela Equação (4):

$$u(t) = k_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_0^t e(t)dt \quad (4)$$

2.2.2 Implementação Digital do Controlador PI

Controlar a temperatura de forma eficiente em sistemas de incubadoras neonatais é uma tarefa crítica, dadas as implicações diretas para a saúde e bem-estar dos recém-nascidos. Porém, a implementação prática desse tipo de controlador em sistemas digitais exige um cuidadoso processo de discretização, onde as equações contínuas originais são adaptadas para operar em tempo discreto, obedecendo as limitações de *hardware* embarcado.

A discretização é particularmente necessária porque microcontroladores e sistemas digitais, como aqueles usados nas incubadoras neonatais, processam informações em intervalos discretos de tempo, definidos por períodos de amostragem T_s . Além disso, sistemas embarcados enfrentam restrições de memória e processamento, demandando soluções eficientes como a formulação incremental do PI (Ogata, 1995).

O termo proporcional é o elemento mais simples do controlador PI e não requer modificações complexas para a sua discretização. Ele reage diretamente ao erro atual $e[k]$, que é definido como a diferença entre o valor de referência e a variável controlada:

$$u[k] = K_p \cdot e[k] \quad (5)$$

A integral acumulada do erro ao longo do tempo é indispensável para eliminar erros estacionários no comportamento do sistema. Na implementação digital, o termo integral exige uma aproximação numérica, sendo o método de Euler direto (ou regra do retângulo à esquerda) a escolha mais comum. Este método é amplamente recomendado em sistemas embarcados por sua simplicidade computacional (Ogata, 1995). A discretização da integral contínua $\int_0^t e(t)dt$ assume a seguinte forma:

$$u[k] = u_I[k - 1] + K_i \cdot T_s \cdot e[k] \quad (6)$$

Essa formulação recursiva, que acumula o erro atual em relação ao anterior, requer pouca memória, uma vantagem crucial em sistemas embarcados. No entanto, é importante considerar a escolha do período de amostragem (T_s), pois valores muito altos podem levar a imprecisões e valores baixos podem carregar o sistema com cálculos excessivos, impactando a capacidade de resposta em tempo real (Ogata, 1995).

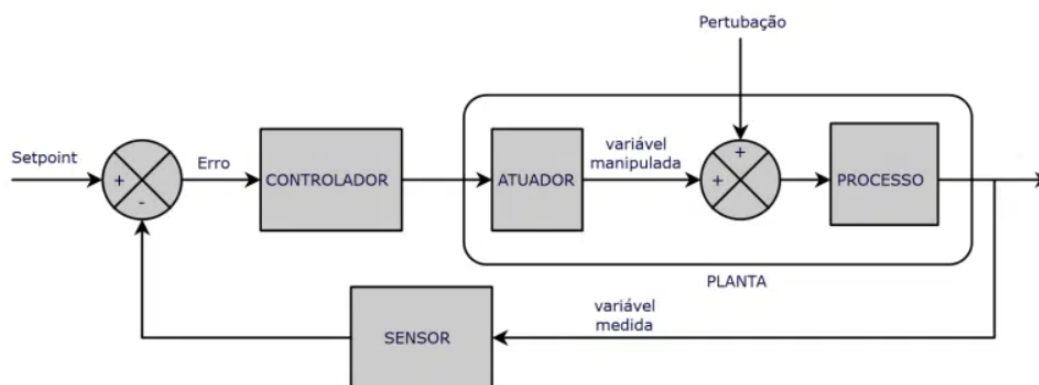
2.3 Medição de Temperatura

2.3.1 Relevância da Medição em Aplicações Biomédicas

Em sistemas de controle automático, a qualidade da medição é primordial, atuando como a base para qualquer decisão e atuação do sistema. No contexto de uma incubadora neonatal, a medição precisa da temperatura é um requisito crítico, dado que flutuações podem comprometer a saúde e o desenvolvimento de recém-nascidos, especialmente prematuros, que possuem termorregulação imatura (Iaione, 1999; Oliveira, 2007).

A medição em equipamentos biomédicos transcende as aplicações industriais, exigindo alta precisão e estabilidade em ambientes com umidade controlada e potencial interferência eletromagnética. Além disso, a conformidade com normas específicas é mandatório. A NBR IEC 60601-2-19/2023 estabelece uma precisão mínima de $\pm 0,5^\circ\text{C}$ para a medição de temperatura em incubadoras (ABNT, 2023). Este sensoriamento robusto e preciso é indispensável para que o sistema de controle e eletrônica de potência possa operar com segurança, precisão e eficiência. Na Figura 1 é possível observar a utilização de sensor para o fechamento da malha de controle.

Figura 1 – Sistema de controle em malha fechada.



Fonte: Makerhero (2022).

2.3.2 Escolha da Tecnologia e Especificações do Sensor

Para atender aos requisitos estabelecidos na norma NBR IEC 60601-2-19:2023 (ABNT, 2023), que define critérios específicos para incubadoras neonatais, a escolha do sensor de temperatura deve garantir precisão adequada, estabilidade térmica, tempo de resposta compatível com sistemas de controle contínuo e operação confiável na faixa de temperatura típica de incubadoras. A norma estabelece que o erro máximo admissível de medição da temperatura do ar na incubadora deve ser limitado a $\pm 0,5^\circ\text{C}$, a fim de assegurar a segurança térmica do neonato.

Diante dessas exigências, a tecnologia de sensoriamento selecionada deve apresentar desempenho superior ao limite normativo, garantindo margem de segurança operacional. Sensores tradicionais, como termistores e termopares, apresentam limitações técnicas que dificultam o atendimento consistente desses requisitos.

Sensores de temperatura integrados de alta precisão, como o AHT21, oferecem uma solução moderna que supera as limitações das tecnologias convencionais. Esses dispositivos combinam o elemento sensor, o condicionamento de sinal, a conversão analógico-digital e a interface de comunicação digital em um único chip. Essa integração garante melhor linearidade, calibração de fábrica, alta imunidade a ruídos (graças à comunicação digital) e facilidade de interface com microcontroladores, simplificando significativamente a etapa de sensoriamento.

O AHT21, pertencente à família *Asair High-precision Temperature Sensor*, foi o componente escolhido para o projeto. Ele apresenta precisão de $\pm 0,3^\circ\text{C}$ no intervalo de 0°C a 60°C , superando a exigência da norma NBR IEC 60601-2-19/2023 ($\pm 0,5^\circ\text{C}$) e aumentando a segurança ao reduzir erros de medição. Isso contribui para um controle térmico mais preciso e confiável. Sua resolução de $0,01^\circ\text{C}$ permite detectar pequenas variações térmicas, contribuindo para uma atuação mais refinada do controlador, especialmente em regimes próximos ao *setpoint*. Além disso, o sensor possui tempo de leitura de 2 segundos, garantindo a detecção rápida de mudanças térmicas. A estabilidade de $\pm 0,1^\circ\text{C}$ por ano reduz a necessidade de recalibrações frequentes, aumentando a confiabilidade do dispositivo ao longo do tempo (Aosong Electronics Co., 2021).

Os parâmetros técnicos do AHT21 foram comparados diretamente com os requisitos estabelecidos pela NBR IEC 60601-2-19:2023, conforme apresentado na Tabela 1. Observa-se que o sensor apresenta precisão superior ao limite normativo, ampla faixa de medição e tempo de resposta compatível com a aplicação proposta, evidenciando sua adequação técnica ao projeto.

Tabela 1 – Comparação entre requisitos da NBR IEC 60601-2-19 e especificações do sensor AHT21.

Parâmetro	Requisito da Norma	AHT21
Precisão	$\pm 0,5^\circ\text{C}$	$\pm 0,3^\circ\text{C}$
Resolução	$\pm 0,05^\circ\text{C}$	$\pm 0,01^\circ\text{C}$
Faixa de medição	20°C a 40°C^*	-40°C a 80°C
Estabilidade	–	$\pm 0,1^\circ\text{C}/\text{ano}$

Fonte: O Autor (2025)

A fim de justificar tecnicamente a escolha do sensor AHT21, realizou-se uma comparação com outras tecnologias amplamente utilizadas em sistemas de medição de temperatura, conforme apresentado na Tabela 2. Foram considerados critérios como

precisão, faixa de operação, tempo de resposta, tipo de interface e complexidade de implementação.

Tabela 2 – Comparação entre diferentes tecnologias de sensores de temperatura.

Sensor	Precisão	Faixa (°C)	Interface	Complexidade
AHT21	±0,3 °C	-40 a 80	I ² C (digital)	Baixa
DS18B20	±0,5 °C	-55 a 125	1-Wire (digital)	Baixa
LM35	±0,5 °C	0 a 100	Analógica	Média
NTC 10k	±1 °C*	-40 a 125	Analógica	Alta
PT100	±0,1 °C**	-200 a 850	Analógica	Alta

Fonte: O Autor (2025)

Observa-se que, embora sensores como o PT100 apresentem maior precisão nominal, sua implementação requer circuitos de condicionamento mais complexos, elevando o custo e a suscetibilidade a ruídos. Por outro lado, sensores como NTC e LM35 demandam circuitos adicionais de linearização e calibração, aumentando a possibilidade de erro acumulado. O AHT21, além de apresentar precisão superior ao limite estabelecido pela NBR IEC 60601-2-19 (±0,5 °C), integra condicionamento de sinal e conversão digital em um único encapsulamento, reduzindo incertezas e simplificando a implementação do sistema.

2.3.3 Protocolo de Comunicação e Verificação de Integridade

A comunicação confiável em ambientes ruidosos, como hospitais, é um ponto crítico em sistemas embarcados. No caso do AHT21 a comunicação é feita por meio do protocolo I²C, conhecido por sua simplicidade e robustez, junto ao uso de verificação de integridade por Verificação de Redundância Cíclica (CRC). Essa combinação garante maior segurança e precisão na transmissão de dados (Aosong Electronics Co., 2021).

O CRC atua verificando automaticamente se as informações enviadas entre o sensor e o microcontrolador chegaram sem erros. Quando algum pacote é corrompido durante a transmissão, ele é prontamente identificado e descartado, evitando interpretações equivocadas que poderiam comprometer o controle térmico da incubadora.

Além disso, a comunicação digital do I²C, reforçada pela redundância do CRC, contribui para reduzir os efeitos de interferências eletromagnéticas presentes em ambientes hospitalares. Isso assegura que os dados cheguem de maneira correta ao microcontrolador. Em situações de falha crítica, o AHT21 ainda dispõe de status bits que auxiliam na detecção do problema. Esses recursos permitem implementar rotinas de *software* específicas para tratar erros de forma segura, isolando falhas e preservando a segurança do paciente.

2.3.4 Integração e Confiabilidade no Sistema de Controle Digital

A integração do AHT21 com o microcontrolador Arduino Mega 2560 é simplificada pela biblioteca Adafruit AHTX0 (Adafruit, 2021), que abstrai as complexidades do protocolo I²C. Isso permite que o desenvolvimento se concentre na lógica de controle de temperatura e na eletrônica de potência.

Em um sistema crítico como a incubadora neonatal, a robustez da aquisição de dados é vital. O AHT21, por meio de recursos como CRC e *status bits*, e as rotinas de *software* implementadas (detecção de falhas de comunicação, validação de dados, tratamento de valores fora da faixa esperada), garantem que o sistema de controle receba informações de temperatura confiáveis. Esta abordagem assegura que a eletrônica de potência atue com base em dados de *input* estáveis, contribuindo diretamente para a segurança e eficácia do controle térmico.

2.4 Atuadores e Eletrônica de Potência

Os atuadores constituem a interface física entre o sistema de controle e o processo, sendo responsáveis por converter os sinais de comando em ações que modificam as variáveis controladas. No contexto de incubadoras neonatais, o atuador principal é o sistema de aquecimento, que deve fornecer potência térmica controlada de forma precisa e segura. A eletrônica de potência associada desempenha papel fundamental na conversão eficiente da energia elétrica da rede para a forma adequada ao acionamento dos atuadores.

2.4.1 Arquitetura da Eletrônica de Potência

O controle eficiente da potência fornecida à resistência de aquecimento requer uma cadeia de conversores eletrônicos que transformem a energia da rede elétrica em uma forma adequada ao controle preciso. O sistema implementado consiste em um estágio de entrada para retificação e filtragem da tensão em corrente alternada (AC) da rede, um conversor principal *Buck* para controle da potência de aquecimento, uma fonte auxiliar *Flyback* para alimentação dos circuitos de controle, um *driver* de acionamento *Push-Pull* para comando do Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (MOSFET), e isolamento galvânico através de optoacoplador para segurança.

O estágio de entrada é responsável pela retificação e filtragem da tensão alternada da rede elétrica, convertendo-a em tensão contínua adequada para os próximos estágios. Este estágio utiliza um retificador de meia onda, seguido por filtragem capacitiva para redução do *ripple* de tensão. O conversor *Buck* é o principal conversor do sistema de controle de potência, responsável pela regulação precisa da tensão aplicada à resistência de aquecimento. A fonte auxiliar *Flyback* auto-oscilante gera as tensões para alimentação dos circuitos auxiliares.

O circuito de acionamento *Push-Pull* amplifica os sinais de comando do microcontrolador, fornecendo carga adequada para o acionamento eficiente do MOSFET de potência do conversor *Buck*. O isolamento galvânico, utilizando um optoacoplador de alta velocidade, assegura a segurança e integridade ao isolar eletricamente os circuitos de controle de baixa tensão dos circuitos de potência de alta tensão.

O estágio de entrada utiliza um retificador de meia onda com o diodo 1N5408, topologia escolhida pela simplicidade e número reduzido de componentes. Para uma tensão de entrada senoidal $V_{in}(t) = V_m \sin(\omega t)$, onde $V_m = \sqrt{2}V_{RMS}$ representa a tensão de pico, o diodo conduz apenas durante os semiciclos positivos da forma de onda, bloqueando os semiciclos negativos e resultando em uma tensão de saída retificada pulsante (Hart, 2012).

A filtragem capacitiva emprega capacitores eletrolíticos para suavizar a tensão retificada pulsante. Durante a condução do diodo, o capacitor carrega até a tensão de pico $V_C = V_m - V_F$, onde V_F representa a queda de tensão direta do diodo. Durante os períodos de não-condução do diodo, o capacitor descarrega através da carga resistiva segundo uma exponencial decrescente $V_C(t) = V_m e^{(-t/RC)}$, onde RC representa a constante de tempo do circuito (HART, 2011). O *ripple* de tensão resultante pode ser aproximado pela expressão $\Delta V \approx I_{load}/(f \cdot C)$, onde I_{load} é a corrente de carga, f a frequência da rede e C a capacitância de filtragem (Hart, 2012).

