



**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**  
**CENTRO DE TECNOLOGIA**  
**DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**  
**CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**JOÃO RODRIGO ARNAUD DA CRUZ**

**PROJETO DE UM CALORÍMETRO DE FLUXO TIPO FECHADO COM DUPLA  
CAMADA PARA MEDIÇÃO DE PERDAS DE POTÊNCIA**

**FORTALEZA**

**2026**

JOÃO RODRIGO ARNAUD DA CRUZ

PROJETO DE UM CALORÍMETRO DE FLUXO TIPO FECHADO COM DUPLA CAMADA  
PARA MEDIÇÃO DE PERDAS DE POTÊNCIA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Wilkley Bezerra  
Correia

Coorientador: Prof. Dr. Demercil de  
Souza Oliveira Júnior

FORTALEZA

2026

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação  
Universidade Federal do Ceará  
Sistema de Bibliotecas  
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

---

C962p Cruz, João Rodrigo Arnaud.  
Projeto de um calorímetro de fluxo tipo fechado com dupla camada para medição de perdas de potência /  
João Rodrigo Arnaud Cruz. – 2026.  
145 f. : il. color.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia,  
Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2026.

Orientação: Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia.

Coorientação: Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Junior.

1. Calorimetria. 2. Controle hierárquico. 3. Controlador digital. 4. Eletrônica embarcada. 5. Perdas de  
potência. I. Título.

CDD 621.3

---

JOÃO RODRIGO ARNAUD DA CRUZ

PROJETO DE UM CALORÍMETRO DE FLUXO TIPO FECHADO COM DUPLA CAMADA  
PARA MEDIÇÃO DE PERDAS DE POTÊNCIA

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao  
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do  
Centro de Tecnologia da Universidade Federal  
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do  
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 2026

BANCA EXAMINADORA

---

Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia (Orientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira  
Júnior (Coorientador)  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

---

Eng. Emanuel de Araújo Mota  
Universidade Federal do Ceará (UFC)

A Deus, pela força. À minha família, pelo apoio.  
Aos amigos, pelo companheirismo. Aos colegas  
de curso, pela parceria. Aos orientadores, pela  
confiança. Aos professores, pelo conhecimento.  
E a todos que contribuíram.

## AGRADECIMENTOS

Agradeço ao Prof. Dr. Wilkley Bezerra Correia pela orientação neste trabalho, pela confiança depositada e por não desistir de mim.

Ao Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior, pela coorientação, pela confiança e pelas oportunidades concedidas ao longo da graduação, que foram fundamentais para que eu chegasse até aqui.

Ao Prof. Dalton de Araújo Honório, pela confiança e pelas portas abertas às oportunidades que pude abraçar.

Ao mestrando em Engenharia Elétrica, Emanuel de Araújo Mota, cuja amizade surgiu de forma inesperada, mas que se tornou essencial, ajudando-me em diversos momentos, inclusive neste trabalho.

Ao Damasceno, pela parceria durante o período da pandemia.

Aos amigos, em especial Caldas, Cavalcante e Malcher, pela amizade e apoio.

Aos professores que estiveram presentes em minha graduação com destaque para Andréa da Silva Pereira, que contribuiu para este trabalho.

À minha família, que mesmo diante das dificuldades sempre me ofereceu suporte e carinho. Em especial, agradeço ao meu pai, pelo apoio grandioso; à minha mãe, pelo suporte; à minha madrastra, pelo papel fundamental ao longo dos anos; à minha madrinha e tias, e aos meus irmãos e irmãs, pelo incentivo constante e a minha vó.

Ao técnicos, em especial Eliezer, pelo conhecimento compartilhado.

Aos colegas de curso — Nascimento, Rocha, Ibiapaba, Pinheiro, Calleb, Sales, Andrade, Leite, Costa, Queiroz, Cândido, Lima, Castro, Teixeira, Wanderley, Almeida, Manoel, Rodrigues, Cabral, Paulino, Sá, Menezes, Facundo, Chaves, Silva, Pina, Fernandes, Souza, Dantas, Araújo, Garcia, Mendes, Secundino, Gomes, Lemos, Ribas, Belo, Xavier, Mota, Antonio, Melo, Farias, Carvalho, Maciel, Torres, Filho e Freitas — com quem compartilhei projetos, disciplinas e momentos marcantes. Com destaque para Ubirani, que revisou este trabalho.

Aos colegas da pós-graduação, em especial Robério e Samanta.

Aos funcionários da UFC, pelo ambiente proporcionado.

Por fim, agradeço a todos que fizeram parte da minha trajetória acadêmica, seja por breves encontros ou por presenças constantes, pois cada um contribuiu de alguma forma para que este percurso culminasse na realização deste trabalho.

“ Alguns inventam a roda, outros usam a roda,  
mas um dia, um problema.”

(O autor)

## RESUMO

A medição de perdas de potência em dispositivos de eletrônica de potência representa um desafio crítico, especialmente em ambientes dominados por harmônicos e *Electromagnetic Interference* / Interferência Eletromagnética (*EMI*), que comprometem a exatidão dos métodos elétricos convencionais de entrada-saída. Para mitigar essa limitação, este trabalho propõe o desenvolvimento de um calorímetro de fluxo tipo fechado com dupla camada, que oferece uma alternativa imune a esses distúrbios ao quantificar o calor gerado pelo *Device Under Test* / Dispositivo Sob Teste (*DUT*). O sistema utiliza um Microcontrolador da Família STM32 (*STM32*) para a execução de uma estratégia de controle hierárquico: um controlador PI digital para a rejeição de calor externa e um controle por histerese para a circulação interna. A planta térmica foi formalmente identificada como um sistema de (*First-Order Plus Dead Time* / Primeira Ordem com Tempo Morto (*FOPDT*)), permitindo a sintonização precisa dos parâmetros de controle. Os resultados experimentais, validados em baterias de testes de 25 W e 45 W, demonstraram uma estabilidade térmica de  $\pm 0,1$  °C no *gap* e uma acurácia global superior a 90% no pior cenário de carga. O projeto consolidou uma ferramenta de baixo custo para caracterização de perdas, integrando técnicas de sobreamostragem (*oversampling*) e filtragem digital para mitigar o ruído de instrumentação.

**Palavras-chave:** Calorimetria. Perdas de Potência. Eletrônica Embarcada. Controle Hierárquico. Controlador Digital. *STM32*. *DUT*.

## ABSTRACT

The measurement of power losses in power electronic devices represents a critical challenge, particularly in environments dominated by harmonics and electromagnetic interference (*EMI*), which compromise the accuracy of conventional electrical input-output methods. To mitigate this limitation, this work proposes the development of a double-jacketed, closed-flow calorimeter, which offers an alternative immune to such disturbances by quantifying the heat generated by the *DUT*. The system utilizes an *STM32* to execute a hierarchical control strategy: a digital PI controller for external heat rejection and a hysteresis control for internal circulation. The thermal plant was formally identified as a First-Order Plus Dead Time (*FOPDT*) system, allowing for precise tuning of control parameters. Experimental results, validated across test batches of 25 W and 45 W, demonstrated a thermal stability of  $\pm 0.1$  °C in the gap and an overall accuracy exceeding 90% in the worst-case load scenario. The project consolidated a low-cost tool for loss characterization, integrating oversampling techniques and digital filtering to mitigate instrumentation noise.

**Keywords:** Calorimetry. Power Losses. Embedded Electronics. Hierarchical Control. Digital Controller. *STM32*. *DUT*.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama esquemático de um calorímetro de fluxo. . . . .	30
Figura 2 – Diagrama esquemático da dupla camada. . . . .	35
Figura 3 – Arquitetura do calorímetro tipo fechado com dupla camada sob estudo. . . .	38
Figura 4 – Fluxograma: Sequência da transferência de calor e resistências térmicas . . .	42
Figura 5 – Fluxograma do balanço de energia. . . . .	50
Figura 6 – Fluxograma da implementação discreta. . . . .	52
Figura 7 – Fluxograma da lógica de simulação dinâmica do calorímetro. . . . .	54
Figura 8 – Gráfico da resposta dinâmica das temperaturas ao longo do tempo de simulação de 100 minutos. . . . .	58
Figura 9 – Gráfico do comportamento do <i>Duty Cycle</i> dos periféricos ao longo do tempo. . . .	59
Figura 10 – Gráfico da potência removida do calorímetro pelo circuito de água ( $P_{REMOVED}$ ) em comparação com a potência de entrada do <i>DUT</i> ( $P_{DUT}$ ). . . . .	60
Figura 11 – Esquema de montagem do calorímetro: câmaras. . . . .	62
Figura 12 – Esquema de montagem do calorímetro: sistema de resfriamento parte interna (radiador e ventoinha). . . . .	62
Figura 13 – Esquema de montagem do calorímetro: sistema de resfriamento parte externa (radiador, ventoinha e bomba). . . . .	62
Figura 14 – Esquema de montagem do calorímetro: radiador interno. . . . .	63
Figura 15 – Esquema de montagem do calorímetro: sensores das câmaras. . . . .	63
Figura 16 – Esquema de montagem do calorímetro: folhas de aquecimento das câmaras. . . .	64
Figura 17 – Esquema de montagem do calorímetro: sensores da água no radiador interno. . . .	65
Figura 18 – Sistema de acionamento. . . . .	68
Figura 19 – Sistema de acionamento em paralelo. . . . .	69
Figura 20 – Esquemático leitura por 2 fios. . . . .	71
Figura 21 – Esquemático leitura por 4 fios. . . . .	71
Figura 22 – Gráfico da tensão de saída em função da temperatura (resistência do sensor (TE Connectivity, 2022)) em uma topologia de divisor de tensão. . . . .	72
Figura 23 – Esquemático ponte de Wheatstone. . . . .	73
Figura 24 – Gráfico da tensão de saída em função da temperatura (resistência do sensor (TE Connectivity, 2022)) na topologia de divisor de tensão e ponte de Wheatstone. . . . .	74

Figura 25 – Esquemático Amplificador de Instrumentação. . . . .	75
Figura 26 – Esquemático Amplificador com AD620. . . . .	76
Figura 27 – Fluxograma: leitura sensor no microcontrolador. . . . .	81
Figura 28 – Fluxograma: <i>oversampling</i> no microcontrolador. . . . .	85
Figura 29 – Fluxograma: média móvel no microcontrolador. . . . .	87
Figura 30 – Fluxograma: controle On/Off (Liga/Desliga) (ON/OFF) com histerese. . . .	90
Figura 31 – Fluxograma: processo de identificação. . . . .	93
Figura 32 – Gráfico da evolução temporal das temperaturas durante o processo de identi- ficação da planta. . . . .	94
Figura 33 – Gráfico <i>Duty Cycle</i> identificação da planta. . . . .	95
Figura 34 – Fluxograma: controle hierarquizado. . . . .	99
Figura 35 – Gráfico calibração sensor. . . . .	101
Figura 36 – Curva de Calibração do Sensor de Temperatura ( <i>Platinum Resistance Thermo- meter / Termoresistor de Platina (PT100)</i> ), correlacionando a leitura digital ( <i>Analog-to-Digital Converter / Conversor Analógico-Digital (ADC)</i> em bits) com a Temperatura de Referência. . . . .	102
Figura 37 – Vazão Volumétrica ( $\dot{V}$ ) em função do Ciclo de Trabalho ( $D$ ) do <i>Pulse Width Modulation / Modulação por Largura de Pulso (PWM)</i> , com destaque para a zona morta. . . . .	105
Figura 38 – Evolução Temporal das Temperaturas: $T_{CI}$ , $T_{Gap}$ , $T_{water\_inlet}$ , $T_{water\_outlet}$ e $T_{amb}$ (25 W / 50 °C). . . . .	108
Figura 39 – Monitoramento da Potência Instantânea Dissipada pelo <i>DUT</i> (25 W / 50 °C). 109	
Figura 40 – Sinal de Controle ( <i>Duty Cycle</i> ) da Ventoinha Externa sob Controlador PI (25 W / 50 °C). . . . .	110
Figura 41 – Sinal de Controle ( <i>Duty Cycle</i> ) da Ventoinha Interna sob Controlador por Histerese em Cascata (25 W / 50 °C). . . . .	111
Figura 42 – Sinal de Controle ( <i>Duty Cycle</i> ) do Aquecedor do <i>Gap / Espaço Intermediário</i> (entre câmaras) ( <i>Gap</i> ) sob Controlador On-Off (25 W / 50 °C). . . . .	112
Figura 43 – Evolução Temporal das Temperaturas: $T_{CI}$ , $T_{Gap}$ , $T_{water\_inlet}$ , $T_{water\_outlet}$ e $T_{amb}$ (25 W / 70 °C). . . . .	113
Figura 44 – Monitoramento da Potência Instantânea Dissipada pelo <i>DUT</i> (25 W / 70 °C). 114	