2.4.2 Conversor *Buck*

O conversor *Buck* é uma topologia DC-DC não isolada que reduz a tensão de entrada mantendo alta eficiência através de chaveamento controlado. Esta topologia consiste fundamentalmente em quatro elementos principais que trabalham de forma coordenada para realizar a conversão de energia. A chave ativa, um MOSFET de potência atua como uma chave eletrônica ultra-rápida, abrindo e fechando milhares de vezes por segundo conforme comandado pelo sinal PWM do microcontrolador. O diodo de roda livre proporciona um caminho para a corrente do indutor durante os períodos em que a chave principal está aberta, garantindo continuidade da corrente. No indutor quando a chave está fechada, a energia flui da fonte de alta tensão para o indutor, que possui uma característica física fundamental, ele resiste a mudanças bruscas de corrente, funcionando como um "amortecedor" que suaviza as variações de corrente causadas pelo chaveamento. O capacitor de saída filtra a tensão de saída, reduzindo o *ripple* e proporcionando uma fonte de energia estável para a carga (Hart, 2012).

Em regime permanente e operando no modo de condução contínua, onde a corrente do indutor nunca se anula durante o período de chaveamento, a relação fundamental do conversor *Buck* é expressa por $V_{out}/V_{in} = D$, onde D representa o *duty cycle* do sinal PWM de controle. Esta relação linear entre tensão de saída e *duty cycle* constitui uma das principais vantagens desta topologia, proporcionando controle direto

e intuitivo da tensão de saída (Hart, 2012).

Durante o período em que o MOSFET está conduzindo, a corrente que passa pelo indutor aumenta gradualmente, armazenando energia em seu campo magnético. Este comportamento é similar ao de uma roda de inércia mecânica que, uma vez em movimento, tende a manter sua velocidade constante. Quando o MOSFET é desligado rapidamente, o indutor "reluta" em parar o fluxo de corrente e continua fornecendo energia para a carga. Neste momento, o diodo de roda livre entra em ação, proporcionando um caminho alternativo para que a corrente do indutor continue fluindo. O capacitor de saída armazena energia durante a fase de condução do MOSFET e a libera durante o período onde o MOSFET não está conduzindo, resultando em uma tensão de saída estável e com baixo *ripple*. Este componente é essencial para transformar a energia pulsante característica do chaveamento em uma fonte de alimentação suave (Hart, 2012).

O conversor *Buck* oferece eficiência típica superior a 90% devido ao uso de componentes de chaveamento em vez de elementos dissipativos. Diferentemente de reguladores lineares que dissipam o excesso de energia como calor, o conversor *Buck* transfere energia de forma controlada, desperdiçando apenas pequenas quantidades durante as transições de chaveamento (Hart, 2012). A implementação do conversor *Buck*, considerando tanto aspectos teóricos quanto práticos de projeto, resulta em um sistema de controle de potência eficiente e confiável. A linearidade da relação entre o ciclo de trabalho (*duty cycle*) que representa a porcentagem do período em que um sinal permanece ativo e a tensão de saída facilita a implementação do algoritmo de controle, enquanto a alta eficiência da topologia minimiza perdas e aquecimento dos componentes. Esta configuração proporciona a base técnica necessária para controle preciso da potência de aquecimento da incubadora neonatal, atendendo aos requisitos de desempenho e confiabilidade exigidos para aplicações médicas críticas.

2.4.3 Conversor *Flyback* Auto-Oscilante

O conversor *Flyback* auto-oscilante atua como um elemento auxiliar do sistema de eletrônica de potência, sendo responsável por gerar a tensão isolada de 12 V necessária para alimentar o circuito de controle. Esta topologia representa uma solução diferente que é reconhecida por sua simplicidade, baixo custo e capacidade de fornecer isolamento galvânico por meio do transformador. A denominação "auto-oscilante" se dá pelo fato de que este conversor não necessita de um circuito de controle externo complexo para o chaveamento, pois a oscilação é produzida internamente através de um circuito de realimentação baseado nas características magnéticas do transformador (Baraldi, 2011).

O funcionamento do conversor *Flyback* auto-oscilante inicia-se quando o transistor de chaveamento é levado à condução por meio de uma corrente de partida,

através de um resistor conectado ao barramento de entrada. Durante essa fase, a corrente cresce gradualmente no enrolamento primário do transformador, o que resulta no armazenamento de energia no núcleo magnético. O tempo de condução do transistor determina a quantidade de energia acumulada no campo magnético do transformador. A auto-oscilação é obtida por meio de um enrolamento auxiliar no transformador, denominado enrolamento de realimentação. A tensão induzida nesse enrolamento fornece a referência necessária para o acionamento e desligamento do interruptor, eliminando a necessidade de um controlador de modulação de largura de pulso (PWM). Quando o fluxo magnético no núcleo atinge seu limite ou quando as condições de realimentação se invertem, a polaridade do sinal no enrolamento auxiliar provoca o desligamento do interruptor, interrompendo a magnetização do primário. Na etapa seguinte, com o desligamento do interruptor, a energia armazenada no núcleo é transferida para o enrolamento secundário por meio do colapso controlado do fluxo magnético. Esse processo caracteriza o comportamento típico do conversor *Flyback*, no qual a energia é primeiramente acumulada durante o período de condução e, em seguida, entregue à carga durante o período de desmagnetização do transformador (Pressman *et al.*, 2009).

A principal vantagem da configuração auto-oscilante está na simplicidade do circuito de controle. Diferentemente de conversores PWM convencionais que requerem osciladores externos, circuitos de controle de erro e *drivers* complexos, o *Flyback* auto-oscilante utiliza as próprias características magnéticas do transformador para determinar a frequência e o *duty cycle* de operação (Baraldi, 2011). Esta simplicidade traz um menor número de componentes, redução de custos, maior confiabilidade devido à menor complexidade e menor susceptibilidade a interferências externas. O isolamento galvânico é uma característica da topologia *Flyback*, proporcionado naturalmente pelo transformador que separa eletricamente os circuitos primário e secundário. O isolamento também proporciona proteção contra surtos de tensão, redução de interferências eletromagnéticas. A proteção natural contra sobrecarga é outra vantagem significativa desta topologia. Quando a corrente de saída excede valores seguros, o transformador satura mais rapidamente, reduzindo automaticamente o tempo de condução do transistor e, conseqüentemente, limitando a transferência de energia. Este mecanismo de proteção intrínseco oferece robustez operacional sem necessidade de circuitos de proteção externos complexos (Pressman *et al.*, 2009).

2.4.4 Circuito *Push-Pull* e Isolamento Galvânico

O circuito *Push-Pull* e o sistema de isolamento galvânico constituem elementos críticos na interface entre os circuitos de controle digital de baixa tensão e os circuitos de potência de alta tensão, desempenhando papel fundamental na segurança operacional e eficiência do sistema de aquecimento da incubadora neonatal. Esta interface deve

garantir transferência eficiente dos sinais de comando do microcontrolador para o MOSFET de potência do conversor *Buck*, mantendo simultaneamente isolamento elétrico absoluto entre os domínios de baixa e alta tensão.

O estágio *Push-Pull* implementado utiliza uma configuração de transistores complementares que operam de maneira coordenada para fornecer acionamento eficiente ao *gate* do MOSFET de potência. Nesta configuração, se utiliza dois modelos de transistor um com dopagem NPN e outro PNP, o transistor NPN é responsável por fornecer corrente para carregar rapidamente a capacitância do *gate* do MOSFET, enquanto o transistor PNP é encarregado de drenar a carga armazenada na capacitância do *gate*, permitindo o desligamento do MOSFET de forma mais rápida. Essa arquitetura assegura um controle preciso e rápido sobre o estado do MOSFET, otimizando o tempo de comutação e a eficiência do circuito.

Durante a transição de ligamento do MOSFET, quando o sinal de PWM passa de nível baixo para nível alto, o transistor NPN entra em condução, conectando a tensão de alimentação positiva ao *gate* do MOSFET através de um resistor limitador de corrente. Esta conexão permite fluxo de corrente significativa para carregar rapidamente a capacitância parasita entre *gate* e *source* do MOSFET, reduzindo o tempo de subida e minimizando perdas por chaveamento. Simultaneamente, o transistor PNP permanece em aberto, não interferindo no processo de carregamento.

Quando o sinal de comando retorna ao nível baixo, indicando que o MOSFET deve ser desligado, a situação se inverte, o transistor NPN abre, interrompendo o fornecimento de corrente ao *gate*, enquanto o transistor PNP entra em condução, proporcionando um caminho de baixa impedância para drenar rapidamente a carga armazenada na capacitância de *gate*. Este processo de descarga rápida garante desligamento eficiente do MOSFET, novamente minimizando o tempo de transição e as perdas associadas.

A simetria da configuração *Push-Pull* é fundamental para garantir tempos de subida e descida equilibrados, característica essencial para operação eficiente em frequências de chaveamento elevadas. Sem esta simetria, uma das transições seria significativamente mais lenta que a outra, resultando em perdas por chaveamento assimétricas e possível instabilidade térmica do MOSFET. A utilização de transistores complementares com características elétricas similares assegura comportamento simétrico e previsível.

O isolamento galvânico entre o circuito de controle de baixa tensão e o circuito de potência de alta tensão é realizado por meio do optoacoplador, um componente que utiliza luz para transferir informações entre circuitos eletricamente isolados. O funcionamento desse dispositivo baseia-se na conversão de sinais elétricos em sinais luminosos, que são transmitidos através do optoacoplador, garantindo que não haja conexão direta entre os circuitos de diferentes potenciais. Essa solução assegura

a proteção contra possíveis diferenças de tensão e ruídos entre os dois sistemas, mantendo a integridade do circuito de controle e evitando danos aos componentes de baixa tensão.

Internamente, o optoacoplador consiste em um LED emissor de luz infravermelha no lado de entrada e um fototransistor detector no lado de saída, separados por uma barreira dielétrica transparente. Quando uma corrente elétrica flui através do LED de entrada, ele emite luz infravermelha que atravessa a barreira isolante e incide sobre o fototransistor de saída. A luz absorvida pelo fototransistor gera portadores de carga que permitem sua condução, reproduzindo assim o sinal elétrico de entrada no lado de saída, porém completamente isolado eletricamente.

A integração do circuito *Push-Pull* com o sistema de isolamento galvânico resulta em uma interface robusta e confiável entre os domínios digital e analógico do sistema. O sinal PWM gerado pelo microcontrolador, após passar pelo isolamento galvânico e amplificação pelo circuito *Push-Pull*, mantém sua integridade temporal e amplitude, garantindo controle preciso do conversor *Buck* e, conseqüentemente, da potência de aquecimento da incubadora. A redundância de proteção implementada através de múltiplas barreiras de segurança - isolamento galvânico, limitação de corrente e componentes com margens adequadas de segurança - proporciona confiabilidade operacional essencial para aplicações médicas críticas. Esta arquitetura garante que mesmo na presença de falhas em componentes individuais, o sistema mantenha operação segura, protegendo tanto o equipamento quanto, mais importante, o paciente neonatal que depende do funcionamento adequado da incubadora.

2.5 Microcontrolador e Sistema Embarcado

O sistema de controle de temperatura de uma incubadora neonatal depende da integração entre sensores, algoritmos de controle e eletrônica de potência, onde o microcontrolador desempenha um papel central. Este dispositivo é responsável por processar os sinais enviados dos sensores, executar os algoritmos de controle e comandar o atuador do circuito de potência, garantindo assim que as condições térmicas se mantenham dentro dos parâmetros estabelecidos.

Microcontroladores modernos reúnem em um único chip diversos periféricos essenciais, como interfaces de comunicação digital (UART, SPI, I²C), Conversores Analógico-Digitais (ADC), *timers* programáveis e módulos de geração de modulação por largura de pulso (PWM). Em particular, os *timers* são fundamentais para aplicações que exigem temporização precisa, pois permitem a implementação de sistemas de controle com períodos de amostragem fixos, requisito indispensável na discretização de algoritmos de controladores Proporcionais-Integrativos.

Neste projeto foi utilizada como plataforma de desenvolvimento a placa Arduino Mega 2560, amplamente adotada em ambientes acadêmicos e de pesquisa devido à

sua acessibilidade, documentação abrangente e facilidade de prototipação. A placa é baseada no microcontrolador ATmega2560, pertencente à família AVR de 8 bits, operando a 16 MHz e equipado com 256 kB de memória Flash, 8 kB de SRAM, quatro *timers* de 16 bits, múltiplos pinos com suporte a PWM e interfaces de comunicação como UART, SPI e I²C. Tais características tornam o dispositivo adequado para aplicações que exigem aquisição contínua de dados, implementação de controladores digitais e acionamento de estágios de potência por meio de sinais PWM (Microchip Technology, 2014).

Outro elemento essencial é a segurança funcional. Microcontroladores aplicados em equipamentos biomédicos devem executar rotinas de detecção de falhas, como validação de leituras, identificação de comunicação inválida e estratégias de *fail-safe*, além de fornecer interface clara ao operador por meio de *displays* ou indicadores visuais. Essas práticas asseguram que, na ocorrência de falhas de sensor, sobrecargas ou travamentos do *software*, o sistema permaneça em estado seguro, interrompendo adequadamente o aquecimento.

Dessa forma, o microcontrolador e a plataforma embarcada desempenham papel central na arquitetura do sistema de controle de temperatura da incubadora neonatal, fornecendo a infraestrutura necessária para aquisição confiável de dados, execução precisa de algoritmos de controle e acionamento seguro da eletrônica de potência, todos elementos fundamentais para garantir desempenho adequado e segurança ao neonato.

3 METODOLOGIA

Este capítulo descreve os procedimentos e as técnicas empregadas no desenvolvimento e na validação do sistema de controle de temperatura para a incubadora neonatal. A metodologia abrange a seleção e implementação do *hardware*, o desenvolvimento do *software* (*firmware*) e o protocolo de testes.

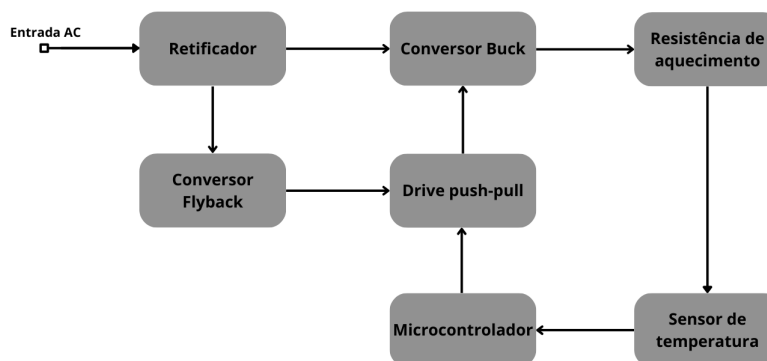
3.1 Desenvolvimento do *Hardware*

3.1.1 Arquitetura do Sistema de Potência

O desenvolvimento do *hardware* concentrou-se no projeto dos circuitos eletrônicos responsáveis pela conversão e controle da potência fornecida ao sistema de aquecimento da incubadora. Esta etapa foi organizada em três fases: estudo, simulação e desenvolvimento. Esse fluxo permitiu que o projeto inicial fosse analisado e otimizado antes da implementação física, reduzindo riscos e garantindo que o circuito final atendesse às exigências do sistema.

A fase de estudo teve início com a definição da arquitetura eletrônica que foi utilizada para o acionamento da resistência de aquecimento. Considerando as necessidades de potência, inicialmente foi considerada a topologia do conversor *Buck* para o controle de potência entregue a resistência, para operar o circuito *Buck* com potência elevada foi necessário integrar um circuito para acionamento do MOSFET, com isso o sistema ficou definido com os seguintes blocos: retificação da tensão alternada proveniente da rede elétrica, filtragem e estabilização tensão entregue aos conversores, conversor *Buck* (responsável pela modulação da potência entregue à carga) e circuito para comutação segura do MOSFET. Desta forma, se iniciou a análise das características elétricas necessárias para cada componente, levando em conta parâmetros como tensões de pico, correntes de operação e margens de segurança. A Figura 2 mostra um diagrama de blocos com a arquitetura geral do sistema.

Figura 2 – Arquitetura geral do sistema de potência utilizados.



Fonte: O autor (2025).

3.1.2 Conversor *Buck*

O conversor *Buck* é o estágio principal responsável pelo controle da potência fornecida à resistência de aquecimento da incubadora, determinando a quantidade de energia entregue ao sistema térmico a partir do ajuste do sinal PWM. Para atender aos requisitos operacionais do projeto, o conversor foi dimensionado para fornecer tensões entre 0 e 120 V e corrente máxima de 3 A, garantindo assim ampla faixa atuação e capacidade para elevar e manter a temperatura interna da incubadora conforme os parâmetros definidos.

Para o estágio de retificação do conversor foi utilizado o diodo 1N5408, que suporta correntes de até 3 A e tensão reversa máxima de 1000 V. Sua função no circuito é a de realizar a retificação de meia onda da tensão alternada, transformando em um sinal pulsante que é posteriormente filtrado por um capacitor. A filtragem da tensão é realizada por capacitores eletrolíticos de 470 μF / 400 V, que são responsáveis por manter a tensão contínua e reduzir o *ripple*. Esses capacitores atuam como reserva energética durante os ciclos, estabilizando a tensão aplicada ao conversor e evitando variações na saída que poderiam comprometer o desempenho. O diodo STTA1206D, um diodo *Schottky* de recuperação ultrarrápida, foi adotado como diodo de roda livre do conversor *Buck*. Sua baixa queda de tensão direta e baixo tempo de recuperação reversa são fatores importantes para diminuir as perdas durante o chaveamento em alta frequência, especialmente na frequência de 50 kHz utilizada no sistema.

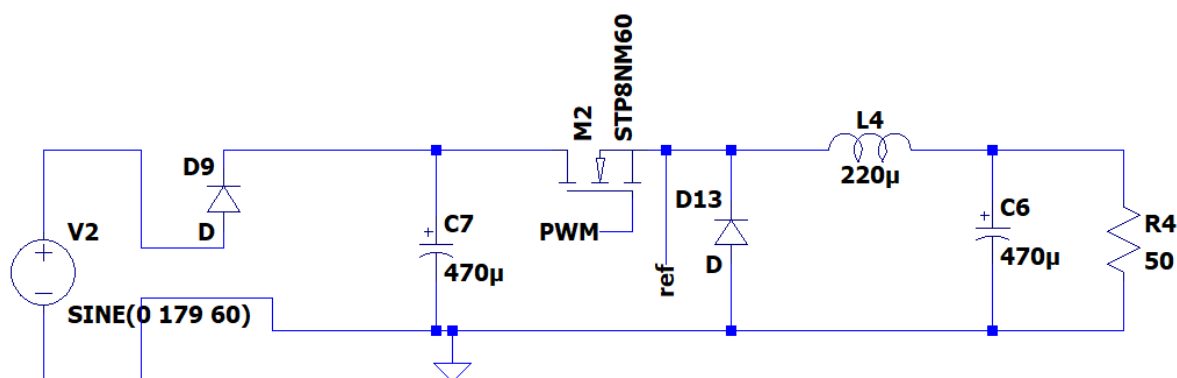
O indutor escolhido com valor de 220 μH e capacidade de corrente de até 5

A, é responsável pela limitação da taxa de variação da corrente e na suavização da energia entregue à carga. Sua seleção se deu pela boa disponibilidade no mercado e pela corrente suportada, compatível com as exigências do circuito, por mais que resulte em um *ripple* moderado. Considerando as características do sistema, o componente selecionado se mostrou adequado para garantir a operação estável e eficiente do conversor.

O MOSFET utilizado no estágio de potência é um IRF740 com tensão máxima de 400 V e corrente máxima de 10 A, selecionado pela alta tensão e corrente suportadas e por sua capacidade de comutação rápida que melhora sua eficiência. Com a robustez do componente é possível assegurar funcionamento seguro mesmo com variações de tensão e corrente.

A carga alimentada pelo conversor consiste em uma resistência blindada de 250 W, utilizada para o aquecimento interno da incubadora. A escolha desse elemento considerou fatores como durabilidade, segurança e capacidade de dissipação térmica. A resistência blindada, por ser isolada eletricamente e estruturalmente robusta, reduz riscos de fugas de corrente pelo contato com a superfície e falhas mecânicas, sendo amplamente utilizada em sistemas de aquecimento industrial e hospitalar. A Figura 3 mostra o circuito do conversor *Buck* utilizado.

Figura 3 – Circuito conversor *Buck*.



Fonte: O autor (2025).

3.1.3 Conversor *Flyback* Auto-oscilante

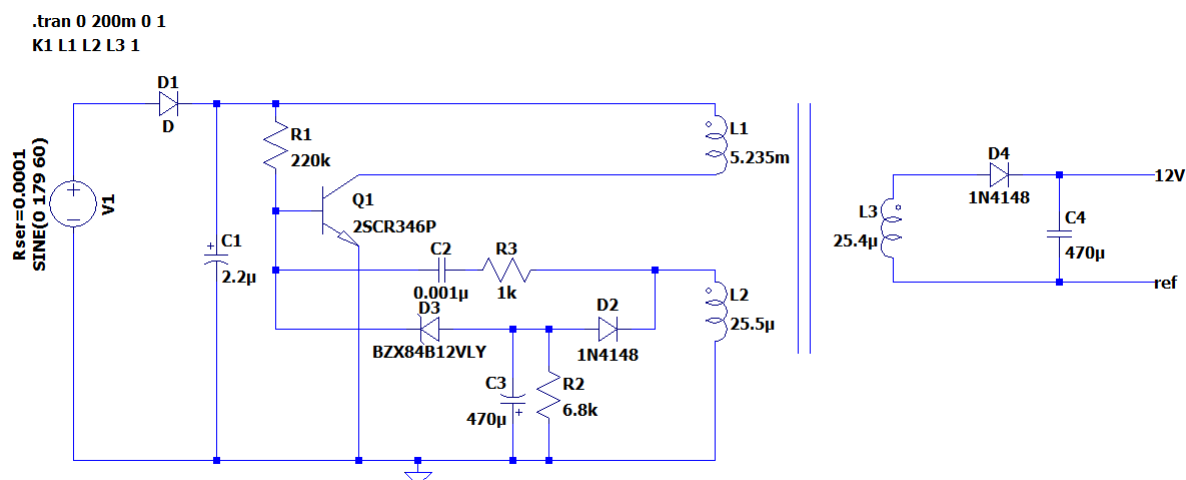
Além do conversor *Buck* responsável pelo controle da potência entregue à resistência de aquecimento, o sistema eletrônico inclui uma fonte auxiliar isolada baseada em um conversor *Flyback* auto-oscilante, cuja função é fornecer a alimentação de baixa tensão necessária para o circuito de controle. A escolha por uma topologia auto-oscilante deve-se à sua simplicidade construtiva, baixo custo e capacidade de fornecer isolamento galvânico sem a necessidade de circuitos de acionamento externos.

O estágio de entrada do *Flyback* utiliza um diodo 1N4007 como componente

responsável pela retificação de meia onda da tensão aplicada ao primário do transformador e o circuito responsável pela oscilação, embora seja um diodo de uso geral, o 1N4007 apresenta tensão reversa de 1000 V e corrente direta de 1 A, valores adequados à baixa potência conversor. Em conjunto com o capacitor 2,2 μF / 250 V, forma-se o estágio inicial de alimentação do oscilador, garantindo que a energia necessária para o início da oscilação esteja disponível logo após a energização do sistema. Um segundo diodo, o 1N4148, é utilizado por conta sua alta velocidade de comutação, muito importante para operar com correntes transitórias durante o processo de realimentação interna que sustenta o regime auto-oscilante do *Flyback*. Sua rápida recuperação reversa permite resposta mais eficiente às transições rápidas de tensão, reduzindo perdas e melhorando a estabilidade da oscilação.

O controle da tensão de saída do *Flyback* é obtido pela combinação do diodo Zener 1N4746, de aproximadamente 18 V, e do conjunto de resistores associados à malha oscilatória. O Zener atua como elemento regulador, garantindo que a tensão produzida no secundário permaneça dentro de faixa segura e limitando o pico de tensão aplicado aos outros circuitos. Para a rede de realimentação para estabilizar a oscilação, são utilizados os resistores de 2,2 M Ω e 1,0 k Ω , em conjunto com o capacitor cerâmico 102 (1 nF), formando parte da rede RC que determina a frequência de operação e assegura que o transistor de comutação opere dentro de sua região ativa de forma estável. Essas constantes de tempo são fundamentais para a autossustentação do processo de chaveamento e para a correta transferência de energia entre primário e secundário.

O transistor 13001 desempenha papel central no processo auto-oscilante. Trata-se de um transistor NPN de média potência, projetado especificamente para operar em topologias *Flyback* de baixa potência. Ele é responsável tanto pela comutação do primário quanto pela autossustentação do oscilador, alternando rapidamente entre condução e corte conforme a energia magnética no núcleo é transferida para o secundário. No secundário do transformador, a retificação é novamente realizada pelo diodo 1N4148, seguido pelo capacitore eletrolítico de 470 μF / 25 V, responsáveis por reduzir o *ripple* da tensão fornecida ao circuito de controle. Esses capacitores asseguram que a saída do conversor permaneça estável mesmo sob variações de carga ou oscilações momentâneas do processo de chaveamento. A Figura 4 mostra o circuito do conversor *Flyback* utilizado.

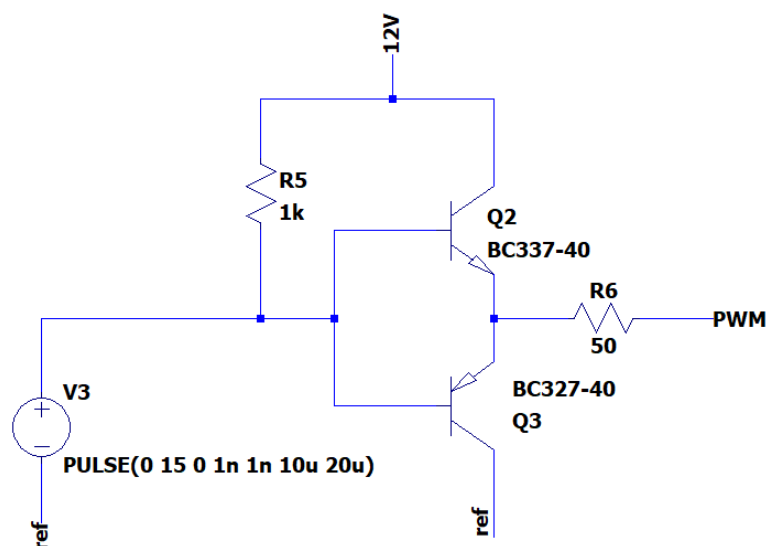
Figura 4 – Circuito conversor *Flyback*.

Fonte: O autor (2025).

3.1.4 *Driver Push-Pull*

Complementando o sistema de potência, foi projetado um *driver push-pull* para o acionamento do MOSFET do conversor *Buck*. Como o *Buck* opera a 50 kHz e requer tempos de comutação reduzidos, foi necessário implementar um estágio de acionamento capaz de carregar e descarregar rapidamente a capacitância de *gate*, reduzindo perdas de comutação e melhorando o desempenho do sistema. Para isso, adotou-se um par complementar de transistores bipolares, sendo o BC337 (NPN) e o BC327 (PNP), configurados em arranjo *push-pull*. Essa configuração permite aplicar correntes simétricas ao *gate*, garantindo comutação eficiente tanto no acionamento quanto no desligamento do MOSFET. Um resistor de 50 Ω foi inserido em série com o *gate* para limitar a corrente de pico durante a comutação e evitar oscilações indesejadas.

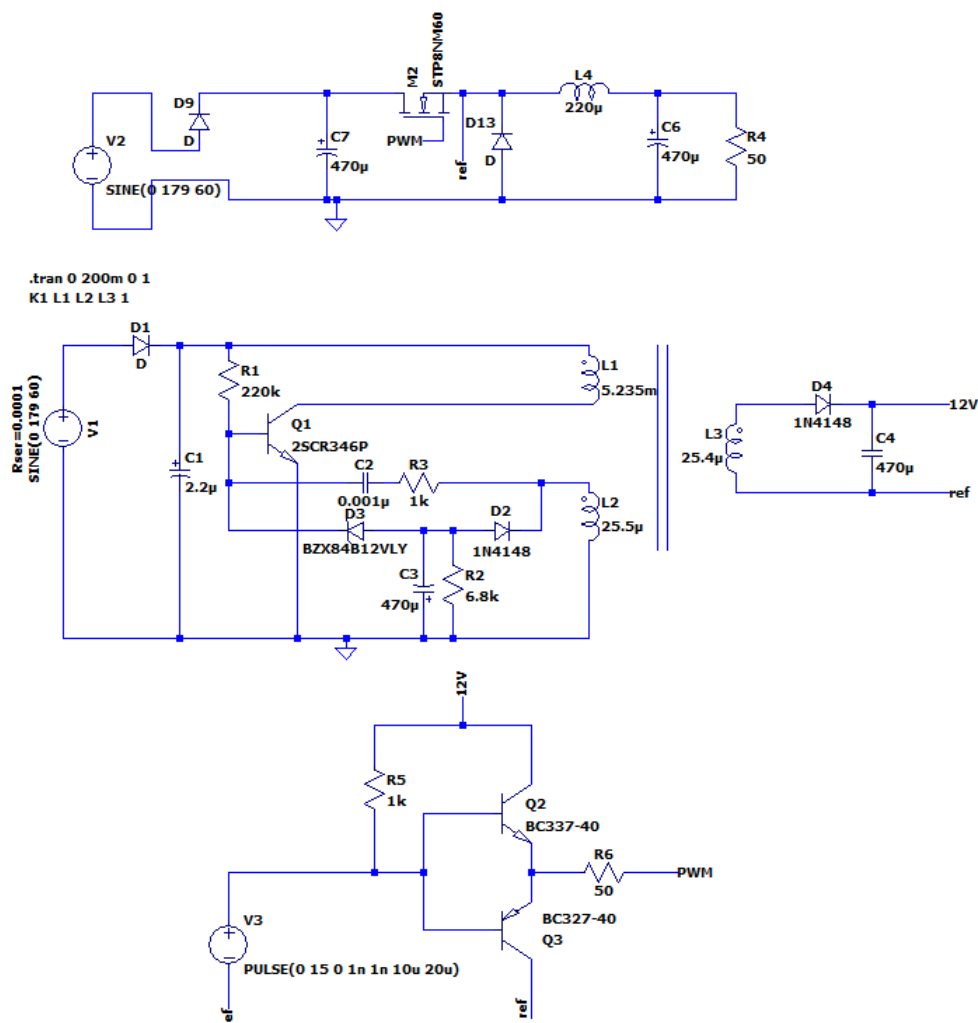
Como interface entre o microcontrolador e o *driver push-pull*, utilizou-se o optoacoplador 6N136, dispositivo de alta velocidade capaz de operar confortavelmente na faixa de frequência do sistema. Sua função é estabelecer isolamento galvânico entre o microcontrolador de baixa tensão e o estágio de potência, protegendo a lógica de controle contra surtos ou falhas no conversor. A corrente interna do LED do optoacoplador é limitada por um resistor de 1 k Ω , garantindo operação dentro dos limites de segurança e assegurando a integridade dos sinais de entrada. A combinação entre o 6N136 e o *driver push-pull* permite que o MOSFET seja acionado de maneira rápida, segura e eficiente, reduzindo perdas e evitando operação em regiões não lineares. A Figura 5 mostra o circuito *push-pull* utilizado para acionamento do MOSFET.