Figura 45 – Sinal de Controle ( <i>Duty Cycle</i> ) da Ventoinha Externa sob Controlador PI (25 W / 70 °C). . . . .	115
Figura 46 – Sinal de Controle ( <i>Duty Cycle</i> ) da Ventoinha Interna sob Controlador por Histerese em Cascata (25 W / 70 °C). . . . .	116
Figura 47 – Sinal de Controle ( <i>Duty Cycle</i> ) do Aquecedor do Gap sob Controlador On-Off (25 W / 70 °C). . . . .	117
Figura 48 – Evolução Temporal das Temperaturas: $T_{CI}$ , $T_{Gap}$ , $T_{water\_inlet}$ , $T_{water\_outlet}$ e $T_{amb}$ (45 W / 50 °C). . . . .	118
Figura 49 – Monitoramento da Potência Instantânea Dissipada pelo <i>DUT</i> (45 W / 50 °C). . . . .	119
Figura 50 – Sinal de Controle ( <i>Duty Cycle</i> ) da Ventoinha Externa sob Controlador PI (45 W / 50 °C). . . . .	120
Figura 51 – Sinal de Controle ( <i>Duty Cycle</i> ) da Ventoinha Interna sob Controlador por Histerese em Cascata (45 W / 50 °C). . . . .	121
Figura 52 – Sinal de Controle ( <i>Duty Cycle</i> ) do Aquecedor do Gap sob Controlador On-Off (45 W / 50 °C). . . . .	122
Figura 53 – Evolução Temporal das Temperaturas: $T_{CI}$ , $T_{Gap}$ , $T_{water\_inlet}$ , $T_{water\_outlet}$ e $T_{amb}$ (45 W / 70 °C). . . . .	123
Figura 54 – Monitoramento da Potência Instantânea Dissipada pelo <i>DUT</i> (45 W / 70 °C). . . . .	124
Figura 55 – Sinal de Controle ( <i>Duty Cycle</i> ) da Ventoinha Externa sob Controlador PI (45 W / 70 °C). . . . .	125
Figura 56 – Sinal de Controle ( <i>Duty Cycle</i> ) da Ventoinha Interna sob Controlador por Histerese em Cascata (45 W / 70 °C). . . . .	126
Figura 57 – Sinal de Controle ( <i>Duty Cycle</i> ) do Aquecedor do Gap sob Controlador On-Off (45 W / 70 °C). . . . .	127
Figura 58 – Vista externa do sistema destacando o radiador de rejeição e o isolamento em poliuretano. . . . .	143
Figura 59 – Detalhe da Câmara Interna (CI): posicionamento do <i>DUT</i> e ventilação forçada sobre o radiador interno. . . . .	144
Figura 60 – Detalhe do hardware de controle: Estágio de amplificação; Drivers de potência MOSFET. . . . .	145

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparativo entre métodos elétricos e calorimétricos para medição de perdas de potência. . . . .	31
Tabela 2 – Comparativo entre o ar e a água como fluidos refrigerantes em sistemas calorimétricos. . . . .	33
Tabela 3 – Desafios no isolamento calorimétrico e soluções via dupla camada. . . . .	36
Tabela 4 – Fatores e impactos no dimensionamento físico de um calorímetro. . . . .	37
Tabela 5 – Características e funções das câmaras do calorímetro de dupla camada. . . . .	39
Tabela 6 – Materiais selecionados para os principais componentes do calorímetro e suas propriedades. . . . .	40
Tabela 7 – Descrição das Resistências Térmicas do Calorímetro. . . . .	43
Tabela 8 – Resistências Térmicas de Condução através do Poliuretano. . . . .	44
Tabela 9 – Resistências Térmicas de Convecção e Radiação. . . . .	44
Tabela 10 – Consolidação da Resistência Térmica Global. . . . .	44
Tabela 11 – Modelagem da capacidade térmica para os componentes do calorímetro. . . . .	46
Tabela 12 – Levantamento Geométrico e de Volumes das Câmaras. . . . .	47
Tabela 13 – Inércias Térmicas dos Materiais e Componentes. . . . .	47
Tabela 14 – Definição dos estados (temperaturas) e suas capacidades térmicas no modelo Equação Diferencial Ordinária (EDO). . . . .	53
Tabela 15 – Capacidades Térmicas e sua justificativa no modelo dinâmico. . . . .	55
Tabela 16 – Resumo dos Coeficientes de Transferência Térmica ( $UA$ ). . . . .	56
Tabela 17 – Especificações Técnicas e Elétricas dos Componentes do Sistema. . . . .	61
Tabela 18 – Lista Detalhada de Componentes do Módulo de Controle LR7843. . . . .	68
Tabela 19 – Especificações Técnicas do Sensor RTD PTFC101T1A0. . . . .	70
Tabela 20 – Comparação de Especificações Técnicas entre Sensores <i>PT100</i> e <i>Platinum Resistance Thermometer</i> / Termoresistor de Platina ( <i>PT1000</i> ). . . . .	70
Tabela 21 – Memorial Descritivo de Componentes do Módulo AD620. . . . .	77
Tabela 22 – Custos dos componentes e periféricos do calorímetro. . . . .	80
Tabela 23 – Valores de <i>ADC</i> Brutos Calibrados para o Sensor de Temperatura. . . . .	83
Tabela 24 – Parâmetros de Teste: Carga de 25 W e Referência de 50 °C. . . . .	107
Tabela 25 – Parâmetros de Teste: Carga de 25 W e Referência de 70 °C. . . . .	113
Tabela 26 – Parâmetros de Teste: Carga de 45 W e Referência de 50 °C. . . . .	118

Tabela 27 – Parâmetros de Teste: Carga de 45 W e Referência de 70 °C. . . . .	123
Tabela 28 – Resumo das especificações técnicas e limites operacionais. . . . .	130
Tabela 29 – Principais fontes de perdas em dispositivos semicondutores de potência. . .	141

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>ADC</i>	<i>Analog-to-Digital Converter / Conversor Analógico-Digital</i>
<i>ATX</i>	<i>Advanced Technology eXtended</i>
<i>Amp-Op</i>	Amplificador Operacional
<i>CMRR</i>	<i>Common Mode Rejection Ratio / Rejeição de Modo Comum</i>
<i>CTR</i>	<i>Current Transfer Ratio / Razão de Transferência de Corrente</i>
<i>DC</i>	Corrente Contínua ( <i>Direct Current</i> )
<i>DUT</i>	<i>Device Under Test / Dispositivo Sob Teste</i>
<i>EMI</i>	<i>Electromagnetic Interference / Interferência Eletromagnética</i>
<i>FIR</i>	<i>Finite Impulse Response / Resposta Finita ao Impulso</i>
<i>FOPDT</i>	<i>First-Order Plus Dead Time / Primeira Ordem com Tempo Morto</i>
<i>FSR</i>	<i>Full-Scale Range / Alcance de Escala Total</i>
<i>GND</i>	Terra (Ground)
<i>Gate</i>	<i>Gate Electrode / Eletrodo de Porta</i>
<i>IGBT</i>	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
<i>INA</i>	Amplificador de Instrumentação
<i>KF</i>	<i>Kalman Filter / Filtro de Kalman</i>
<i>LED</i>	<i>Light Emitting Diode / Diodo Emissor de Luz</i>
<i>MA</i>	<i>Moving Average / Média Móvel</i>
<i>MIMO</i>	<i>Multiple-Input Multiple-Output / Múltiplas Entradas e Múltiplas</i>
<i>MOSFET</i>	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
<i>PT1000</i>	<i>Platinum Resistance Thermometer / Termoresistor de Platina</i>
<i>PT100</i>	<i>Platinum Resistance Thermometer / Termoresistor de Platina</i>
<i>RDS(on)</i>	<i>Drain-Source On-Resistance / Resistência Dreno-Fonte no Estado Ligado</i>
<i>RFI</i>	<i>Radio Frequency Interference / Interferência por Radiofrequência</i>
<i>RMS</i>	<i>Root Mean Square</i>
<i>SNR</i>	<i>Signal-to-Noise Ratio / Relação Sinal-Ruído</i>
<i>STM32F303ZE</i>	STM32F303ZE Microcontroller
<i>STM32</i>	Microcontrolador da Família STM32
<i>ZOH</i>	<i>Zero-Order Hold / Segurador de Ordem Zero</i>
AF	Alta Frequência
CC	Corrente Contínua

CI	Circuito Integrado
CNT	Counter Value (do Timer)
cpwm	Duty Cycle Value (do Timer)
DMA	<i>Direct Memory Access</i> / Acesso Direto à Memória
EDO	Equação Diferencial Ordinária
Gap	<i>Gap</i> / Espaço Intermediário (entre câmaras)
Nu	Número de Nusselt
ON/OFF	On/Off (Liga/Desliga)
P	Proporcional
PI	Proporcional-Integral
Pr	Número de Prandtl
PU	Poliuretano
PVC	Policloreto de Vinila
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> / Modulação por Largura de Pulso
RC	Resistivo-Capacitivo
Re	Número de Reynolds
RTD	<i>Resistance Temperature Detector</i> / Detector de Temperatura por Resistência
UA	Coefficiente de Transferência Global / <i>Overall Heat Transfer Coefficient</i>

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\Delta U$	Varição de energia interna
$Q$	Calor
$W$	Trabalho
$\dot{Q}$	Taxa de transferência de calor
$k$	Condutividade térmica
$A$	Área de transferência de calor
$dT/dx$	Gradiente de Temperatura
$h$	Coefficiente de convecção
$T$	Temperatura
$\varepsilon$	Emissividade da superfície
$\sigma$	Constante de Stefan-Boltzman
$\dot{m}$	Vazão mássica
$c_p$	Capacidade calorífica específica
$P_h$	Perda por histerese do magnético
$k_h$	Coefficiente de histerese do magnético
$f_m$	Frequência de operação do magnético
$B_{max}$	Densidade máxima de fluxo magnético
$x$	Expoente de Steinmetz
$P$	Perda/Potência
$I$	Corrente elétrica
$R$	Resistência elétrica
$V$	Tensão elétrica
$P_e$	Perdas por corrente de Foucault
$P_{cu}$	Perdas no enrolamento
$I_{rms}$	Valor RMS da corrente
$R_{CC}$	Resistência em corrente contínua do enrolamento