Figura 5 – Circuito *push-pull*.

Fonte: O autor (2025).

3.1.5 Simulação dos circuitos eletrônicos

Foram simulados o conversor *Buck*, *Flyback* e o *driver push-pull* e o conversor *Flyback* auto-oscilante. As simulações dos circuitos foram realizadas no *software* LTspice, utilizando modelos equivalentes para os componentes reais que não estavam disponíveis na biblioteca do *software*. Da mesma forma, o circuito *push-pull* foi simulado sem o optoacoplador 6N136, por conta do componente não estar disponível no LTspice, utilizando um gerador de sinais ligado direto ao *driver*. Assim permitindo validar o comportamento dinâmico de cada estágio antes da implementação física. A Figura 6 mostra o circuito completo simulado no *software* LTspice, integrando os circuitos *Buck*, *Flyback* e o *driver push-pull*.

Figura 6 – *Layout* do circuito completo.

Fonte: O autor (2025).

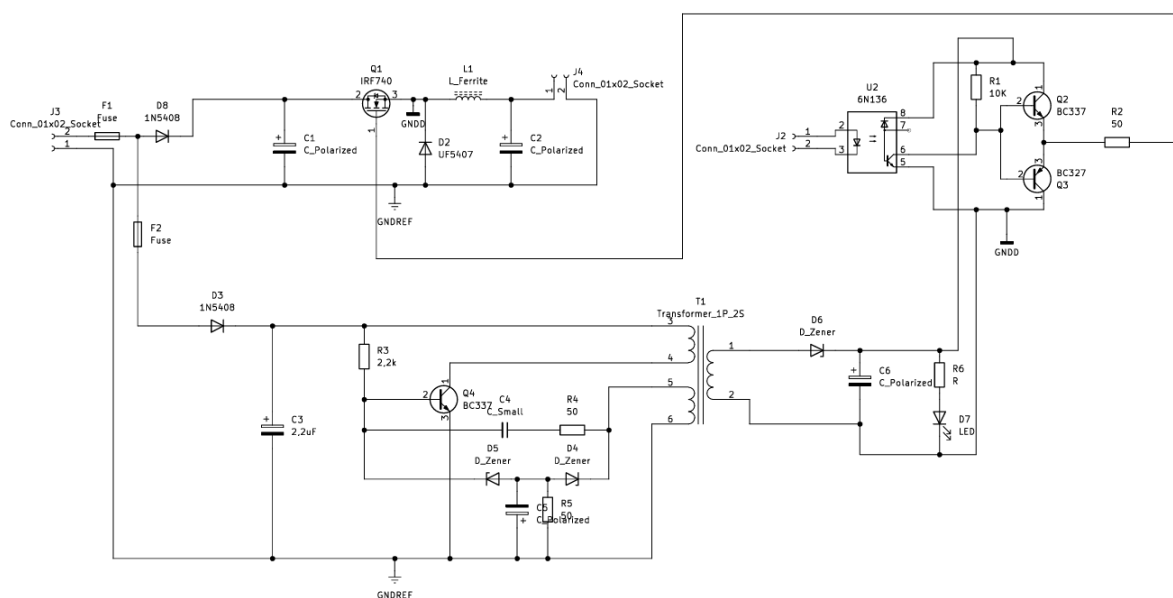
3.1.6 Projeto da Placa de Circuito Impresso

O projeto da Placa de Circuito Impresso (PCB) foi desenvolvido utilizando a ferramenta de *design* eletrônico KiCad. A escolha do KiCad baseou-se em sua natureza *open-source*, capacidade profissional de *design*, e compatibilidade com bibliotecas extensas de componentes eletrônicos. O *software* oferece um ambiente integrado que inclui editor esquemático, editor de *layout* de PCB, visualizador 3D, e ferramentas de simulação, proporcionando um fluxo de trabalho completo para o desenvolvimento de circuitos eletrônicos.

O processo de *design* iniciou-se com a criação do esquemático elétrico, onde foram definidas todas as conexões entre os componentes dos circuitos *Buck*, *Flyback* e *push-pull*. Particular atenção foi dedicada à separação entre circuitos de baixa potência (controle) e alta potência (conversores), implementando isolamento galvânico adequado através do optoacoplador 6N136. O esquemático foi organizado em blocos funcionais

para facilitar a compreensão e manutenção do projeto. A Figura 7 mostra o esquemático do circuito desenvolvido no *software* Kicad.

Figura 7 – Esquemático do circuito no *software* Kicad.

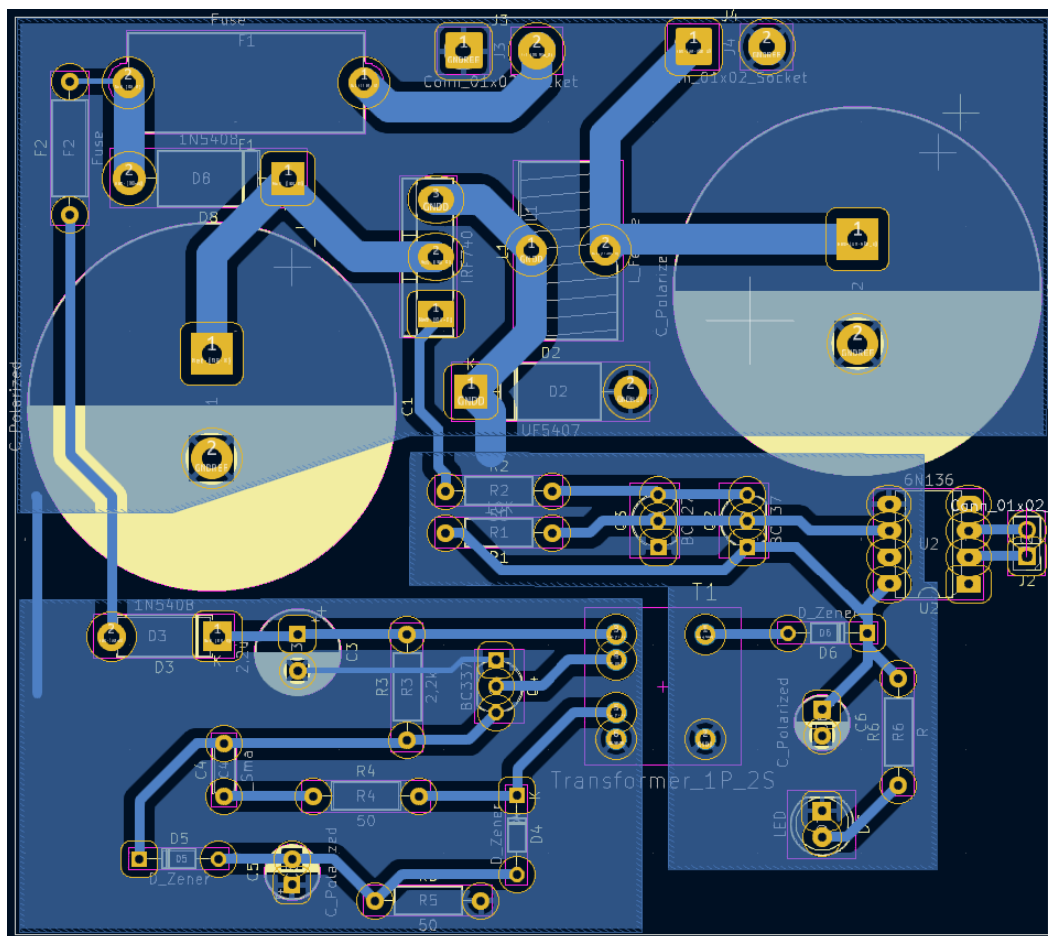


Fonte: O autor (2025).

A desenvolvimento do *layout* da PCB envolveu a definição das dimensões da placa, posicionamento dos componentes, e rota das trilhas condutoras. O *layout* foi otimizado considerando aspectos críticos como minimização de interferências eletromagnéticas através da separação física entre circuitos analógicos e digitais, gerenciamento térmico com áreas de cobre adequadas para dissipação de calor dos componentes de potência e facilidade de montagem com espaçamento adequado entre componentes.

O *design* da PCB para aplicações de eletrônica de potência requer atenção na definição da largura das trilhas condutoras. A largura das trilhas foi calculada com base nas diretrizes estabelecidas pela norma IPC-2221, que leva em consideração a corrente máxima que cada trilha deve suportar, largura mínima baseada na corrente e no aumento de temperatura aceitável (IPC, 2012). Para as trilhas que conduzem até 3 A, foram utilizadas trilhas com largura de 3 mm e para as trilhas de baixa potência foi definido uma largura de 1 mm por conta da resolução máxima para impressão. A Figura 8 mostra o *layout* do circuito desenvolvido no *software* Kicad, onde podem ser observadas em detalhe.

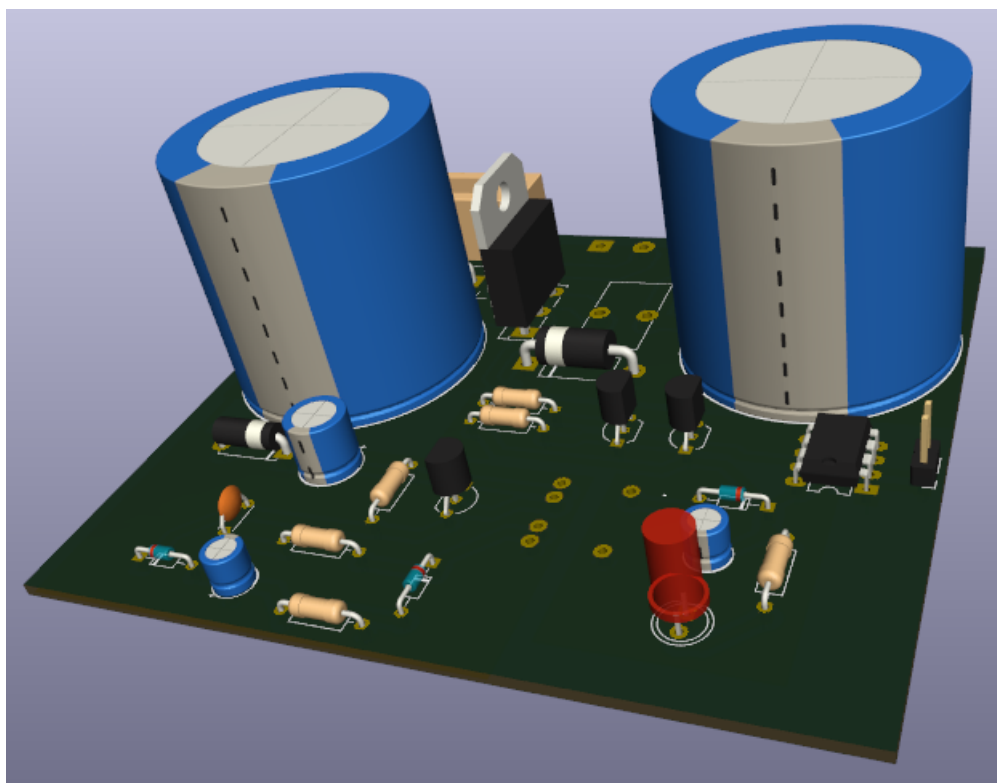
Figura 8 – Layout da PCB Kicad.



Fonte: O autor (2025).

Na Figura 9 temos o modelo 3D da PCB, onde é possível observar a acomodação e distribuição dos componentes, assim tornando menos suscetível a erros após a confecção da PCB.

Figura 9 – Modelo 3D da PCB.



Fonte: O autor (2025).