$P_{entrada}$	Potência de entrada
$P_{saída}$	Potência de saída
$P_{ativa}$	Potência ativa
$P_{reativa}$	Potência reativa
$\dot{V}$	Vazão volumétrica
$\rho$	Densidade
$R_{th(wall)}$	Resistência térmica da parede da câmara
$P_{wall}$	Potência que atravessa a parede da câmara
$T_i$	Temperatura interna
$T_e$	Temperatura externa
$C_{th}$	Capacidade térmica
$\tau$	Constante de tempo
$R_{th}$	Resistência térmica
$T_{CI}$	Temperatura da câmara interna
$T_{Gap}$	Temperatura entre os invólucros
$P_{htr(Gap)}$	Potência dissipada pelos aquecedores do Gap
$P_{fan(Gap)}$	Potência dissipada pelos ventiladores do Gap
$P_{Gap}$	Potência do Gap
$T_{amb}$	Temperatura ambiente
$R_{th(external\_wall)}$	Resistência térmica da parede externa
$R_{th(total)}$	Resistência térmica total
$R_{th(Internal\_wall)}$	Resistência térmica da parede interna
$R_{th(Gap)}$	Resistência do Gap
$R_{th(CE\_amb)}$	Resistência a transferência de calor da superfície externa para o ambiente
$d_{Internal\_wall}$	Espessura do isolamento da câmara interna
$k_{PU}$	Condutividade térmica do poliuretano
$A_{superficie\_media\_int}$	Área da superfície média da câmara interna
$h_{Gap}$	Coefficiente de transferencia de calor convecção do Gap

$A_{superficie\_ext\_int}$	Área superficial externa da câmara interna
$d_{External\_wall}$	Espessura do isolamento da câmara externa
$A_{superficie\_media\_ext}$	Área da superfície média da câmara externa
$h_{amb}$	Coefficiente de transferência de calor convecção para o ambiente
$A_{superficie\_ext\_ext}$	Área superficial externa da câmara externa
$m$	Massa do material
$C_{th(CI)}$	Capacidade térmica da câmara interna
$C_{th(CE)}$	Capacidade térmica da câmara externa
$C_{th(air\_CI)}$	Capacidade térmica do ar da câmara interna
$C_{th(isolamento\_CI)}$	Capacidade térmica do isolamento da câmara interna
$C_{th(DUT)}$	Capacidade térmica do dispositivo sob teste
$C_{th(rad\_CI)}$	Capacidade térmica do radiador da câmara interna
$C_{th(CE)}$	Capacidade térmica da câmara externa
$C_{th(air\_CE)}$	Capacidade térmica do ar da câmara externa
$C_{th(isolamento\_CE)}$	Capacidade térmica do isolamento da câmara externa
$\rho_{air}$	Densidade do ar
$V_{air\_CI}$	Volume de ar da câmara interna
$c_{p\_air}$	Capacidade calorífica específica do ar
$V_{isolamento\_CI}$	Volume do isolamento da câmara interna
$c_{p\_PU}$	Capacidade calorífica específica do poliuretano
$\rho_{PU}$	Densidade do poliuretano
$V_{isolamento\_CE}$	Volume do isolamento da câmara externa
$V_{air\_Gap}$	Volume de ar do Gap
$V_{int\_CE}$	Volume interno da camara externa
$V_{ext\_CI}$	Volume externo da camara interna
$C_{th(agua)}$	Capacidade térmica da água
$\rho_{water}$	Densidade da água
$V_{water}$	Volume de água

$c_{p\_water}$	Capacidade calorifica especifica da agua
$C_{th(radiadores)}$	Capacidade térmica dos radiadores
$\rho_{Al}$	Densidade do aluminio
$V_{radiadores}$	Volume do aluminio dos radiadores
$c_{p\_Al}$	Capacidade calorifica especifica do Aluminio
$m_{DUT}$	Massa do dispositivo sob teste
$c_{p\_DUT}$	Capacidade calorifica do dispositivo sob teste
$V_{tank}$	Volume de água do reservatório
$\dot{Q}_{pump}$	Taxa de transferencia calor dissipado pela bomba
$\dot{Q}_{htr\_CI}$	Taxa de transferencia calor dos aquecedores da camara interna
$\dot{Q}_{DUT}$	Taxa de transferencia calor do dispositivo sob teste
$\dot{Q}_{rad\_CI}$	Taxa de transferencia calor do radiador da camara interna
$\dot{Q}_{transf\_CI\_CE}$	Taxa de transferencia calor transferido da camara interna para a camara externa
$R_{th(CI\_CE)}$	Resistencia termica da camara interna para a camara externa
$T_{Gap}$	Temperatura camara externa
$\dot{Q}_{htr(Gap)}$	Taxa de transferencia calor transferido dos aquecedores do Gap
$\dot{Q}_{transf\_Gap\_amb}$	Taxa de transferencia calor transferido da camara externa para o ambiente
$R_{th(CE\_amb)}$	Resistência termica da camara externa para o ambiente
$R_{th(CE\_amb\_total)}$	Resistência térmica da camara externa para o ambiente (isolamento + convecção externa)
$T_{tank}$	Temperatura do reservatório de agua
$T_{water\_inlet\_rad\_CI}$	Temperatura da agua de entrada do radiador da camara interna
$C_{rad}$	Capacidade global de transferencia de calor em radiadores
$U$	Coefficiente global de transferencia de calor
$\dot{Q}_{radiador}$	Taxa de transferencia de calor do radiador
$DC_{fan}$	Ciclo de trabalho da ventoinha
$h_{ext\_rad}$	Coefficiente de convecção d parte externa do radiador

$\dot{m}_{air}$	Vazão massica de ar
$Re$	Número de Reynolds
$R_{th}(conveccao\_ext\_rad)$	Resistencia de convecção da parte externa do radiador
$A_{ext\_rad}$	Área da superfície externa do radiador
$DC_{fan\_CE}$	Ciclo de trabalho da ventoinha externa
$DC_{fan\_CI}$	Ciclo de trabalho da ventoinha interna
$\dot{Q}_{rad\_CI}$	Taxa de transferencia de calor do radiador da camara interna
$\dot{Q}_{rad\_CE}$	Taxa de transferencia de calor do radiador da camara externa
$C_{rad\_CI}$	Capacidade global de transferencia de calor no radiador da camara interna
$C_{rad\_Ce}$	Capacidade global de transferencia de calor no radiador da camara externa
$T_{water}$	Temperatura da água
$\dot{m}_{water}$	Vazão massica de agua
$T_{water\_outlet\_rad\_CI}$	Temperatura da agua de saida do radiador da camara interna
$T_{water\_outlet\_rad\_CE}$	Temperatura agua de saída do radiador externo
$C_{th}(tank)$	Capacidade termica do reservatório de água
$\dot{Q}_{pump}$	Taxa de transferencia de calor da bomba de agua
$T_s$	Periodo de amostragem
$m_{water}$	Massa de agua
$R_{th}(Gap\_amb)$	Resistência térmica da câmara externa para o ambiente
$P_{DUT}$	Potência dissipada pelo dispositivo sob teste
$V_{ADC}$	Tensão no <i>ADC</i>
$R_0$	Resistência base
$V_T$	Tensão do sensor
$R_{sensor}$	Resistencia do sensor
$f_c$	Frequencia de corte
$K_P$	Ganho proporcional
$K_I$	Ganho integral
$\tau$	Constante de tempo

## SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO . . . . .	24
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA . . . . .	26
2.1	Revisão Bibliográfica . . . . .	26
2.2	Conceitos de Termodinâmica e Transferência de Calor . . . . .	27
2.3	Classificação de Calorímetros . . . . .	29
2.4	Métodos de Medição de Perdas de Potência . . . . .	30
2.5	Resfriamento e Rejeição de Calor . . . . .	31
2.6	Conceito de Dupla Camada ( <i>Double Jacket</i> ) em Calorímetros Fechados . . . . .	33
2.7	Dimensionamento e Influência do Volume . . . . .	36
3	PROJETO DO CALORÍMETRO . . . . .	38
3.1	Seleção de Materiais . . . . .	40
3.2	Dimensionamento das Câmeras e Isolamento . . . . .	40
3.3	Análise Física do Calorímetro de Fluxo Fechado de Dupla Camada . . . . .	45
3.3.1	<i>Capacidade Térmica</i> . . . . .	45
3.3.2	<i>Equações Diferenciais Ordinárias de Balanço de Energia</i> . . . . .	47
3.3.3	<i>Implementação Discreta</i> . . . . .	51
3.4	Simulação Dinâmica . . . . .	52
3.4.1	<i>Lógica de Atuação e Controle da Temperatura do Gap</i> . . . . .	53
3.4.2	<i>Parâmetros Físicos, Geométricos e Coeficientes</i> . . . . .	54
3.4.3	<i>Formulação Matemática do Balanço de Energia (EDOs)</i> . . . . .	56
3.4.4	<i>Resultados da Simulação e Análise de Desempenho</i> . . . . .	57
4	MONTAGEM E IMPLEMENTAÇÃO . . . . .	61
4.1	Componentes e Peças . . . . .	61
4.2	Layout e Disposição Física . . . . .	61
4.3	Subsistema de Alimentação e Regulação . . . . .	65
4.4	Subsistema de Acionamento . . . . .	66
4.5	Subsistema de Leitura dos Sensores . . . . .	69
4.5.1	<i>Sensores de Temperatura RTD (PT100/PT1000)</i> . . . . .	69
4.5.2	<i>Leitura por Fios (2, 3 e 4 Fios)</i> . . . . .	70
4.5.3	<i>Condicionamento de Sinal</i> . . . . .	71

4.5.4	<i>Estágio de Amplificação</i> . . . . .	74
4.5.5	<i>Filtro Passa-Baixa RC</i> . . . . .	77
4.6	<b>Análise de Custos do Protótipo</b> . . . . .	79
4.7	<b>Configuração do Microcontrolador</b> . . . . .	80
4.7.1	<i>Detalhes da Programação para Leitura de ADCs</i> . . . . .	80
4.7.2	<i>Detalhes da Programação para saída PWM</i> . . . . .	88
4.8	<b>Implementação dos Sistemas de Controle</b> . . . . .	89
4.8.1	<i>Aquecedor do Gap</i> . . . . .	89
4.8.2	<i>Sistema de Resfriamento</i> . . . . .	90
5	<b>CALIBRAÇÃO</b> . . . . .	100
5.1	<b>Calibração dos Sensores de Temperatura</b> . . . . .	100
5.2	<b>Caracterização da Vazão da Bomba de Água</b> . . . . .	103
6	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b> . . . . .	106
6.1	<b>Resultados de Desempenho</b> . . . . .	106
6.1.1	<i>Ensaio 1: Potência de 25 W e Setpoint de 50 °C</i> . . . . .	107
6.1.2	<i>Ensaio 2: Potência de 25 W e Setpoint de 70 °C</i> . . . . .	112
6.1.3	<i>Ensaio 3: Potência de 45 W e Setpoint de 50 °C</i> . . . . .	117
6.1.4	<i>Ensaio 4: Potência de 45 W e Setpoint de 70 °C</i> . . . . .	122
6.2	<b>Discussão dos Resultados</b> . . . . .	128
6.2.1	<i>Análise de Acurácia e Erro Estático</i> . . . . .	128
6.2.2	<i>Precisão e Estabilidade do Controle Hierárquico</i> . . . . .	128
6.2.3	<i>Análise de Incertezas e Fontes de Ruído</i> . . . . .	129
6.2.4	<i>Eficácia da Dupla Camada</i> . . . . .	129
6.3	<b>Especificações Técnicas do Sistema</b> . . . . .	129
7	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS</b> . . . . .	131
7.1	<b>Conclusões</b> . . . . .	131
7.2	<b>Contribuições do Trabalho</b> . . . . .	132
7.3	<b>Trabalhos Futuros</b> . . . . .	132
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	134
	<b>APÊNDICES</b> . . . . .	138
	<b>APÊNDICE A – Dispositivos de Eletrônica de Potência e Perdas</b> . . . . .	138
	<b>APÊNDICE B – Coeficiente Global de Transferência de Calor (U)</b> . . . . .	142

<b>APÊNDICE C</b> – Registro Fotográfico da Bancada Experimental . . . . .	143
<b>APÊNDICE D</b> – Repositório de Códigos e Simulações . . . . .	146

## 1 INTRODUÇÃO

A medição das perdas de potência em sistemas eletrônicos de potência e acionamentos elétricos é uma etapa para a avaliação de desempenho e validação de modelos de previsão de perdas. Dentro do contexto da engenharia elétrica, onde a busca por eficiências cada vez mais elevadas é constante, a capacidade de determinar com exatidão onde e como a energia é dissipada torna-se essencial para otimizar projetos, aumentar a densidade de potência e reduzir o impacto do consumo energético.