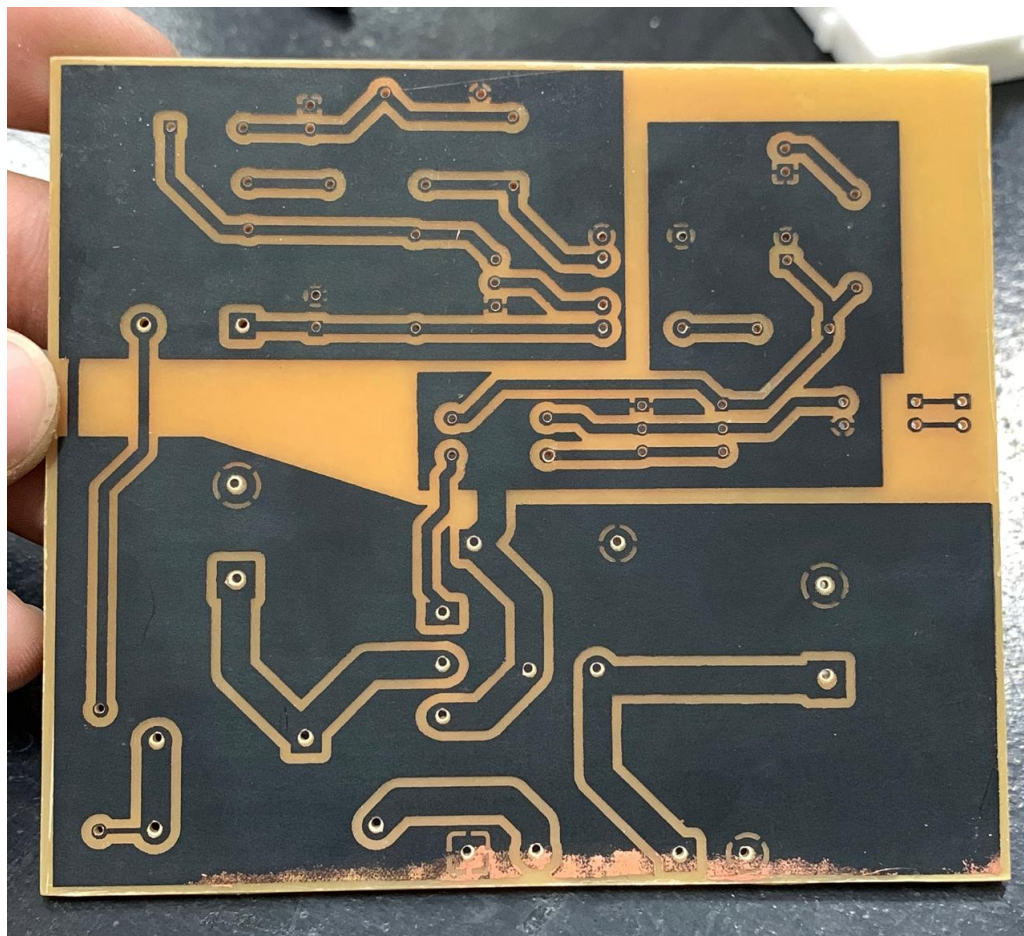
3.1.7 Fabricação da PCB

A fabricação da placa foi realizada de forma artesanal, utilizando técnica de transferência térmica do *layout* para uma placa de fenolite de face simples. O processo iniciou-se com a preparação da placa de fenolite, material escolhido por sua disponibilidade e custo reduzido. A superfície de cobre foi polida utilizando uma lixa de grão fino e limpa com álcool isopropílico para remover oxidações e imperfeições.

A transferência do *layout* da PCB para a placa física foi realizada através do método de papel fotográfico, onde o *layout* impresso em papel fotográfico é transferido para a placa de fenolite através de calor e pressão. Este método, embora artesanal, permite obter resolução adequada para trilhas de largura mínima de 0,5 mm, suficiente para os requisitos do projeto. O processo de transferência foi realizado utilizando ferro de passar doméstico, aplicando pressão uniforme por aproximadamente 10 minutos.

A corrosão do cobre foi realizada utilizando solução de percloroato de ferro, mantida em temperatura ambiente. O processo de corrosão remove seletivamente o cobre não protegido pelo *layout* transferido, deixando apenas as trilhas condutoras desejadas. O tempo de corrosão foi monitorado visualmente, sendo interrompido quando todas as áreas não desejadas de cobre foram completamente removidas. A Figura 10 mostra o *layout* do circuito na placa de fenolite após a corrosão.

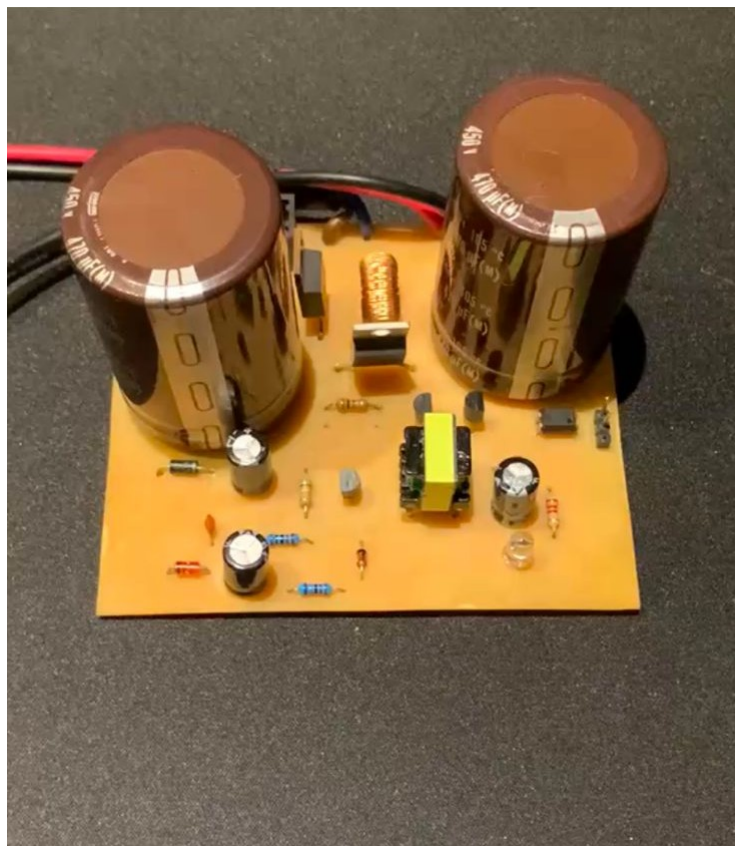
Figura 10 – *Layout* da PCB após corrosão.



Fonte: O autor (2025).

Após a corrosão, a placa foi submetida a processos de acabamento para garantir a qualidade das conexões e facilitar a soldagem dos componentes. A furação dos pontos de montagem dos componentes foi realizada utilizando furadeira de bancada com brocas de diâmetros apropriados para cada tipo de componente, em seguida foi realizada a montagem e soldagem dos componentes. Na Figura 11, pode-se observar a disposição dos componentes já soldados na placa.

Figura 11 – PCB com os componentes soldados.



Fonte: O autor (2025).

Ao término da montagem, testes funcionais preliminares foram realizados aplicando tensões de alimentação reduzidas e verificando o comportamento dos circuitos através de osciloscópio. Estes testes permitiram a validação da montagem antes da integração com o sistema completo da incubadora. Com essa metodologia, o desenvolvimento do *hardware* alcançou um circuito eletrônico robusto, testado e coerente com as necessidades do controle térmico da incubadora neonatal, fornecendo uma base segura para as etapas seguintes de integração e controle.

3.2 Desenvolvimento do *Firmware*

O desenvolvimento do *firmware* teve como objetivo implementar a lógica de controle responsável pela regulação da temperatura interna da incubadora neonatal, integrando aquisição de dados, execução do algoritmo de controle e acionamento do sistema de potência. O código foi desenvolvido na plataforma Arduino IDE, escolhido devido à sua robustez, disponibilidade de recursos internos e facilidade de integração com dispositivos externos, conforme discutido na seção anterior. O *firmware* foi implementado no Arduino Mega 2560, selecionado devido aos seus recursos internos e à compatibilidade com as demandas do projeto, como a integração com os demais

sistemas de atuação e monitoramento da incubadora (umidade e ventilação), que exigem um maior número de portas de conexão e maior capacidade de processamento.

O código completo desenvolvido para o microcontrolador, responsável pela implementação das rotinas de sensoriamento, controle e acionamento PWM, é apresentado no Apêndice A.1. No corpo do texto, descrevem-se apenas os blocos funcionais relevantes para a metodologia e análise dos resultados.

3.2.1 Estrutura do *Firmware*

O *firmware* foi estruturado em módulos funcionais que incluem: inicialização dos periféricos, leitura do sensor de temperatura, cálculo do controlador PI, aplicação do sinal de controle por PWM e exibição de informações na interface. Essa modularização permitiu maior clareza do código e facilitou a depuração a cada etapa do desenvolvimento. A Figura 12 apresenta um diagrama da estrutura funcional do *firmware*.

A leitura da temperatura é realizada utilizando o sensor digital AHT21, conectado ao microcontrolador por meio do barramento I²C. Em cada leitura é verificado e validado, caso seja detectado um valor inválido, o sistema aciona imediatamente um mecanismo de segurança (*fail-safe*), desligando o PWM e exibindo no *display* uma mensagem de erro. Essa abordagem garante que falhas no sensoriamento não resultem em aquecimento indevido, preservando a segurança do sistema.

O controle de temperatura foi implementado por meio de um controlador PI em sua forma discreta e posicional. O tempo de amostragem foi definido em 1 segundo, valor compatível com a dinâmica térmica da incubadora, caracterizada por alta inércia e variações lentas. A cada ciclo, o erro é calculado como a diferença entre o *setpoint* estabelecido (41 °C) e o valor medido pelo sensor. O termo integral é computado por meio do método de Euler direto, acumulando a área sob o erro ao longo do tempo. O controlador PI discreto foi implementado segundo as equações:

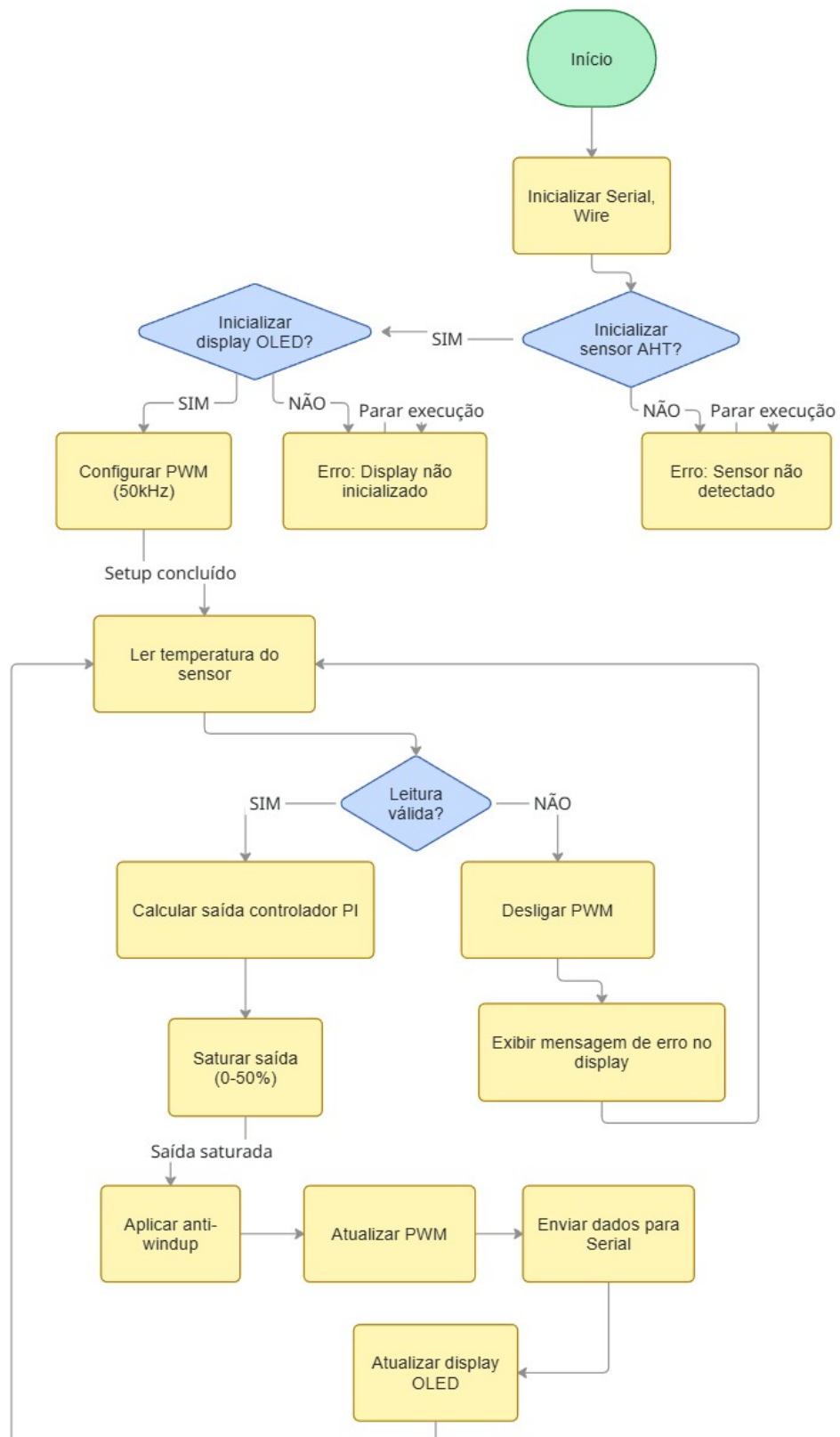
$$e[k] = r[k] - y[k] \quad (7)$$

$$I[k] = I[k - 1] + e[k]T_s \quad (8)$$

$$u[k] = K_p \cdot e[k] + K_i \cdot I[k] \quad (9)$$

Em que $e[k]$ é o erro da temperatura no instante k , T_s é o tempo de amostragem, $I[k]$ é o termo integral acumulado e K_p e K_i são os ganhos proporcional e integral.

Figura 12 – Fluxograma da estrutura funcional do *firmware*.



Para evitar o fenômeno de integral *wind-up*, o *firmware* adota uma técnica de *anti-windup* baseada na limitação do termo integral sempre que a saída do controlador atinge os limites de operação. Como medida de segurança térmica, a potência aplicada ao elemento aquecedor foi limitada a 50%, restringindo o valor do PWM ao intervalo de 0 a 50%. Quando o controlador atinge essas fronteiras, o termo integral deixa de acumular erro na direção que acentuaria a saturação. Essa estratégia contribui para melhorar o tempo de acomodação e prevenir oscilações térmicas indesejadas.

A aplicação do sinal de controle é realizada por meio de modulação PWM gerada pelo Timer1 de 16 bits do ATmega2560. O temporizador foi configurado com frequência de 50 kHz, compatível com os requisitos de chaveamento do conversor *Buck*. O registrador OCR1A é atualizado a cada iteração do controlador, convertendo o valor percentual da ação de controle em um *duty cycle* proporcional. Essa abordagem garante comutação eficiente, reduz perdas de potência e melhora a qualidade da energia entregue ao aquecedor.

Além do controle, o *firmware* implementa uma interface de monitoramento utilizando um *display* OLED de 128×64 pixels. Os valores de temperatura, *setpoint*, erro e *duty cycle* são atualizados em tempo real, permitindo acompanhar o comportamento do sistema durante ensaios e calibração. Em caso de falha na leitura do sensor, o *display* exibe uma mensagem informativa, reforçando o mecanismo de segurança do *firmware*.

Por fim, o código inclui saídas via interface serial, registrando em tempo real as leituras de temperatura e o valor do PWM aplicado. Tais informações foram utilizadas na etapa de testes para validação experimental do controlador e ajuste fino dos ganhos proporcional e integral.

A implementação do *firmware*, portanto, integra de maneira eficiente sensoria-mento, controle e acionamento, assegurando precisão na regulação térmica e alinhamento às exigências de segurança e confiabilidade necessárias ao funcionamento de uma incubadora neonatal.

3.3 Procedimentos de Teste e Validação Experimental

Os procedimentos de teste e validação experimental tiveram como objetivo verificar o correto funcionamento do sistema de controle de temperatura em suas diferentes etapas de integração, desde a validação individual dos circuitos até os ensaios finais realizados na incubadora neonatal. A metodologia adotada seguiu uma abordagem progressiva, permitindo a identificação de falhas em níveis iniciais e reduzindo riscos durante os testes com o sistema completo.