Em sistemas de alta potência, a incerteza de medição pode mascarar problemas de projeto. Considere-se, por exemplo, um conversor de 50 kW operando com uma eficiência nominal de 98,0%. Nesse cenário, as perdas totais correspondem a 1 kW. Caso o sistema de medição apresente um erro relativo de apenas 0,5% sobre a leitura da potência total, esse erro absoluto de 250 W representa uma incerteza de 25% sobre o valor das perdas que se deseja mensurar. Tal imprecisão torna difícil a distinção entre diferentes técnicas de modulação ou materiais semicondutores. Além disso, a presença de harmônicos de alta frequência e o conteúdo de *ripple* em correntes elevadas (ex: 500 A) geram distorções que os métodos elétricos convencionais de entrada-saída (*input-output*) têm dificuldade em processar, resultando em valores de perda calculados que são numericamente inferiores ao erro do próprio instrumento (MATTSSON, 2011).

O método convencional de medição enfrenta desafios em sistemas de alta frequência, onde erros de fase entre tensão e corrente, além do ruído eletromagnético (*EMI*), comprometem a confiabilidade dos dados (MATTSSON, 2011). Dispositivos de eletrônica de potência modernos, baseados em tecnologias de *Wide Bandgap* (GaN e SiC), são caracterizados por taxas de variação de tensão ( $dv/dt$ ) e corrente ( $di/dt$ ) altas, que podem distorcer as leituras de *shunts* e transformadores de corrente (BUFFOLO *et al.*, 2024). Nesse contexto de alta eficiência, onde a diferença entre as potências de entrada e saída é marginal, a calorimetria emerge como uma solução superior e robusta.

O princípio calorimétrico baseia-se na primeira lei da termodinâmica: toda energia dissipada em forma de perdas é convertida em calor. Ao isolar termicamente o *DUT* e quantificar o calor gerado, a calorimetria oferece um meio direto de determinação de perdas, imune a interferências elétricas, erros de fase ou distorções harmônicas. Esta abordagem permite contornar as complexidades associadas às medições elétricas em regime chaveado, fornecendo dados confiáveis para a caracterização de dispositivos de alta performance (WEIER *et al.*, 2009;

MALLIBAND *et al.*, 2003).

Neste contexto, este trabalho apresenta o projeto e o desenvolvimento de um calorímetro de fluxo fechado com dupla camada e controle térmico ativo via microcontrolador *STM32*. A inovação reside na implementação de um sistema de controle que gerencia a troca térmica interna e externa, minimiza os gradientes térmicos nas paredes do invólucro e garante uma condição virtualmente adiabática para a medição direta das perdas.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Neste capítulo, são apresentados os conceitos fundamentais que sustentam o projeto do calorímetro de dupla camada. Inicia-se com uma revisão das arquiteturas clássicas de medição de perdas, seguida pela análise das propriedades térmicas. A compreensão destes princípios é essencial para justificar as escolhas adotadas nas etapas subsequentes.

### 2.1 Revisão Bibliográfica

A medição calorimétrica de perdas evoluiu de sistemas experimentais simples para bancadas de alta precisão, impulsionada pela necessidade de caracterizar conversores com eficiências elevadas. Esta seção detalha as principais arquiteturas e os marcos teóricos que fundamentam o desenvolvimento deste trabalho.

Os primeiros estudos sistemáticos sobre a medição térmica de perdas, como o trabalho de Turner *et al.* (1991), focaram em sistemas de fluxo aberto aplicados a máquinas elétricas. Nestes sistemas, a perda é determinada pela elevação da temperatura do ar que atravessa o dispositivo. No entanto, autores como Malliband *et al.* (2003) e Ruer (2020) destacam limitações críticas nesta abordagem: o baixo calor específico do ar e a variação de sua densidade em função da umidade e pressão atmosférica.

A base conceitual deste trabalho reside nas pesquisas de Johann W. Kolar na ETH Zurich. A grande contribuição de Christen *et al.* (2010) foi a formalização do calorímetro de fluxo fechado com separação em duas câmaras isoladas.

Nesta arquitetura, conhecida como *double-jacket*, a câmara interna contém o *DUT* e o trocador de calor, enquanto a câmara externa atua como um "escudo térmico" ativo. Segundo Christen *et al.* (2010), ao controlar a temperatura da câmara externa para que seja idêntica à interna, elimina-se o gradiente térmico através das paredes. Consequentemente, o fluxo de calor por condução é anulado, forçando toda a energia dissipada a ser removida exclusivamente pelo fluido de arrefecimento. Essa técnica permite atingir uma exatidão superior a 0,5 W, patamar essencial para validar conversores de altíssima eficiência, conforme corroborado por Orikawa *et al.* (2013).

Enquanto a estrutura das câmaras evoluía, Malliband *et al.* (1998) e Malliband *et al.* (2003) consolidaram o uso da água como fluido de transporte térmico. A escolha justifica-se pelo elevado calor específico da água em comparação ao ar, permitindo a captura de grandes

quantidades de calor com volumes de fluido reduzidos.

Além da redução na escala da instrumentação, a estabilidade térmica da água minimiza derivas em testes de longa duração. Pesquisadores como Jalilian *et al.* (1999) e Cao *et al.* (2008) utilizaram variações desta técnica para medir perdas harmônicas em motores, evidenciando que a precisão na medição da vazão ( $\dot{m}$ ) e do diferencial de temperatura ( $\Delta T$ ) são os pilares da confiabilidade do método de fluxo de líquido.

Como alternativa à medição direta, autores como Weier *et al.* (2009) e Xiao *et al.* (2007) propuseram refinamentos no método de substituição. Neste cenário, o calorímetro atua como um comparador: se uma resistência elétrica calibrada gera o mesmo perfil térmico que o *DUT*, a perda é igual à potência elétrica consumida pela resistência.

Embora este trabalho utilize a medição direta, os conceitos de Weier *et al.* (2006) sobre a importância da estabilização em regime permanente (*steady-state*) servem para definir os protocolos de validação e os critérios de parada dos experimentos aqui realizados.

## 2.2 Conceitos de Termodinâmica e Transferência de Calor

A calorimetria é uma disciplina científica ligada aos princípios da termodinâmica, com ênfase na Primeira Lei da Termodinâmica, conhecida como o Princípio da Conservação da Energia. Este princípio estabelece que a energia em um sistema isolado não pode ser criada nem destruída, apenas transformada de uma forma para outra (YOUNG *et al.*, 2003). Para um sistema fechado, a variação da energia interna ( $\Delta U$ ) é expressa como a soma do calor ( $Q$ ) trocado com o ambiente e o trabalho ( $W$ ) realizado:

$$\Delta U = Q - W. \quad (2.1)$$

No contexto de um calorímetro, as perdas de potência de um *DUT* são convertidas em energia térmica. Essa energia térmica gerada é então quantificada através de sua elevação na temperatura do sistema calorimétrico ou por sua remoção por um sistema de resfriamento dedicado. A precisão da medição calorimétrica é proporcional à capacidade de quantificar com exatidão a energia térmica transferida ou armazenada.

Os mecanismos de transferência de calor — condução, convecção e radiação — são importantes tanto no projeto quanto na operação de qualquer sistema calorimétrico.

A condução é o principal modo de transferência de calor através de meios sólidos (INCROPERA *et al.*, 2011), como as paredes das câmaras do calorímetro. A taxa de transferência de calor por condução é regida pela Lei de Fourier da Condução de Calor, expressa por:

$$\dot{Q} = -kA \frac{dT}{dx}, \quad (2.2)$$

onde  $\dot{Q}$  é a taxa de transferência de calor ( $W$ ),  $k$  é a condutividade térmica do material ( $W/(m \cdot K)$ ),  $A$  é a área de transferência de calor ( $m^2$ ) e  $dT/dx$  é o gradiente de temperatura ( $K/m$ ). Materiais com baixa condutividade térmica são melhores para otimizar o isolamento térmico e minimizar perdas.

A convecção envolve a transferência de calor através do movimento de fluidos (líquidos ou gases). Dentro da câmara do calorímetro, a convecção natural do ar ao redor do *DUT* e das superfícies internas influencia a distribuição de temperatura. Nos sistemas de resfriamento, a convecção forçada, impulsionada por bombas e ventiladores, é empregada para remover o calor gerado. A Lei de Resfriamento de Newton é utilizada para modelar a transferência de calor por convecção (CENGEL; GHAJAR, 2020):

$$\dot{Q} = hA\Delta T, \quad (2.3)$$

onde  $h$  é o coeficiente de convecção ( $W/(m^2 \cdot K)$ ),  $A$  é a área da superfície ( $m^2$ ) e  $\Delta T$  é a diferença de temperatura entre a superfície e o fluido ( $K$ ).

A radiação refere-se à transferência de calor por meio de ondas eletromagnéticas. A radiação térmica torna-se particularmente significativa em ambientes de altas temperaturas ou quando há grandes diferenças de temperatura entre as superfícies, especialmente se estas possuírem alta emissividade (INCROPERA *et al.*, 2011). A taxa de radiação é descrita pela Lei de Stefan-Boltzmann:

$$\dot{Q} = \varepsilon\sigma AT^4, \quad (2.4)$$

onde  $\varepsilon$  é a emissividade da superfície (adimensional,  $0 \leq \varepsilon \leq 1$ ),  $\sigma$  é a constante de Stefan-Boltzmann ( $\approx 5.67 \cdot 10^{-8} W/(m^2 \cdot K^4)$ ),  $A$  é a área da superfície ( $m^2$ ) e  $T$  é a temperatura absoluta da superfície ( $K$ ).

### 2.3 Classificação de Calorímetros

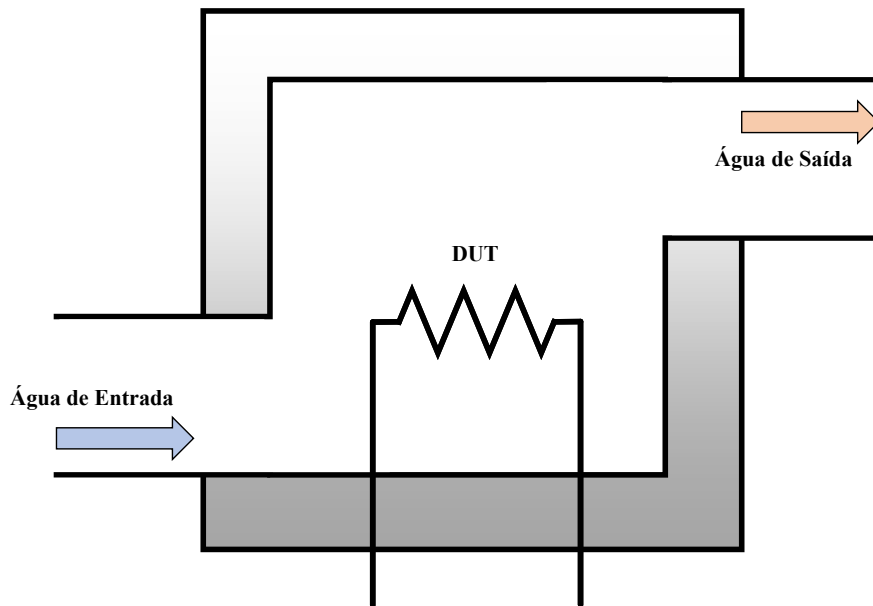
A sensibilidade e a precisão de um calorímetro são diretamente proporcionais à sua capacidade de prover um isolamento térmico para o *DUT* em relação ao ambiente externo, controlando assim as trocas de calor indesejadas (CHRISTEN *et al.*, 2010). Os calorímetros podem ser categorizados de diversas maneiras, sendo uma das classificações baseada na sua interação térmica com o ambiente. Sob essa perspectiva, destacam-se os tipos adiabáticos, os isotérmicos e os de fluxo.

Calorímetros adiabáticos operam em um regime onde não há troca de calor com o ambiente externo. Esse estado ideal é almejado através de um controle da temperatura da parede externa do calorímetro, de modo que ela seja mantida sempre equivalente à temperatura da câmara interna. Em um calorímetro adiabático ideal, todo o calor gerado pelo *DUT* é retido e acumulado dentro da câmara de medição, resultando em um aumento progressivo da temperatura. A perda de potência é calculada com base na taxa de elevação da temperatura e na capacidade térmica total do sistema.

Calorímetros isotérmicos caracterizam-se por manter a temperatura da câmara interna constante durante todo o processo de medição. O calor gerado pelo *DUT* é absorvido por uma substância ou por um processo de mudança de fase específico (por exemplo, o derretimento de uma massa conhecida de gelo ou a evaporação controlada de um líquido). A quantidade de calor dissipado é determinada pela massa da substância que sofreu a mudança de fase.

Calorímetros de fluxo (ou de balanço de potência) quantificam a potência térmica dissipada pelo *DUT* por meio da circulação contínua de um fluido (líquido ou gás) que atravessa a câmara de medição. A potência térmica é calculada a partir de três parâmetros chave: a vazão mássica do fluido, sua capacidade calorífica específica e a diferença de temperatura entre a entrada e a saída do fluido. Este tipo de calorímetro é especialmente relevante para medições contínuas de perdas em dispositivos elétricos, pois permite a operação em regime permanente (CHRISTEN *et al.*, 2010). Um diagrama esquemático pode ser observado na Figura 1, onde o fluido, água, é aquecido ao passar pelo *DUT*, representado por uma resistência.

Figura 1 – Diagrama esquemático de um calorímetro de fluxo.



Fonte: o autor.

Um calorímetro do tipo fechado é interessante para medições de perdas, devido à sua capacidade de minimizar as perdas de calor por convecção e radiação para o ambiente externo. Diferentemente dos calorímetros abertos, que permitem uma troca de massa mais livre com o ambiente, os calorímetros fechados proporcionam um ambiente térmico mais controlado e isolado.

Diante do exposto um calorímetro de fluxo de tipo fechado minimiza as trocas de calor com o ambiente externo e permite medição contínua, sendo a escolha para esse projeto.

## 2.4 Métodos de Medição de Perdas de Potência

A quantificação das perdas de potência em dispositivos e sistemas de eletrônica de potência, como visto, é um processo difícil. Diversas abordagens metodológicas existem, cada uma com suas vantagens e desvantagens.

Os métodos elétricos tem sua base conceitual na medição direta das potências de entrada ( $P_{\text{entrada}}$ ) e de saída ( $P_{\text{saída}}$ ) do dispositivo ou sistema sob análise. A perda de potência é calculada como a diferença entre essas duas grandezas. Consequentemente, a eficiência do sistema é determinada pela razão entre a potência de saída e a potência de entrada

Os métodos térmicos, ou calorimétricos, representam uma alternativa que supera muitas das limitações intrínsecas aos métodos elétricos, ao quantificar diretamente o calor

dissipado pelo *DUT*. Fundamentada na Lei da Conservação da Energia, que postula que toda a potência perdida é convertida em energia térmica, a qual é então quantificada (TURNER *et al.*, 1991; BRADLEY *et al.*, 1999).

A Tabela 1 apresenta um comparativo detalhado entre os métodos elétricos e calorimétricos para a medição de perdas de potência.

Tabela 1 – Comparativo entre métodos elétricos e calorimétricos para medição de perdas de potência.

Característica	Métodos Elétricos	Métodos Calorimétricos
Princípio	Medição $P_{entrada}$ e $P_{saída}$ ; $Perdas = P_{entrada} - P_{saída}$ .	Medição direta do calor dissipado.
Precisão	Comprometida em alta eficiência (>95%).	Alta precisão para baixas perdas.
Tempo de Resposta	Rápido; adequado para transitórios.	Lento (inércia térmica); não ideal para transitórios rápidos.
Imunidade a Ruído	Sensível a <i>EMI</i> , <i>RFI</i> , erros de fase e harmônicos.	Imune a ruídos elétricos e harmônicos.
Informação	Diferencia $P_{ativa}$ e $P_{reativa}$ ; harmônicos.	Mede perdas totais; não discrimina individualmente as fontes.
Complexidade	Menor para formas de onda simples.	Maior no projeto e calibração.
Custo	Variável, pode ser alto para alta precisão/largura de banda.	Mais alto para alta performance.

Fonte: o autor com base em Gupta e Engineer (), Iero *et al.* (2016), Mattsson (2011).

Nota: A escolha do método depende das prioridades do projeto e das condições de teste.

Apesar das desvantagens, para o objetivo de determinar as perdas de potência com precisão em dispositivos de eletrônica de potência, particularmente em ambientes caracterizados por *EMI* e operação em alta frequência, a abordagem calorimétrica oferece uma alternativa metodológica superior. Por essas razões, esta é a metodologia que será o foco principal deste trabalho, visando superar as limitações intrínsecas dos métodos elétricos convencionais (MATTSSON, 2011; FISCHER *et al.*, 2015).

## 2.5 Resfriamento e Rejeição de Calor

Haja vista a escolha do método térmico para medição de perdas, o *design* do sistema de resfriamento é fundamental na construção do calorímetro. O objetivo desse sistema é assegurar que o calor gerado pelo *DUT* seja transferida para um meio termicamente mensurável. Essa transferência permite a quantificação da potência dissipada. O processo envolve a circulação contínua de um fluido refrigerante, cuja função é absorver e transportar o calor para fora da câmara de medição. A eficácia dessa transferência de calor é dependente das propriedades do fluido e do controle de sua vazão e de sua temperatura.

A potência ( $\dot{Q}$ ) absorvida pelo fluido refrigerante pode ser determinada a partir da equação fundamental do balanço de energia. Esta equação estabelece uma relação direta entre o aumento da temperatura do fluido, sua vazão mássica e seu calor específico. Para um cenário de fluxo contínuo e em regime permanente, a potência dissipada é calculada pela Equação 2.5.

$$\dot{Q} = \dot{m} \cdot c_p \cdot \Delta T, \quad (2.5)$$

onde  $\dot{m}$  representa a vazão mássica do fluido ( $kg/s$ ),  $c_p$  é o calor específico do fluido a pressão constante ( $J/(kg \cdot K)$ ), e  $\Delta T$  corresponde à diferença de temperatura entre a saída e a entrada do fluido na câmara de medição ( $K$  ou  $^{\circ}C$ ).

Alternativamente, é possível expressar a potência de perda utilizando a vazão volumétrica ( $\dot{V}$ ) e a densidade ( $\rho$ ) do fluido, conforme a Equação 2.6.

$$P = \rho \cdot \dot{V} \cdot c_p \cdot \Delta T. \quad (2.6)$$

Esta formulação ressalta a importância da medição da vazão ( $\dot{m}$  ou  $\dot{V}$ ), do calor específico ( $c_p$ ) e da variação de temperatura ( $\Delta T$ ) para uma determinação acurada das perdas. Em um cenário idealizado de calorímetro, toda a energia térmica dissipada pelo *DUT* é transferida para o meio de resfriamento. Essa premissa valida o princípio de que a medição do calor absorvido pelo fluido é uma representação das perdas que ocorrem no *DUT* (WEIER *et al.*, 2006).

O fluido refrigerante impacta diretamente a performance, a precisão e a complexidade do sistema calorimétrico. O ar é frequentemente utilizado como refrigerante primário em calorímetros de circuito fechado, circulando diretamente ao redor do *DUT*. No entanto, A água oferece vantagens como refrigerante, especialmente em um circuito de resfriamento secundário para remover o calor do ar primário. A Tabela 2 apresenta um comparativo entre as propriedades e implicações do uso do ar e da água como fluidos refrigerantes em calorímetros.

Tabela 2 – Comparativo entre o ar e a água como fluidos refrigerantes em sistemas calorimétricos.

Característica	Ar (Refrigerante Primário)	Água (Refrigerante Secundário/Primário)
Capacidade Térmica ( $c_p$ ) e Densidade ( $\rho$ )	Baixas; requer grandes vazões e volume do sistema.	Altas; permite sistemas compactos e eficientes.
Sensibilidade a Condições Ambientais	Sensibilidade a pressão, temperatura, umidade; introduz incertezas.	Estabilidade das propriedades termofísicas.
Medição de Vazão	Desafiadora (baixa densidade, turbulência).	Mais fácil e precisa.
Tempo de Resposta/Estabilização	Mais rápido (baixa inércia térmica).	Potencialmente mais longo.
Aplicação Típica	Circuito primário, contato direto com <i>DUT</i> .	Circuito secundário (rejeição de calor), ou direto em <i>DUT</i> de alta dissipação.

Fonte: o autor com base em Ruer (2020), Cengel e Ghajar (2020), Incropera *et al.* (2011).

Nota: A combinação de ar e água em diferentes circuitos é uma estratégia para otimizar a medição de perdas.

O calor específico da água ( $c_p$ ) é estável em uma ampla faixa de temperaturas de interesse. Essa estabilidade reduz as incertezas nos cálculos de perdas (CENGEL; GHAJAR, 2020), não é constante, pois varia com a temperatura, mas a variação é relativamente pequena na faixa de  $0^\circ\text{C}$  a  $100^\circ\text{C}$ . Além de ser um dos mais elevados entre as substâncias comuns ( $c_p \approx 4.18\text{kJ}/\text{kg} \cdot \text{K}$  a  $20^\circ\text{C}$ ), o que a torna um excelente fluido de trabalho para transferência e armazenamento de calor (INCROPERA *et al.*, 2011).

Embora a maior capacidade térmica da água possa levar a um tempo de estabilização mais longo em comparação com o ar, essa característica é compensada em termos de precisão e controle de temperatura.

Portanto, a combinação estratégica de um circuito de ar primário (para interação direta com o *DUT*) com um circuito de água secundário (para rejeitar o calor absorvido pelo ar primário) em um calorímetro fechado é uma abordagem eficaz.

## 2.6 Conceito de Dupla Camada (*Double Jacket*) em Calorímetros Fechados

Haja vista a investigada dos métodos caloimétricos, a precisão de um calorímetro está ligada à sua capacidade de minimizar a troca de calor indesejada entre a câmara de medição, onde o *DUT* está posicionado, e o ambiente externo. Em calorímetros do tipo fechado, o vazamento de calor através das paredes da estrutura constitui uma das fontes de erro sistemático (CAO *et al.*, 2008; JALILIAN *et al.*, 1999). Este vazamento ocorre por condução através dos materiais constituintes da parede e por convecção e radiação nas interfaces internas e externas.

A potência de perda por condução através de uma parede simples pode ser modelada aproximando o invólucro calorimétrico como uma resistência térmica ( $R_{th(wall)}$ ). A potência que atravessa a parede ( $P_{wall}$ ) é então expressa pela Equação 2.7:

$$P_{wall} = \frac{T_i - T_e}{R_{th(wall)}}, \quad (2.7)$$

onde  $T_i$  é a temperatura interna da câmara (ou da superfície interna da parede) e  $T_e$  é a temperatura externa (ou da superfície externa da parede). A potência  $P_{wall}$  deve ser mantida abaixo de uma tolerância desejada afim de evitar imprecisões. Isso implica que a resistência térmica das paredes deve ser elevada.