Os testes iniciais foram conduzidos com foco exclusivo na validação do estágio de acionamento e da geração do sinal PWM. Nessa etapa, a placa de acionamento foi integrada ao microcontrolador Arduino, sendo utilizado um potenciômetro como

dispositivo de entrada para variação manual do *duty cycle*. Foi desenvolvido um código específico para gerar um sinal PWM com frequência fixa de 50 kHz, no qual o *duty cycle* podia ser ajustado continuamente entre 0% e 100% por meio da leitura do potenciômetro. A alimentação do circuito foi realizada com o auxílio de um variac, possibilitando o ajuste gradual da tensão de entrada, enquanto um osciloscópio foi utilizado para monitorar o comportamento do sinal PWM e o funcionamento do estágio de acionamento. Essa etapa permitiu verificar a correta comutação do MOSFET, a integridade do sinal de *gate* e a resposta do circuito frente à variação do *duty cycle*, validando o funcionamento básico do sistema de potência antes da integração com os demais componentes.

Após a validação inicial do acionamento, seguiu para a integração dos principais módulos do sistema para testes em conjunto. Nesta fase, foram conectados a placa de acionamento, o microcontrolador Arduino, o sensor de temperatura e o *display* OLED, formando o sistema de controle embarcado completo. A alimentação do circuito continuou sendo realizada por meio de um variac, permitindo o controle seguro da tensão aplicada.

Para as medições, foram utilizados um multímetro e um osciloscópio, possibilitando a verificação simultânea de grandezas contínuas e sinais de chaveamento. Como carga, foi utilizado um banco de resistores de potência com resistência equivalente de 750Ω , fixado a um dissipador de alumínio para garantir a dissipação térmica adequada. Nesse ensaio, foi aplicada à carga uma tensão de 110 V, com *duty cycle* ajustado em 50%, permitindo avaliar o comportamento do conversor *Buck* sob carga resistiva conhecida e estável.

Na etapa seguinte, o banco de resistores foi substituído pela resistência blindada, responsável pelo aquecimento. Para esse ensaio, a resistência foi fixada no interior de uma caixa de madeira, utilizada como estrutura de suporte. Um pequeno buraco foi feito na caixa para posicionar o sensor de temperatura logo acima da resistência, para um monitoramento direto da elevação térmica provocada pelo sistema de aquecimento. Essa configuração permitiu avaliar a resposta térmica e a variação de temperatura medida pelo sensor.

Os testes finais foram realizados em uma incubadora neonatal da fabricante FANEM, modelo 1186C. O equipamento foi doado ao câmpus pelas empresas Squadra Manutenções de Equipamentos Hospitalares e Unimed Litoral, apoiadoras do projeto, com o objetivo de possibilitar a validação do sistema em um ambiente próximo ao real. O suporte contendo a resistência de aquecimento foi posicionado no centro da incubadora, buscando uma distribuição térmica mais uniforme, conforme Figura 13. Durante os ensaios, a temperatura ambiente da sala foi mantida em aproximadamente 24°C , de modo a reduzir a influência de variações externas. Cada ensaio teve duração de 30 minutos, tempo considerado suficiente para observar a dinâmica térmica do

sistema e a estabilização da temperatura interna.

Figura 13 – Posicionamento do sistema de aquecimento.



Fonte: O autor (2025).

A sintonia dos ganhos do controlador PI foi realizada de forma empírica, método amplamente utilizado em sistemas térmicos devido à sua dinâmica lenta e às incertezas associadas às trocas de calor.

Os testes foram iniciados com ganho proporcional $K_p=2$ e ganho integral $K_i=0,01$. O ajuste dos ganhos priorizou uma resposta rápida, com *overshoot* reduzido, característica desejável para essa aplicação, nas quais variações excessivas de temperatura podem comprometer a segurança do recém-nascido.

Inicialmente, o ganho proporcional foi ajustado para garantir rapidez na resposta sem introduzir oscilações significativas. Em seguida, o termo integral foi introduzido de forma gradual, com o objetivo de eliminar o erro em regime permanente. Dessa forma, os ganhos finais foram definidos buscando estabilidade, tempo de resposta e precisão térmica.

Os procedimentos descritos permitiram validar o funcionamento do sistema em diferentes níveis de integração, assegurando que o controle de temperatura operasse de forma estável, segura e coerente com os requisitos definidos.

4 ANÁLISE E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Este capítulo apresenta a análise detalhada dos resultados obtidos ao longo do desenvolvimento do sistema de controle de temperatura para incubadora neonatal. A avaliação foi conduzida de forma progressiva, contemplando inicialmente os resultados das simulações dos circuitos eletrônicos, em seguida os testes experimentais do estágio de potência e, por fim, os ensaios térmicos em malha fechada com o controlador PI implementado no microcontrolador.

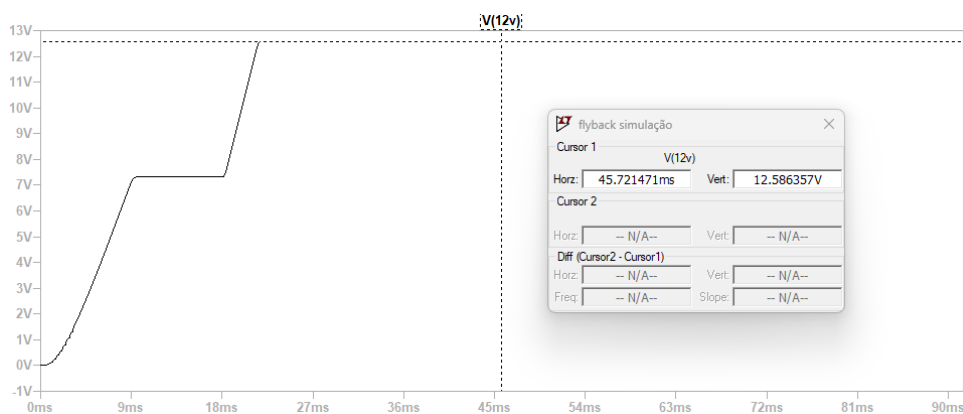
A abordagem adotada permite verificar a coerência entre o comportamento teórico previsto, os resultados experimentais do *hardware* e o desempenho dinâmico do sistema térmico completo. Dessa forma, torna-se possível avaliar a eficácia da arquitetura proposta, a adequação da sintonia do controlador e a conformidade do sistema com os requisitos técnicos.

4.1 Resultados de Simulação dos Circuitos

Os resultados de simulação tiveram como objetivo validar o comportamento teórico dos circuitos desenvolvidos, servindo como etapa preliminar à implementação prática. As simulações permitiram verificar a coerência do projeto, avaliar o atendimento às especificações e antecipar possíveis limitações decorrentes da modelagem adotada.

Inicialmente, foi realizada a simulação do conversor *flyback* isolado, com o intuito de avaliar sua capacidade de fornecer a tensão auxiliar necessária para o correto funcionamento do circuito de controle. Conforme ilustrado na Figura 14, a tensão de saída apresentou valor médio de aproximadamente 12,58 V e tempo de acomodação próximo a 22 ms, compatível com os requisitos para a alimentação dos circuitos de comando, confirmando que o estágio auxiliar atende às especificações de projeto.

Figura 14 – Resultado da simulação do conversor *flyback*.

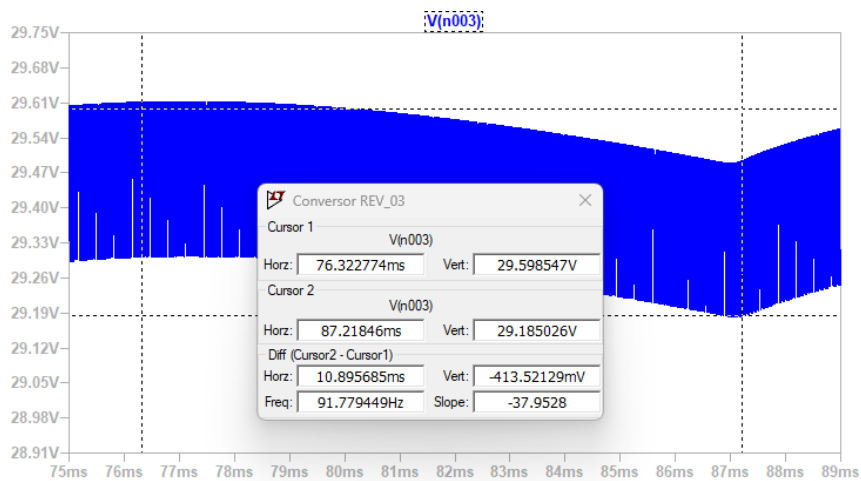


Fonte: O autor (2025).

Na sequência, foi realizada a simulação do sistema completo, analisando-se o comportamento da tensão de saída em função do *duty cycle* do sinal PWM aplicado ao conversor *Buck*. Os resultados evidenciaram a relação direta entre o *duty cycle* e a tensão média entregue à carga, comportamento esperado conforme a modelagem teórica do conversor.

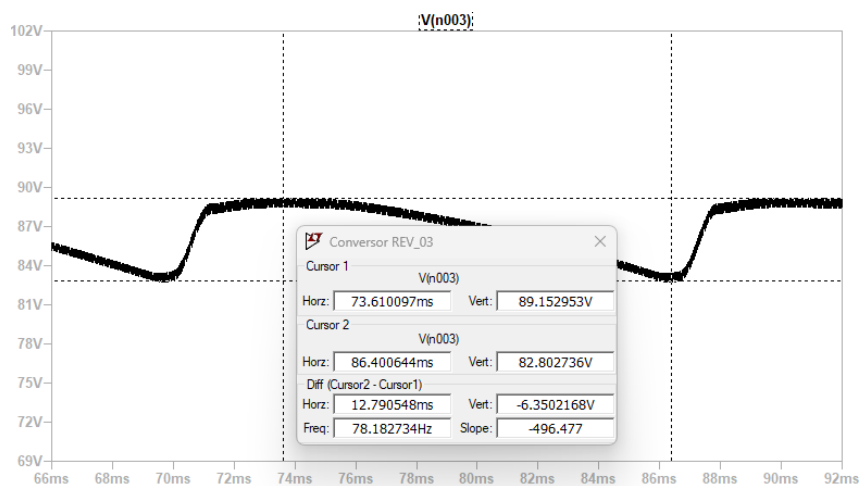
Para um *duty cycle* de 15%, obteve-se uma tensão média de aproximadamente 29,39 V, com *ripple* em torno de 413,52 mV, conforme apresentado na Figura 15. Ao elevar o *duty cycle* para 50%, a tensão média atingiu aproximadamente 85,96 V, acompanhada de um *ripple* de 6,39 V, como mostrado na Figura 16. Já para um *duty cycle* de 75%, a tensão média observada foi de aproximadamente 120,02 V, com *ripple* de 27,59 V, conforme ilustrado na Figura 17.

Figura 15 – Tensão de saída simulada para *duty cycle* de 15%.



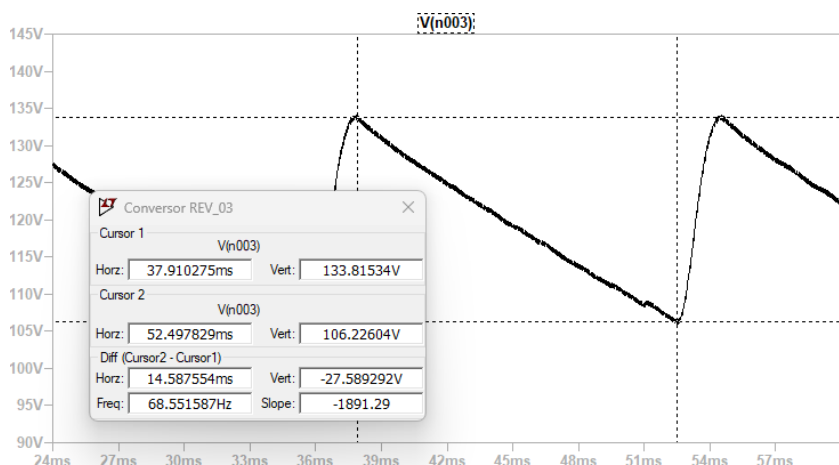
Fonte: O autor (2025).

Figura 16 – Tensão de saída simulada para *duty cycle* de 50%.



Fonte: O autor (2025).

Figura 17 – Tensão de saída simulada para *duty cycle* de 75%.



Fonte: O autor (2025).

Os resultados de simulação indicam que o circuito de potência responde de forma previsível à variação do *duty cycle*, apresentando comportamento coerente com a teoria. O aumento do *ripple* para valores elevados de *duty cycle* está associado às características dinâmicas do circuito e às limitações dos elementos passivos utilizados, sendo considerado aceitável para a aplicação proposta, uma vez que o sistema de aquecimento possui elevada inércia térmica e não é sensível a variações instantâneas de tensão.

Dessa forma, as simulações confirmaram a adequação do circuito de potência para a aplicação em controle térmico, contribuindo para a etapa seguinte de validação experimental do *hardware*.

4.2 Resultados dos Testes Experimentais do Circuito

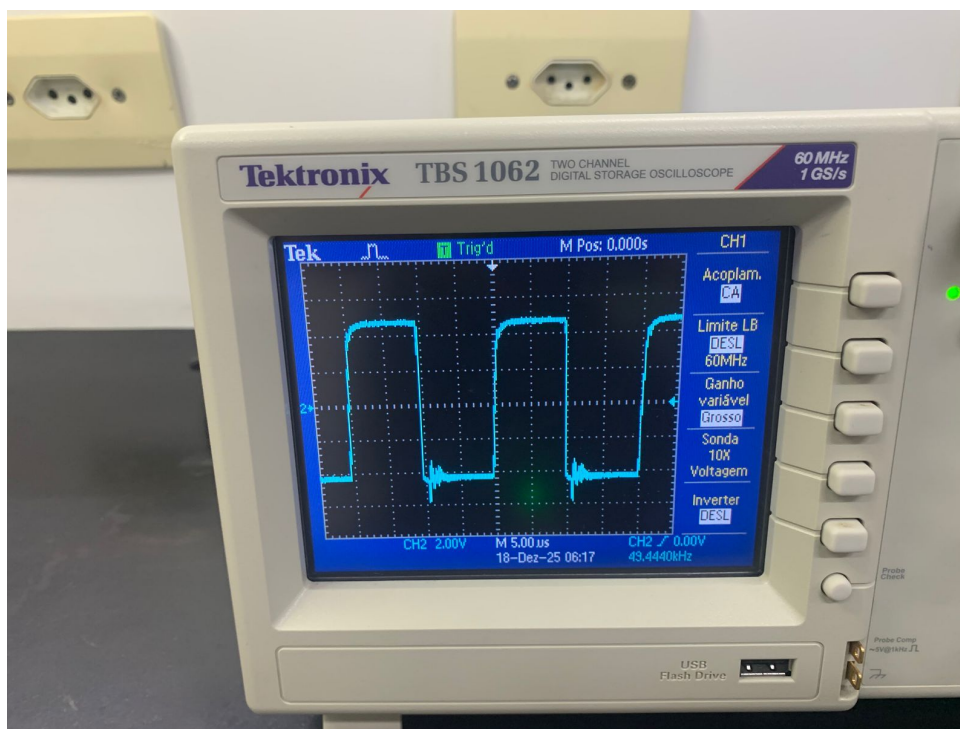
Após a validação teórica por meio das simulações, foram realizados testes experimentais com o objetivo de verificar o funcionamento prático do circuito desenvolvido e sua coerência em relação aos resultados simulados. Esses testes foram conduzidos de forma progressiva, iniciando pela validação do estágio de acionamento e avançando até a operação com carga.