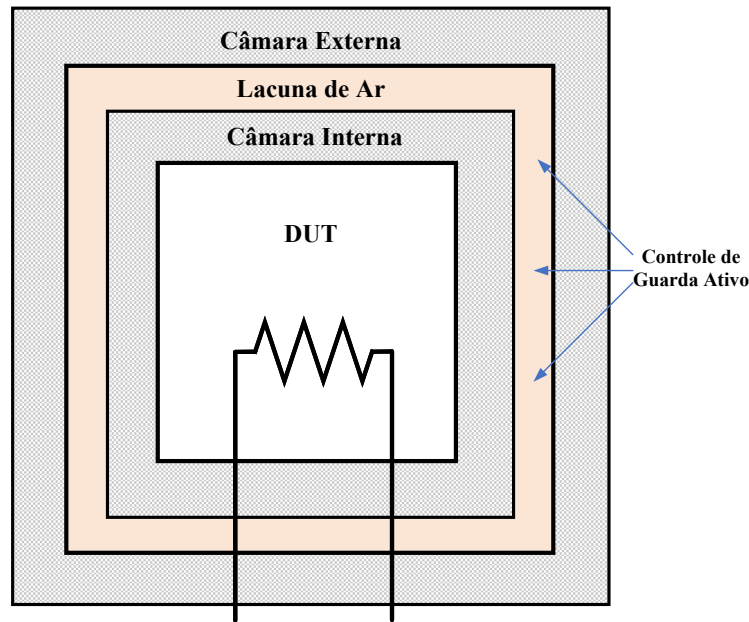
Entretanto, alcançar uma alta resistência térmica de parede ( $R_{th(wall)}$ ) é um desafio. Embora materiais isolantes com baixa condutividade térmica, como poliestireno expandido, espumas de poliuretano ou até o vácuo (em sistemas mais sofisticados), possam ser empregados, o aumento da espessura para atingir a resistência térmica desejada resulta em um aumento da capacidade térmica do invólucro ( $C_{th}$ ). Uma alta capacidade térmica implica em uma constante de tempo térmica ( $\tau$ ) elevada para o sistema, conforme a Equação 2.8:

$$\tau = R_{th} \cdot C_{th}, \quad (2.8)$$

onde  $R_{th}$  é a resistência térmica e  $C_{th}$  é a capacidade térmica do invólucro. Uma constante de tempo térmica longa acarreta em tempos de estabilização maiores para que o calorímetro atinja o equilíbrio térmico após alteração nas condições de operação ou na potência dissipada pelo *DUT*.

Para superar o problema do vazamento de calor e da constante de tempo sem comprometer a precisão, o conceito de calorímetro de dupla camada (*double jacket*) é empregado. Neste *design*, o invólucro calorimétrico interno, que abriga o *DUT*, é circundado por um segundo invólucro externo. Essa configuração cria um espaço de ar (ou Gap) ou um compartimento intermediário entre os dois invólucros. A temperatura dentro deste espaço ( $T_{Gap}$ ) pode ser controlada por meio de aquecedores e ventiladores, ou por um circuito de resfriamento auxiliar. Um diagrama esquemático pode ser observado na Figura 2

Figura 2 – Diagrama esquemático da dupla camada.



Fonte: o autor.

O princípio por trás da dupla camada é que, se a temperatura do espaço intermediário ( $T_{Gap}$ ) for mantida igual ou próxima da temperatura da câmara interna ( $T_{CI}$ ), o gradiente de temperatura ( $\Delta T = T_{CI} - T_{Gap}$ ) através da parede do invólucro interno se aproxima de zero. Consequentemente, o fluxo de calor por condução é minimizado e teoricamente eliminado ( $P_{wall} \approx 0$ ). Isso isola o calorímetro interno das flutuações da temperatura ambiente externa, uma vez que o segundo invólucro atua como uma barreira térmica adicional controlada (MALLIBAND *et al.*, 1998).

Dito isso, a potência total necessária para manter a temperatura do espaço entre os invólucros ( $T_{Gap}$ ) controlada pode ser fornecida por aquecedores ( $P_{htr(Gap)}$ ) e ventiladores de agitação ( $P_{Ventoinha(Gap)}$ ). A potência de controle do Gap ( $P_{Gap}$ ) é dada pela Equação 2.9:

$$P_{Gap} = P_{htr(Gap)} + P_{Ventoinha(Gap)} + \frac{T_{Gap} - T_{amb}}{R_{th(external\_wall)}}, \quad (2.9)$$

onde  $R_{th(external\_wall)}$  é a resistência térmica da parede externa do segundo invólucro, e  $T_{amb}$  é a temperatura ambiente.

Afim de garantir que o vazamento de calor através da parede do invólucro calorimétrico interno permaneça abaixo da precisão desejada, é necessário controlar a temperatura do Gap. A largura dessa faixa de temperatura define a precisão alcançada e é influenciada pelo projeto de controle e o isolamento térmico da lacuna.

Portanto, a dupla camada permite que o invólucro interno seja construído com menor espessura, conseqüentemente menor capacidade térmica. Isso resulta em uma constante de tempo térmica menor para a câmara de medição principal. Assim, o calorímetro pode atingir o equilíbrio térmico e responder a mudanças do *DUT* mais rapidamente.

A Tabela 3 sumariza os principais desafios do isolamento calorimétrico e como a abordagem de dupla camada os mitiga.

Tabela 3 – Desafios no isolamento calorimétrico e soluções via dupla camada.

Desafio	Problema em Calorímetro Simples	Solução com Dupla Camada
Vazamento de Calor	Gradiente $\Delta T$ grande entre câmara e ambiente; $P_{wall}$ alta.	$T_{Gap} \approx T_{CI}$ , minimizando $\Delta T$ e $P_{wall}$ .
Longa Constante de Tempo	Alta $C_{th}$ do invólucro grosso para isolamento.	Permite invólucro interno mais fino (menor $C_{th}$ ).
Impacto do Ambiente	Flutuações de $T_{amb}$ afetam $T_{CI}$ diretamente.	Segundo invólucro controla $T_{Gap}$ , isolando $T_{CI}$ de $T_{amb}$ .
Tempo de Estabilização	Longos tempos para atingir equilíbrio térmico.	$C_{th}$ reduzida do invólucro interno acelera estabilização.

Fonte: o autor.

Nota: A dupla camada otimiza o isolamento térmico e a dinâmica de resposta do calorímetro.

## 2.7 Dimensionamento e Influência do Volume

O dimensionamento físico de um calorímetro equilibra a necessidade de garantir espaço funcional suficiente para o *DUT* e suas conexões, ao mesmo tempo em que se minimizam as perdas de calor para o ambiente externo e se otimiza o tempo de resposta térmica do sistema. Um volume interno maior, possui uma área de superfície das paredes maior, que resultam em maiores perdas de calor. A Lei de Fourier da Condução de Calor, Equação 2.2, indica que a taxa de perda de calor é proporcional à área da superfície. Logo, o aumento do calorímetro sem uma otimização do isolamento ocasiona diminuição da precisão, pois uma parcela maior do calor escapará.

A redução do volume de trabalho não implica em uma diminuição proporcional na área de superfície. Logo o fator de perdas térmicas por unidade de volume pode não melhorar significativamente em calorímetros de dimensões reduzidas. O tamanho final do calorímetro deve ser determinado com base na gama esperada de *DUTs* a serem testados e na precisão desejada para a aplicação específica.

Outro fator do dimensionamento é a capacidade térmica do calorímetro. Embora o ar contido na câmara de teste contribua para a capacidade térmica do sistema, sua influência é

pouca em comparação com a contribuição das paredes do invólucro e do sistema de resfriamento. A inércia térmica é predominantemente determinada pela massa e pelo calor específico dos materiais de construção das paredes, do trocador de calor e do próprio *DUT*. Volumes menores implicam em paredes com menor massa térmica e tendem a possuir constantes de tempo menores. Isso permite que o sistema atinja o regime permanente mais rapidamente. Contudo, volumes excessivamente reduzidos podem resultar na formação de gradientes de temperatura dentro da câmara e dificultar tanto a instalação do *DUT* quanto o fluxo de ar homogêneo ao seu redor.

A estratégia de *design* de dupla camada (*double jacket*), ao permitir a construção de um invólucro interno mais fino com isolamento efetivo aprimorado, auxilia na mitigação de alguns desses desafios e possibilita um *design* mais compacto e responsivo, sem comprometer a precisão essencial para medições acuradas de perdas de potência.

A Tabela 4 sumariza os principais fatores e seus impactos no dimensionamento de um calorímetro.

Tabela 4 – Fatores e impactos no dimensionamento físico de um calorímetro.

Fator	Impacto Positivo	Impacto Negativo (Desafio)
Volume Interno	Flexibilidade para diferentes <i>DUTs</i> e instrumentação.	Maiores perdas de calor; volume de calorímetro maior.
Área de Superfície	Permite melhor convecção.	Maiores perdas por condução, convecção e radiação.
Massa Térmica	Estabilidade a pequenas flutuações de potência.	Longos tempos de estabilização; inércia térmica alta.
Tempo de Resposta	Medições mais rápidas; calibração eficiente.	Dificuldade em medições transitórias rápidas.
Isolamento	Redução das perdas para o ambiente externo.	Aumento da massa/volume para alta $R_{th}$ .

Fonte: o autor.

Nota: O dimensionamento ideal busca um equilíbrio entre estes fatores para a aplicação específica.

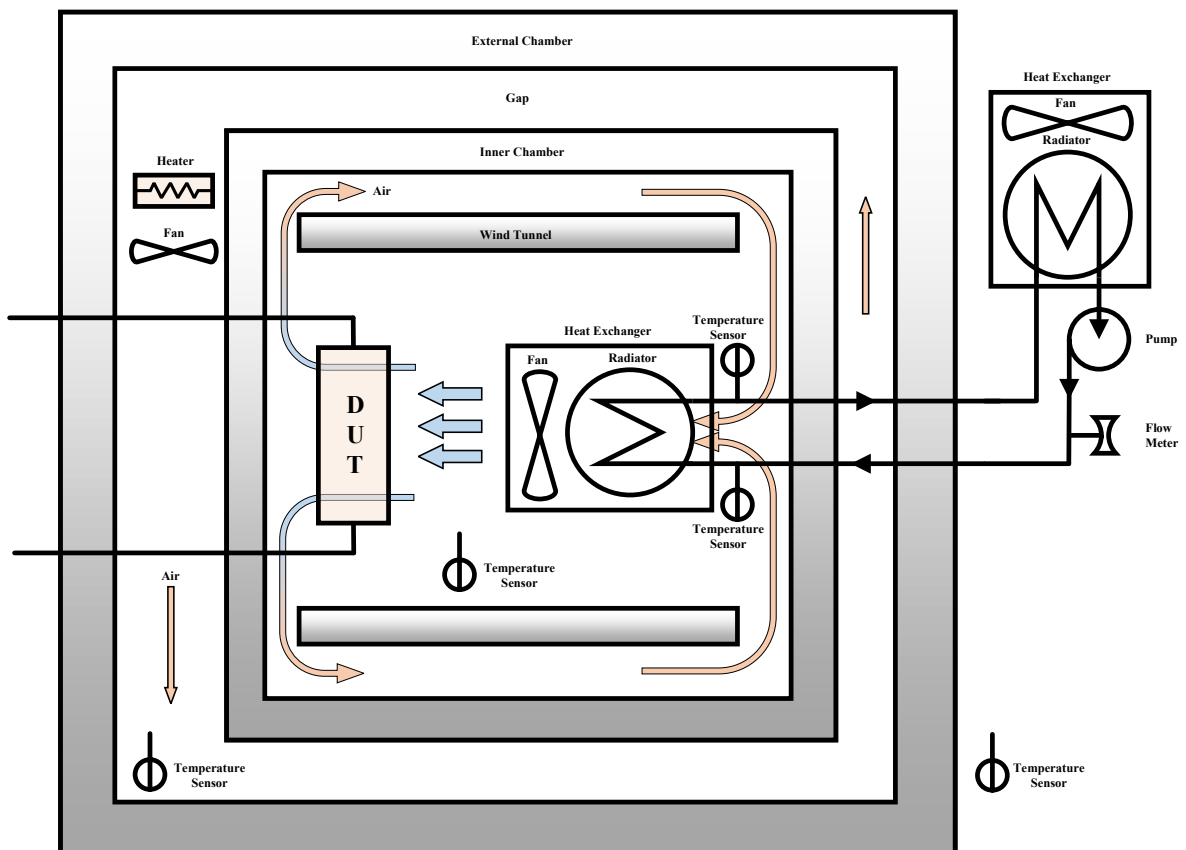
A fundamentação teórica permitiu identificar que o uso da água como fluido de transporte e a implementação de uma guarda térmica ativa (Gap) são os métodos mais eficazes para garantir a exatidão. Com os requisitos teóricos estabelecidos, o próximo capítulo detalhará a implementação física e a instrumentação eletrônica do protótipo.

### 3 PROJETO DO CALORÍMETRO

O calorímetro proposto adota uma arquitetura de dupla camada (*double jacket*), alinhando-se aos princípios discutidos na fundamentação teórica. Essa configuração é escolhida para maximizar o isolamento térmico da câmara de medição interna e mitigar o vazamento de calor para o ambiente externo, que representa uma das fontes de incerteza em medições calorimétricas (CHRISTEN *et al.*, 2010). A estrutura consiste essencialmente em duas câmaras isolantes, a Figura 3 mostra a arquitetura.

A câmara interna (Primária), é o local onde o *DUT* e o radiador de resfriamento primário são acomodados. A câmara externa (Secundária) envolve a câmara interna, criando um espaço de ar (Gap) entre as duas.

Figura 3 – Arquitetura do calorímetro tipo fechado com dupla camada sob estudo.



Fonte: o autor.

A câmara interna é otimizada para facilitar a transferência de calor do *DUT* para o fluido de resfriamento primário, que neste caso é o ar. Subsequentemente, o calor é transferido do ar para o radiador interno, onde ocorre a troca térmica com o circuito da água. A escolha de

uma caixa térmica para esta câmara visa aproveitar suas propriedades isolantes, minimizando as perdas de calor para o Gap circundante. A uniformidade da temperatura do ar nessa câmara impacta nas medições e é assegurada pela convecção forçada, gerada por um ventilador interno que opera em conjunto com o radiador.

A Tabela 5 sumariza as características e funções das câmaras interna e externa do calorímetro proposto.

Tabela 5 – Características e funções das câmaras do calorímetro de dupla camada.

Câmara	Função Principal	Estratégia de Controle
Interna (Primária)	Acomoda o <i>DUT</i> e radiador primário; medição de calor.	Convecção forçada (ventilador interna e radiador) para uniformidade de $T_{CI}$ .
Externa (Secundária)	Barreira térmica ativa; isolamento do ambiente.	Controle ativo da temperatura do gap ( $T_{Gap}$ ) com aquecedores.

Fonte: o autor.

A câmara externa funciona como uma barreira térmica ativa. O (Gap) entre as duas câmaras é preenchido com ar, e a temperatura desse gap ( $T_{Gap}$ ) é ativamente controlada. Esse controle é realizado por meio de aquecedores para que  $T_{Gap}$  seja mantida o mais próximo possível da temperatura interna da câmara principal ( $T_{CI}$ ). Esse controle ativo reduz as perdas por condução — perdas que seriam inevitáveis em um sistema de camada única. A decisão de utilizar caixas térmicas comerciais para ambas as câmaras oferece uma solução prática, permitindo a validação do conceito e a realização de testes antes de considerar uma construção personalizada.

A água circula através dos radiadores interno e externo para transferir o calor do ar primário para o ambiente externo, controlando assim a temperatura e contribuindo para a estabilidade térmica do calorímetro. A água, ao circular pelo trocador de calor interno, atua como o meio de transporte da energia térmica dissipada pelo *DUT*. A diferença de temperatura entre a água que sai ( $T_{out}$ ) e a água que entra ( $T_{in}$ ) representa a quantidade de calor que o sistema de resfriamento precisou remover para manter o equilíbrio térmico. Se a vazão é mantida constante, qualquer variação na perda de potência do *DUT* reflete-se diretamente nesse diferencial de temperatura ( $\Delta T$ ), permitindo a quantificação da perda elétrica convertida em calor sem a necessidade de medições elétricas diretas no dispositivo.

### 3.1 Seleção de Materiais

A escolha dos materiais para a construção do calorímetro impacta seu desempenho térmico, durabilidade e a precisão das medições. Os materiais devem ser selecionados com base em suas propriedades termofísicas, como condutividade térmica ( $k$ ), capacidade térmica específica ( $c_p$ ), densidade ( $\rho$ ), além de sua estabilidade dimensional e química sob as condições de operação (temperatura e contato com fluidos como a água).

A Tabela 6 sumariza os materiais escolhidos para os principais componentes do calorímetro, destacando suas propriedades relevantes.

Tabela 6 – Materiais selecionados para os principais componentes do calorímetro e suas propriedades.

Componente	Material Escolhido	Propriedade/Justificativa
Câmaras de Isolamento	Poliuretano com revestimento plástico	Excelente isolante ( $k$ baixo); estabilidade estrutural e térmica (até $100^\circ\text{C}$ ).
Radiadores	Alumínio	Alta condutividade térmica ( $k \approx 205\text{W}/(\text{m} \cdot \text{K})$ ); leveza, facilidade de fabricação.
Tubos de Conexão (Água)	PVC	Resistência à água, flexibilidade, baixo custo; visualização do fluxo.
Folhas de Aquecimento	Filme de Poliamida	Alta estabilidade térmica, flexibilidade, propriedades dielétricas; baixa massa.
Fluido Refrigerante Secundário	Água Destilada	Alta $c_p \approx 4.18\text{kJ}/(\text{kg} \cdot \text{K})$ , alta $\rho \approx 1000 \cdot \text{kg}/\text{m}^3$ ; estabilidade, evita corrosão.

Fonte: o autor com base em Osswald (2006), Millero e Huang (2009).

Nota: A seleção dos materiais busca otimizar o desempenho térmico e a precisão do calorímetro.

### 3.2 Dimensionamento das Câmaras e Isolamento

O dimensionamento físico de um calorímetro busca um balanço entre a funcionalidade (capacidade de acomodar o *DUT*, sensores e sistemas de resfriamento/aquecimento), a otimização da resposta térmica e a minimização do vazamento de calor. No projeto de um calorímetro com arquitetura de dupla camada, as dimensões de cada invólucro e do espaço de ar intermediário (Gap), são determinantes para o desempenho térmico global do sistema.

A câmara interna (Coleman, 2024b), com dimensões aproximadas de  $26\text{ cm} \times 18\text{ cm} \times 17\text{ cm}$  e um volume de  $4,7\text{ L}$ , foi selecionada para garantir uma constante de tempo térmica razoável, ao mesmo tempo em que oferece espaço adequado para o *DUT*, o radiador interno com ventilador e os sensores de temperatura. O volume interno deve ser minimizado para reduzir a massa de ar a ser aquecida e os gradientes de temperatura internos, mas sem restringir o fluxo de

ar ao redor do *DUT* e do radiador (ORIKAWA *et al.*, 2013).

A câmara externa (Coleman, 2024a), com dimensões internas de  $27\text{ cm} \times 27,5\text{ cm} \times 54\text{ cm}$  e um volume de  $45,4\text{ L}$ , foi escolhida para criar um espaço de ar (Gap) substancial ao redor da câmara interna. Este Gap deve ser suficientemente para permitir a circulação de ar adequada, a instalação dos aquecedores e ventiladores externos, e o posicionamento de sensores de temperatura para o controle ativo.

Um Gap estreito pode limitar a uniformidade da temperatura e a eficácia dos aquecedores e ventiladores, dificultando o controle ativo. Por outro lado, um Gap largo aumenta o volume total do calorímetro e o tempo necessário para o sistema de controle estabilizar a temperatura do espaço intermediário.

A espessura do isolamento de poliuretano nas caixas térmicas comerciais e sua condutividade térmica, combinada com a espessura da camada de ar no Gap, define a resistência térmica global do sistema ( $R_{th(total)}$ ). Esta resistência é a medida da oposição do sistema ao fluxo de calor, e seu valor ideal é o maior possível. Um valor alto de  $R_{th(total)}$  significa que o calor gerado pelo *DUT* e medido na câmara interna não é perdido para o ambiente.

As dimensões do Gap definem as características físicas do calorímetro e contribuem para a resistência térmica total. O calor é transferido por condução através das paredes isolantes e por convecção através do ar no Gap (INCROPERA *et al.*, 2011). A resistência térmica total pode ser modelada como uma rede de resistores térmicos em série. A Figura 4 mostra a sequência das resistências.

Figura 4 – Fluxograma: Sequência da transferência de calor e resistências térmicas



Fonte: o autor.

Para o cálculo da resistência térmica total, por simplificação é considerada a transferência de calor em uma dimensão (perpendicular às paredes), do interior da câmara interna até o ambiente externo. A rede de resistores térmicos é apresentada na Tabela 7.

Tabela 7 – Descrição das Resistências Térmicas do Calorímetro.

Símbolo	Descrição	Fenômeno
$R_{th(Internal\_wall)}$	Resistência do material isolante da câmara interna.	Condução
$R_{th(Gap)}$	Resistência através do ar e das superfícies do Gap.	Convecção
$R_{th(external\_wall)}$	Resistência do material isolante da câmara externa.	Condução
$R_{th(CE\_amb)}$	Resistência da superfície externa para o ambiente.	Convecção

Fonte: o autor.

A Equação 3.1 descreve a resistência de condução da parede interna, onde  $d_{Internal\_wall}$  é a espessura do isolamento,  $k_{PU}$  é a condutividade térmica do poliuretano e  $A_{superficie\_media\_int}$  é a área média de transferência de calor da parede. A área média representa a área da superfície no meio da espessura do isolamento e melhor aproxima o fluxo de calor unidimensional para as seis faces da caixa.

$$R_{th(Internal\_wall)} = \frac{d_{Internal\_wall}}{k_{PU} \cdot A_{superficie\_media\_int}} \quad (3.1)$$

A resistência do Gap ( $R_{th(Gap)}$ ) é definida pela Equação 3.2, onde  $h_{Gap}$  é o coeficiente de transferência de calor no entre-espaço e  $A_{superficie\_ext\_int}$  é a área superficial externa da câmara interna.

$$R_{th(Gap)} = \frac{1}{h_{Gap} \cdot A_{superficie\_ext\_int}} \quad (3.2)$$

A resistência de condução da parede externa é dada pela Equação 3.3, onde  $d_{External\_wall}$  é a espessura do isolamento e  $A_{superficie\_media\_ext}$  é a área média de transferência da parede externa.

$$R_{th(External\_wall)} = \frac{d_{External\_wall}}{k_{PU} \cdot A_{superficie\_media\_ext}} \quad (3.3)$$

A resistência da superfície externa para o ambiente é a resistência de convecção, conforme a Equação 3.4, onde  $h_{amb}$  é o coeficiente de transferência de calor.

$$R_{th(CE\_amb)} = \frac{1}{h_{amb} \cdot A_{superficie\_ext\_ext}} \quad (3.4)$$

A resistência térmica global do sistema, da câmara interna para o ambiente, é a soma dessas resistências em série, conforme a Equação 3.5.

$$R_{th(total)} = R_{th(Internal\_wall)} + R_{th(Gap)} + R_{th(External\_wall)} + R_{th(CE\_amb)} \quad (3.5)$$

Para os cálculos de transferência de calor, foram adotados os seguintes parâmetros:

- Condutividade do Poliuretano ( $k_{PU}$ ):  $0,025\text{W/m} \cdot \text{K}$ .
- Coeficiente de Convecção no Gap ( $h_{Gap}$ ):  $5\text{W/m}^2 \cdot \text{K}$ .
- Coeficiente Global Ambiente ( $h_{amb}$ ):  $10\text{W/m}^2 \cdot \text{K}$ .