Na etapa inicial, o sistema foi testado integrando a placa de acionamento ao microcontrolador Arduino, utilizando um potenciômetro para ajuste manual do *duty cycle* do sinal PWM. Foi desenvolvido um código específico para gerar um sinal PWM com frequência fixa de 50 kHz, permitindo a variação contínua do *duty cycle* entre 0% e 100%. A alimentação do circuito foi realizada por meio de um variac, possibilitando o ajuste seguro da tensão de entrada.

O sinal de chaveamento foi monitorado com o auxílio de um osciloscópio, permitindo verificar a integridade do PWM, a correta comutação do MOSFET e o

comportamento do sistema durante a variação do *duty cycle*. A Figura 18 apresenta o sinal PWM, no qual é possível observar uma frequência de 49,44 kHz, muito próxima de 50 kHz, uma tensão de aproximadamente 10 V e a conservação do formato de onda quadrada, confirmando o funcionamento adequado do estágio de acionamento.

Figura 18 – Sinal PWM observado no osciloscópio durante os testes iniciais.



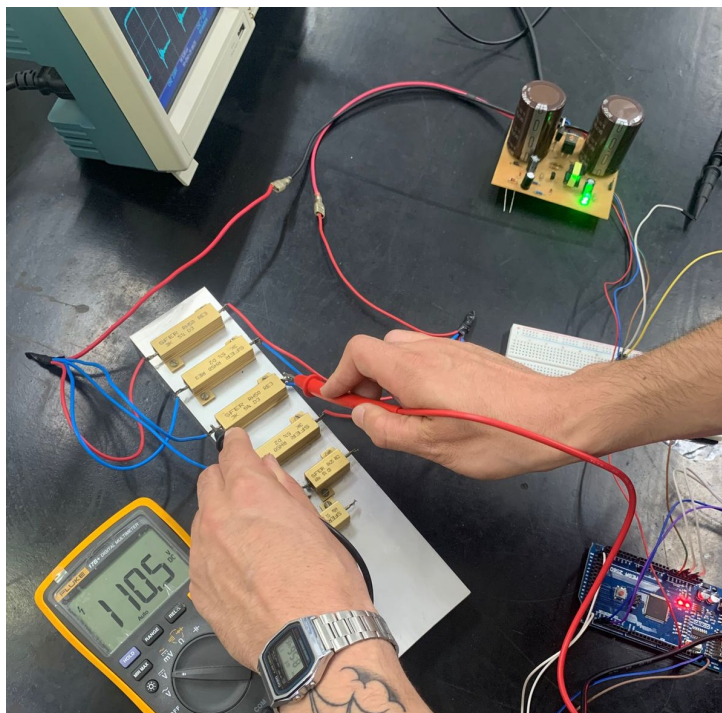
Fonte: O autor (2025).

Em seguida, foram realizados testes com carga resistiva, utilizando-se um banco de resistores de potência com resistência equivalente de aproximadamente 750Ω , montado sobre um dissipador de alumínio para garantir a dissipação térmica. Nessa configuração, o circuito foi alimentado com tensão de 127 V RMS, correspondente a uma tensão de pico de aproximadamente 179 V, e o *duty cycle* do sinal PWM foi fixado em 50%.

As medições foram realizadas com auxílio de multímetro e osciloscópio, conforme ilustrado na Figura 19. Considerando um conversor *Buck* ideal, seria esperado que a tensão média aplicada à carga fosse da ordem de 89,5 V. Entretanto, o valor experimental observado foi aproximadamente 110 V, indicando uma discrepância em relação ao valor teórico previsto.

Essa diferença está atribuída a fatores não idealizados no modelo teórico, como perdas nos semicondutores, tolerâncias dos componentes passivos, queda de tensão nos dispositivos de comutação e efeitos parasitas do circuito real. Apesar da diferença quantitativa, os testes experimentais evidenciaram que o circuito de potência opera de forma estável, segura e coerente com o projeto, respondendo adequadamente às

Figura 19 – Testes com carga resistiva.



Fonte: O autor (2025).

variações do *duty cycle* e fornecendo níveis de tensão compatíveis com a aplicação proposta.

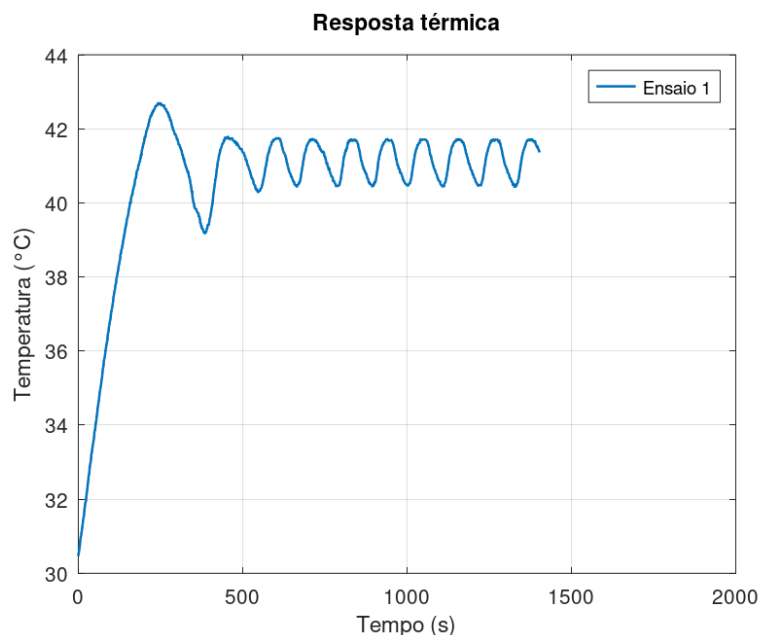
4.3 Resultados da Resposta Térmica do Sistema

Após a validação dos circuitos eletrônicos por meio de simulações e testes experimentais, foram realizados ensaios térmicos em malha fechada com o objetivo de avaliar o desempenho do controlador PI aplicado ao sistema de aquecimento. Todos os ensaios foram conduzidos sob condições semelhantes, utilizando-se um degrau de *setpoint* de 41 °C, de modo a permitir a comparação direta entre diferentes ajustes dos ganhos do controlador.

A temperatura do sistema foi monitorada continuamente ao longo do tempo, e os dados adquiridos foram utilizados para análise do comportamento dinâmico, incluindo *overshoot*, estabilidade e oscilações em regime permanente.

A Figura 20 apresenta a resposta térmica do sistema no primeiro ensaio experimental. Observa-se uma elevação rápida da temperatura durante a fase inicial, chegando ao seu valor máximo em aproximadamente 250 s, indicando aplicação de potência elevada ao atuador e operação próxima à saturação do sinal PWM.

Figura 20 – Resposta térmica do sistema no primeiro ensaio experimental.

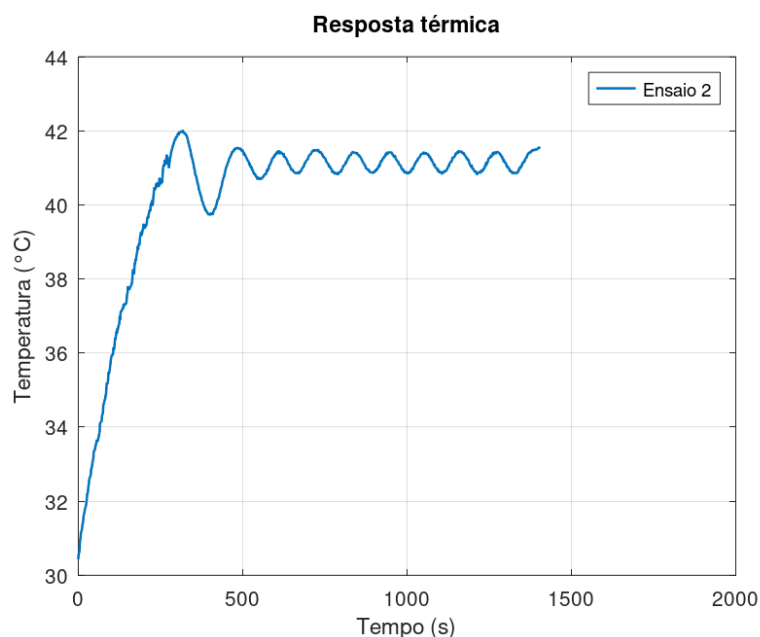


Fonte: O autor (2025).

Durante o regime transitório, a temperatura ultrapassou o valor de referência, atingindo aproximadamente 42,71 °C, caracterizando um *overshoot* significativo de 1,71 °C. Esse comportamento pode ser atribuído a elevada inércia térmica do sistema e ao acúmulo do termo integral. Após o pico, o sistema apresentou oscilações persistentes em torno do *setpoint*, com amplitude relativamente elevada de $\pm 0,6$ °C. Embora o sistema tenha permanecido estável, o comportamento indica necessidade de ajustes nos ganhos do controlador para reduzir o *overshoot* e as oscilações.

A Figura 21 apresenta a resposta térmica do sistema no segundo ensaio experimental, realizado após ajuste dos ganhos do controlador.

Figura 21 – Resposta térmica do sistema no segundo ensaio experimental.

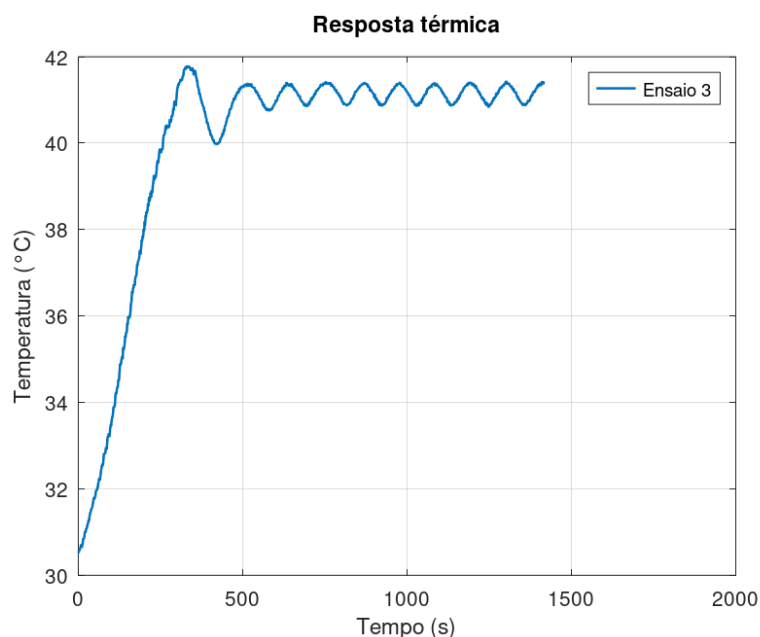


Fonte: O autor (2025).

Comparando ao primeiro ensaio, observa-se redução do *overshoot* inicial, com temperatura máxima próxima de 42,0 °C. Essa melhoria está associada à redução do tempo de permanência do erro com valores positivos durante o regime transitório, o que limitou o acúmulo do termo integral na fase inicial de aquecimento. Em regime permanente, o sistema apresentou oscilações de menor amplitude em torno do *setpoint*, mantendo a temperatura média próxima ao valor de referência. O comportamento observado indica um sistema estável e com desempenho superior ao do primeiro ensaio.

A Figura 22 apresenta a resposta térmica do sistema no terceiro ensaio experimental, realizado após nova sintonia dos parâmetros do controlador.

Figura 22 – Resposta térmica do sistema no terceiro ensaio experimental.

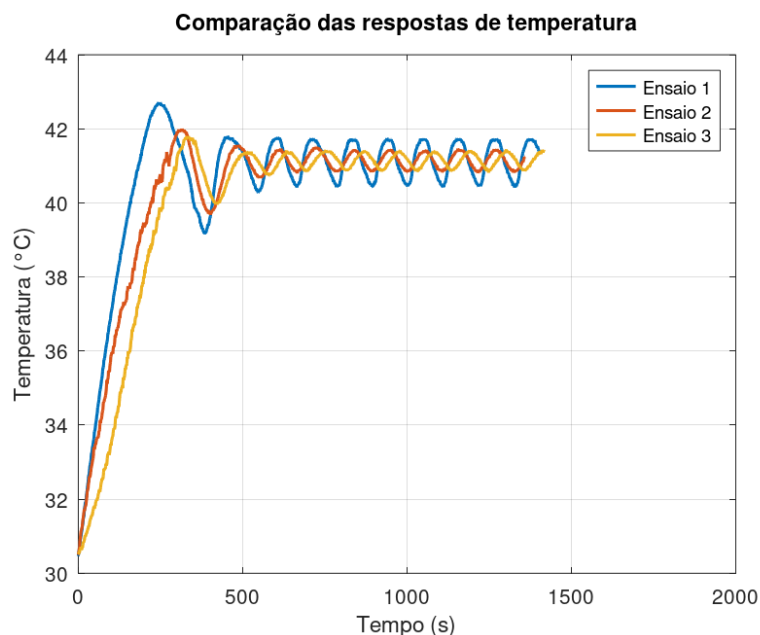


Fonte: O autor (2025).

Neste ensaio, o *overshoot* foi reduzido, com temperatura máxima de aproximadamente 41,8 °C. Após o regime transitório, o sistema apresentou oscilações de menor amplitude em torno do *setpoint*, indicando aumento do amortecimento e melhor coordenação entre as ações proporcional e integral. A temperatura média manteve-se próxima ao valor de referência, evidenciando a eficácia do termo integral na eliminação do erro estacionário.

Os resultados obtidos demonstram que a sintonia progressiva dos ganhos do controlador PI contribuiu significativamente para a melhoria do desempenho do sistema térmico, reduzindo o *overshoot* e as oscilações sem comprometer a estabilidade da malha de controle, podendo ser observado na Figura 23.

Figura 23 – Comparação dos resultados de resposta térmica.



A Tabela 3 apresenta os principais parâmetros extraídos das respostas térmicas obtidas nos três ensaios realizados, permitindo uma comparação objetiva do desempenho do controlador PI para diferentes ajustes dos ganhos.

Tabela 3 – Comparação dos parâmetros da resposta térmica para os ensaios realizados.

Ensaio	overshoot (°C)	overshoot (%)	Oscilação (± °C)
1	1,7	4,1	±0,6
2	1,0	2,4	±0,4
3	0,8	2,0	±0,3

Fonte: O Autor (2025)

A comparação entre os ensaios evidenciou a influência da sintonia dos ganhos proporcional e integral sobre o comportamento dinâmico do sistema, conforme apresentado na Tabela 3. No primeiro ensaio, observou-se *overshoot* de 1,7 °C, correspondente a 4,1% do valor de referência, além de oscilações em regime permanente com amplitude aproximada de ±0,6 °C. No segundo ensaio, o aumento do ganho proporcional resultou na redução do *overshoot* para 1,0 °C (2,4%), representando uma diminuição de aproximadamente 41% em relação ao primeiro ensaio, além da redução da amplitude das oscilações para ±0,4 °C.

No terceiro ensaio, novos ajustes permitiram reduzir ainda mais o *overshoot* para 0,8 °C (2,0%), o que representa uma redução total de aproximadamente 53% quando comparado ao primeiro ensaio. As oscilações em regime permanente também

foram reduzidas para $\pm 0,3$ °C, indicando melhoria progressiva do amortecimento do sistema e maior precisão térmica em torno do setpoint.

Apesar das melhorias observadas, verificou-se a presença de oscilações persistentes em torno do *setpoint* em todos os ensaios, ainda que com amplitudes progressivamente menores. Esse comportamento é característico de sistemas térmicos, especialmente em processos com elevada inércia térmica e atraso de resposta. A ausência de ação derivativa limita o amortecimento do sistema, resultando em oscilações suaves e não divergentes (Costa, 2009).

Do ponto de vista da aplicação em incubadoras neonatais, os resultados obtidos no terceiro ensaio mostram-se compatíveis com os requisitos de estabilidade e segurança térmica, com oscilações de $\pm 0,3$ °C estando abaixo do limite de $\pm 0,5$ °C especificado pela norma, uma vez que o *overshoot* foi reduzido e as oscilações apresentaram amplitude limitada. Embora a estabilização perfeita da temperatura não tenha sido alcançada, o comportamento observado mantém a temperatura dentro de uma faixa aceitável para a aplicação proposta, abaixo de $\pm 0,5$ °C.

Os resultados indicam que o desempenho do sistema pode ser aprimorado por meio de estratégias adicionais de controle, como a introdução de uma rampa de *setpoint*, o refinamento da estratégia de *anti-windup* ou a inclusão de um termo derivativo devidamente filtrado.

A análise conjunta dos resultados de simulação, dos testes experimentais do circuito e dos ensaios térmicos em malha fechada permite uma avaliação abrangente do desempenho do sistema desenvolvido. A metodologia adotada, baseada na validação progressiva das etapas do projeto, possibilitou identificar a contribuição de cada subsistema para o comportamento final observado. Os resultados de simulação do circuito de potência indicaram um comportamento coerente com a modelagem teórica, evidenciando a relação direta entre o *duty cycle* do sinal PWM e a tensão média aplicada à carga.

Os testes experimentais do circuito reforçaram os resultados obtidos em simulação, demonstrando que o sistema real responde de forma previsível as variações do *duty cycle* e opera de maneira estável sob carga resistiva. As diferenças observadas entre os valores teóricos e experimentais podem ser atribuídas principalmente a não idealização dos componentes inerentes à implementação prática.

5 CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente trabalho tem como objetivo o desenvolvimento e a validação de um sistema de controle térmico aplicado a uma Incubadora Neonatal, utilizando um controlador PI microcontrolado e um circuito de potência dedicado ao acionamento da resistência de aquecimento. Ao longo do desenvolvimento, integrou-se conceitos de eletrônica de potência, sistemas de controle e instrumentação, de forma a obter um sistema funcional, seguro e coerente com os requisitos da aplicação proposta.

Inicialmente, foram realizadas simulações dos circuitos eletrônicos com o intuito de validar o comportamento teórico do conversor de potência e sua resposta à variação do *duty cycle* do sinal PWM. Os resultados obtidos nessa etapa demonstraram coerência com os fundamentos teóricos, evidenciando a viabilidade do circuito para aplicação no controle de potência do sistema de aquecimento. Posteriormente, os testes experimentais confirmaram o correto funcionamento do *hardware* desenvolvido, demonstrando estabilidade elétrica, ausência de falhas de comutação e comportamento compatível com os valores esperados, ainda que diferenças entre os valores teóricos e práticos tenham sido observadas em função de perdas e efeitos não modelados.

Na etapa seguinte, foram realizados ensaios térmicos em malha fechada, nos quais foi possível avaliar o desempenho do controlador PI aplicado ao sistema real. A análise dos três ensaios evidenciou a forte influência da sintonia dos ganhos proporcional e integral sobre a resposta térmica do sistema. Observou-se que ajustes inadequados resultaram em *overshoot* elevado e oscilações persistentes, enquanto ajustes mais adequados permitiram reduzir significativamente esses efeitos, resultando em uma resposta mais estável e previsível.

O terceiro ensaio apresentou o melhor desempenho global, conciliando rapidez de resposta, redução do *overshoot* e estabilidade em regime permanente. Embora pequenas oscilações ainda tenham sido observadas, seu comportamento manteve-se dentro de limites aceitáveis para a aplicação proposta com base na norma NBR IEC 601-2-19/2023, demonstrando que o sistema é capaz de manter a temperatura próxima ao valor de referência de forma segura. Esse resultado reforça a eficácia do controlador PI quando corretamente ajustado, mesmo diante das limitações inerentes a sistemas térmicos com elevada inércia e atraso de resposta.

Do ponto de vista prático, o sistema desenvolvido mostrou-se funcional e robusto, atendendo aos objetivos propostos neste trabalho. A metodologia adotada, baseada na validação progressiva das etapas de simulação, implementação e testes experimentais, permitiu identificar limitações, compreender o comportamento dinâmico do sistema e realizar ajustes fundamentados nos resultados obtidos.

Entretanto, algumas limitações foram observadas. A ausência do termo deriva-

tivo no controlador limita o amortecimento do sistema, contribuindo para a presença de oscilações em regime permanente. Além disso, a influência da inércia térmica e das condições ambientais externas impactam diretamente a resposta do sistema, dificultando a obtenção de uma melhor estabilização da temperatura. Essas limitações, no entanto, não comprometem o funcionamento do sistema, mas indicam possibilidades de aprimoramento.

Cabe ressaltar que o sistema desenvolvido neste trabalho possui caráter exclusivamente experimental e acadêmico, tendo sido projetado com fins de estudo e validação técnica dos conceitos de controle térmico aplicados a incubadoras neonatais. O protótipo não foi submetido a processos formais de certificação, validação clínica ou ensaios conforme os requisitos completos de conformidade regulatória aplicáveis a dispositivos eletromédicos.

Dessa forma, o sistema não está apto para aplicação clínica ou utilização em ambientes hospitalares reais, devendo ser interpretado como uma plataforma experimental destinada à pesquisa, desenvolvimento e aprimoramento tecnológico.

5.1 Sugestões para trabalhos futuros

Como sugestões para trabalhos futuros, pode se citar os seguintes pontos:

- Implementação de um controlador PI com adoção de estratégias de *anti-windup* mais avançadas;
- Utilização de rampas de *setpoint* para suavizar o regime transitório e a inclusão de técnicas de controle preditivo;
- Implementação de sensores redundantes, bem como a expansão do sensoria-mento para múltiplos pontos no interior da incubadora;
- Integração de sistemas de monitoramento remoto possibilitaria o acompanha-mento em tempo real das variáveis térmicas e do estado do sistema;
- Realização de testes em condições ambientais variadas poderiam contribuir para uma avaliação ainda mais completa do desempenho do sistema.

REFERÊNCIAS

ABNT. **Associação Brasileira de Normas Técnicas NBR IEC 60601-2-19, Equipamento eletromédico - Parte 2-19: Requisitos particulares para segurança básica e desempenho essencial das incubadoras para recém nascidos**. Rio de Janeiro: [s. n.], 2023.

ADAFRUIT, Industries. **Adafruit AHT10/AHT20 Temperature & Humidity Sensor Guide**. [S. l.], 2021. Acesso em: 11 ago. 2025. Disponível em: <https://www.arduino-libraries.info/libraries/adafruit-ahtx0>.

AMORIM, Gabriela Neves dos Santos Silva. **Termorregulação do recém-nascido nas primeiras horas de vida em unidade neonatal**. Maceió: [s. n.], 2019.

AOSONG ELECTRONICS CO., Ltd. **AHT21 Humidity and Temperature Sensor Datasheet**. [S. l.], 2021. Acesso em: 7 jul. 2025. Disponível em: <https://asairsensors.com/product/aht20-integrated-temperature-and-humidity-sensor/>.

BARALDI, José Lúcio. **Flybakc Isolado Auto-Oscilante**. Porto Alegre: [s. n.], 2011.

BONNET, Derick; JUSTINO, Maria; MARCHIORI, Renato; LOPES, Tiago; SILVA, Fernanda. Desenvolvimento de Sistema de Controle de Temperatura de uma Incubadora Neonatal Microcontrolada. *In: ANAIS do Seminário de Ensino, Pesquisa, Extensão e Inovação (SEPEI)*. [S. l.]: Instituto Federal de Santa Catarina, 2024. p. 1712–1716. Disponível em: <https://www.ifsc.edu.br/documents/d/sepei/anais-sepei2024-pdf>.

BRITO NETO, José de Oliveira. **Controle Multivariável de Temperatura e Umidade Aplicado em Incubadoras Neonatais**. Fortaleza: Universidade Federal do Ceará, 2010.

COSTA, Enilson José Lima. **Análise Crítica de Incubadoras Neonatais a Partir de Medições de Parâmetros dos Ambientes Interno e Externo**. João Pessoa: [s. n.], 2009.

FERMINO, Fernando. **Estudo Comparativo de Métodos de Sintonia de Controladores PID**. São Carlos: [s. n.], 2014.

HART, Daniel W. **Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos**. 1. ed. [S. l.]: AMGH Editora, 2012.

IAIONE, Vinícius F. **Sistema microprocessado de controle de temperatura para uma incubadora neonatal**. São Paulo: [s. n.], 1999.

IPC. **IPC-2221: Generic Standard on Printed Board Design**. Bannockburn, IL, 2012. Revision B.

MAKERHERO. **Controle PID com Arduino**. Acesso em: 5 dez. 2025. 2022. Disponível em: <https://www.makerhero.com/blog/controle-pid-com-arduino/?srsltid=AfmBOooBMSH8TockvtTr2lgvtS4ks8jHQ40grjihdUhlMGwjXHN3jI5G>.

MICROCHIP TECHNOLOGY, Inc. **ATmega2560 8-Bit AVR Microcontroller Datasheet**. [S. l.], 2014. Acesso em: 17 out 2025. Disponível em: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/ATmega640-1280-1281-2560-2561-Datasheet-DS40002211A.pdf>.

OGATA, Katsuhiko. **Discrete-Time Control Systems**. 2. ed. [S. l.]: Prentice Hall, 1995.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. [S. l.]: Prentice Hall, 2010.

OLIVEIRA, Rodolfo Duarte. **Sistema microcontrolado para controle de temperatura de uma incubadora neonatal**. Uberlândia: [s. n.], 2007.

PRESSMAN, Abraham I.; BILLINGS, Keith; MOREY, Taylor. **Switching Power Supply Design**. 3. ed. [S. l.]: McGraw-Hill, 2009.

Apêndices

APÊNDICE A – Código fonte do firmware para controle de temperatura da incubadora

Listing A.1 – Firmware completo para controle de temperatura da incubadora

```
#include <Wire.h>
#include <Adafruit_AHTX0.h>
#include <Adafruit_GFX.h>
#include <Adafruit_SSD1306.h>

#define SCREEN_WIDTH 128
#define SCREEN_HEIGHT 64
Adafruit_SSD1306 display(SCREEN_WIDTH, SCREEN_HEIGHT, &Wire, -1);

Adafruit_AHTX0 aht;

const unsigned long tempoamostragem = 1000;
unsigned long tempo = 0;

double setpoint = 41.0;
double entrada = 0.0;
double saida = 0.0;
double kp = 0.5, ki = 0.01;

double erro = 0.0;
double integral = 0.0;

const int pwmPin = 11;

void setupPWM() {
  pinMode(pwmPin, saida);

  TCCR1A = (1 << COM1A1) | (1 << WGM11);
  TCCR1B = (1 << WGM12) | (1 << WGM13) | (1 << CS10);
  ICR1 = 319;
  OCR1A = 0;
}

void setup() {
  Serial.begin(9600);
  Wire.begin();
```

```
if (!aht.begin()) {
  Serial.println("Erro ao detectar sensor!");
  while (1);
}

if (!display.begin(SSD1306_SWITCHCAPVCC, 0x3C)) {
  Serial.println("Erro ao inicializar display!");
  while (1);
}

display.clearDisplay();
display.setTextSize(1);
display.setTextColor(WHITE);

setupPWM();

Serial.println("Sistema iniciado.");
}

double readTemperature() {
  sensors_event_t humidity, temp;
  if (!aht.getEvent(&humidity, &temp)) {
    Serial.println("Erro na leitura do sensor!");
    return NAN; // sinaliza erro
  }
  return temp.temperature;
}

void loop() {
  if (millis() - tempo >= tempoamostragem) {
    tempo = millis();

    entrada = readTemperature();

    if (isnan(entrada)) {
      OCR1A = 0;
      displayerro("Erro sensor!");
      return;
    }
  }
}
```

```
    computePI();

    updateDisplay();
}

void computePI() {
    double dt = tempoamostragem / 1000.0;

    erro = setpoint - entrada;

    integral += erro * dt;

    saida = kp * erro + ki * integral;

    if (saida > 50) {
        saida = 50;

        if (erro > 0) integral -= erro * dt;
    } else if (saida < 0) {
        saida = 0;

        if (erro < 0) integral -= erro * dt;
    }

    OCR1A = (int)((saida / 100.0) * ICR1);

    Serial.print("Temp: ");
    Serial.print(entrada, 2);
}

void updateDisplay() {
    display.clearDisplay();
    display.setCursor(0, 0);
    display.print("Temp: ");
    display.print(entrada, 1);
}
```

```
display.print(" C");

display.setCursor(0, 16);
display.print("Setpoint: ");
display.print(setpoint, 1);
display.print(" C");

display.setCursor(0, 32);
display.print("Erro: ");
display.print(erro, 1);

display.setCursor(0, 48);
display.print("PWM: ");
display.print(saida, 1);
display.print("%");

display.display();
}

void displayerro(const char* msg) {
    display.clearDisplay();
    display.setCursor(0, 20);
    display.setTextSize(1);
    display.print("* ERRO *");
    display.setCursor(0, 36);
    display.print(msg);
    display.display();
}
```