As resistências de condução dependem da espessura do material isolante e da área média de troca térmica das câmaras.

Tabela 8 – Resistências Térmicas de Condução através do Poliuretano.

Componente	Espessura ( $d$ ) [m]	Área Média ( $A$ ) [ $\text{m}^2$ ]	Resistência ( $R_{th}$ )
Parede Interna (4.7 L)	0,015	0,22	2,72K/W
Parede Externa (45.4 L)	0,035	1,15	1,22K/W

Fonte: o autor.

Nota:  $R_{th(\text{condução})} = \frac{d}{k \cdot A}$ .

As resistências de interface dependem do coeficiente de película ( $h$ ) e da área superficial de contato.

Tabela 9 – Resistências Térmicas de Convecção e Radiação.

Interface	Coef. $h$ [ $\text{W/m}^2\text{K}$ ]	Área ( $A$ ) [ $\text{m}^2$ ]	Resistência ( $R_{th}$ )
Gap de Ar (Entre Caixas)	5	0,26	0,770K/W
Superfície / Ambiente	10	1,32	0,076K/W

Fonte: o autor.

Nota:  $R_{th(\text{conv})} = \frac{1}{h \cdot A}$ , esse valores foram encontrados de forma heurística.

A Tabela 10 apresenta a soma das resistências em série para determinar a isolamento total do sistema.

Tabela 10 – Consolidação da Resistência Térmica Global.

Etapa da Transferência	Valor [K/W]	Contribuição [%]
Resistência Parede Interna	2,720	56,84%
Resistência Gap de Ar	0,770	16,09%
Resistência Parede Externa	1,220	25,49%
Resistência Conv. Ambiente	0,076	1,58%
Resistência Total ( $R_{th(\text{total})}$ )	4,786	100,00%

Fonte: o autor.

O taxa de transferência de calor total da câmara interna para o ambiente é então dado pela Equação 3.6.

$$\dot{Q} = \frac{T_{CI} - T_{amb}}{R_{th(total)}} \quad (3.6)$$

### 3.3 Análise Física do Calorímetro de Fluxo Fechado de Dupla Camada

Este modelo, expresso em termos de equações diferenciais, permite simular a resposta térmica do sistema a estímulos de aquecimento e resfriamento. A fundamentação teórica se encontra na primeira lei da termodinâmica, estabelecendo que a taxa de variação da energia interna é igual à taxa líquida de transferência de energia para o volume de controle (Equação 3.7).

$$\dot{E}_{armazenada} = \dot{E}_{entrada} - \dot{E}_{saída} \quad (3.7)$$

A aplicação dessa lei a cada "nó" térmico do calorímetro (câmara interna, câmara externa, reservatório de água) resulta em um sistema de EDOs que descrevem a dinâmica de temperatura no tempo, sob a premissa de temperatura uniforme em todo o volume de cada nó, modelo Capacitância Concentrada (Lumped-Capacitance) (INCROPERA *et al.*, 2011).

#### 3.3.1 Capacidade Térmica

Para a aplicação do modelo de capacitância concentrada, é necessário definir a inércia térmica total de cada nó. A capacidade térmica ( $C_{th}$ ) de um material é dada por  $C_{th} = m \cdot c_p$ , sendo  $m$  a massa do material e  $c_p$  o calor específico do material.

- Capacidade Térmica da Câmara Interna ( $C_{th(CI)}$ ): Combina a capacidade térmica do ar no interior da câmara e a massa térmica da porção da parede isolante que está termicamente acoplada a este nó.
- Capacidade Térmica da Câmara Externa ( $C_{th(CE)}$ ): Combina a capacidade térmica do ar no Gap e a massa térmica da porção da parede isolante que está termicamente acoplada a este nó, além da capacidade da própria caixa externa.

Devido ao modelo, a massa de isolamento de Poliuretano (PU) entre os nós  $T_i$  e  $T_e$  é convencionalmente particionada, sendo metade da massa de PU da parede interna é atribuída a

$C_{th(CI)}$  e a outra metade é desconsiderada, a resistência térmica de condução é definida entre os nós. Para fins de inércia, o critério é:

$$C_{th(CI)} = C_{th(air\_CI)} + \frac{1}{2}C_{th(isolamento\_CI)} + C_{th(DUT)} + C_{th(rad\_CI)} \quad (3.8)$$

$$C_{th(CE)} = C_{th(air\_Gap)} + \frac{1}{2}C_{th(isolamento\_CI)} + C_{th(isolamento\_CE)} \quad (3.9)$$

Onde  $C_{th(air\_CI)}$ ,  $C_{th(isolamento\_CI)}$  e demais termos são definidos conforme a Tabela 11. Esta formulação garante que a inércia térmica total do sistema seja distribuída entre os nós, sendo  $C_{th(CI)}$  o termo dominante para a constante de tempo de medição primária.

Tabela 11 – Modelagem da capacidade térmica para os componentes do calorímetro.

Componente	Fórmula de Capacidade Térmica ( $C_{th}$ )	Variáveis a Serem Definidas
Ar na Câmara Interna	$C_{th(air\_CI)} = (\rho_{air} \cdot V_{air\_CI}) \cdot c_{p\_air}$	$\rho_{air}$ : Densidade do ar. $V_{air\_CI}$ : Volume de ar dentro da câmara interna. $c_{p\_air}$ : Calor específico do ar.
Paredes da Câmara Interna (Isolamento)	$C_{th(isolamento\_CI)} = (\rho_{PU} \cdot V_{isolamento\_CI}) \cdot c_{p\_PU}$	$V_{isolamento\_CI}$ : Volume de PU da câmara interna.
Paredes da Câmara Externa (Isolamento)	$C_{th(isolamento\_CE)} = (\rho_{PU} \cdot V_{isolamento\_CE}) \cdot c_{p\_PU}$	$V_{isolamento\_CE}$ : Volume de PU da câmara externa.
Ar na Câmara Externa (Gap)	$C_{th(air\_Gap)} = (\rho_{air} \cdot V_{air\_Gap}) \cdot c_{p\_air}$	$V_{air\_Gap}$ : Volume de ar no Gap ( $V_{int\_CE} - V_{ext\_CI}$ ).
Água no Circuito de Resfriamento	$C_{th(water)} = (\rho_{water} \cdot V_{water}) \cdot c_{p\_water}$	$V_{water}$ : Volume total de água no circuito (tanque, mangueiras, radiadores).
Radiadores (Alumínio)	$C_{th(radiadores)} = (\rho_{Al} \cdot V_{radiadores}) \cdot c_{p\_Al}$	$V_{radiadores}$ : Volume de alumínio dos radiadores.
Dispositivo Sob Teste (DUT)	$C_{th(DUT)} = m_{DUT} \cdot c_{p\_DUT}$	$m_{DUT}$ : Massa do DUT. $c_{p\_DUT}$ : Calor específico do material principal do DUT.

Fonte: o autor.

Nota: Para os radiadores, o volume de alumínio é o volume sólido total. A capacidade térmica total de cada nó ( $C_{th(CI)}$  e  $C_{th(CE)}$ ) é uma combinação destes termos, conforme Equações 3.8 e 3.9.

Para o cálculo das inércias térmicas ( $C_{th}$ ), foram utilizadas as seguintes propriedades de materiais:

- Poliuretano (PU):  $\rho = 40\text{kg/m}^3$  e  $c_p = 1450\text{J/kgK}$ .
- Ar (25°C):  $\rho = 1,184\text{kg/m}^3$  e  $c_p = 1007\text{J/kgK}$ .

- Alumínio:  $\rho = 2700\text{kg/m}^3$  e  $c_p = 900\text{J/kgK}$ .
- Água:  $\rho = 1000\text{kg/m}^3$  e  $c_p = 4186\text{J/kgK}$ .

A Tabela 12 resume os volumes de ar e isolamento calculados a partir das dimensões externas e capacidades nominais das caixas térmicas.

Tabela 12 – Levantamento Geométrico e de Volumes das Câmaras.

Componente	V. Interno [L]	V. Externo [L]	V. Isolamento [L]
Câmara Interna (CI)	4,70	7,95	3,25
Câmara Externa (CE)	45,40	80,60	35,20
Gap (Espaço de Ar)	37,45	—	—

Fonte: o autor com base nas dimensões das unidades Coleman 5 QT (Coleman, 2024a) e 48 QT (Coleman, 2024b).

Nota:  $V_{\text{air\_Gap}} = V_{\text{interno\_CE}} - V_{\text{externo\_CI}}$ .

As capacidades térmicas individuais foram calculadas pela relação  $C_{th} = \rho \cdot V \cdot c_p$  (ou  $m \cdot c_p$ ), estando os valores obtidos apresentados na Tabela 13.

Tabela 13 – Inércias Térmicas dos Materiais e Componentes.

Material/Componente	Volume ou Massa	Inércia ( $C_{th}$ )
Ar (Câmara Interna)	0,0047 m <sup>3</sup>	5,6 J/K
PU (Câmara Interna)	0,00325 m <sup>3</sup>	188,5 J/K
Ar (Gap entre caixas)	0,03745 m <sup>3</sup>	44,6 J/K
PU (Câmara Externa)	0,0352 m <sup>3</sup>	2041,6 J/K
Radiador Interno (Al)	0,15 Kg	60,7 J/K
Radiador Externo (Al)	0,45 kg	405,0 J/K
Água (Circuito Ativo)	499 ml	2088,7 J/K

Fonte: o autor.

### 3.3.2 Equações Diferenciais Ordinárias de Balanço de Energia

A temperatura da câmara interna ( $T_{CI}$ ) é o nó principal. Sua dinâmica é afetada pelo aquecedor interno ( $\dot{Q}_{\text{htr\_CI}}$ ), pelo calor dissipado pelo DUT ( $\dot{Q}_{\text{DUT}}$ ), pela remoção de calor pelo radiador interno ( $\dot{Q}_{\text{rad\_CI}}$ ) e pela transferência de calor para o Gap ( $\dot{Q}_{\text{transf\_CI\_Gap}}$ ).

O fluxo de calor por transferência ( $\dot{Q}_{\text{transf\_CI\_Gap}}$ ) através do isolamento e do Gap é modelado por uma resistência térmica total  $R_{th(CI\_Gap)}$ , que inclui a condução do PU e a convecção no Gap.

$$C_{th(CI)} \frac{dT_{CI}}{dt} = \dot{Q}_{\text{htr\_CI}} + \dot{Q}_{\text{DUT}} - \dot{Q}_{\text{rad\_CI}} - \dot{Q}_{\text{transf\_CI\_Gap}} \quad (3.10)$$

Onde o fluxo de calor para a câmara externa é:

$$\dot{Q}_{transf\_CI\_CE} = \frac{T_{CI} - T_{Gap}}{R_{th(CI\_Gap)}}, \quad (3.11)$$

sendo  $R_{th(CI\_Gap)} = R_{th(Internal\_wall)} + R_{th(Gap)}$  (Equações 3.1 e 3.2).

A temperatura do Gap ( $T_{Gap}$ ) atua como blindagem térmica. Sua dinâmica é afetada pelo aquecedor externo ( $\dot{Q}_{htr(Gap)}$ ), pelo calor recebido da câmara interna ( $\dot{Q}_{transf\_CI\_Gap}$ ) e pela perda de calor para o ambiente ( $\dot{Q}_{transf\_Gap\_amb}$ ).

$$C_{th(air\_Gap)} \frac{dT_{Gap}}{dt} = \dot{Q}_{htr(Gap)} + \dot{Q}_{transf\_CI\_Gap} - \dot{Q}_{transf\_Gap\_amb} \quad (3.12)$$

O fluxo de calor para o ambiente ( $\dot{Q}_{transf\_Gap\_amb}$ ) é modelado pela resistência térmica total de saída  $R_{th(CE\_amb\_total)}$ , que deve incluir a condução da parede externa e a resistência de convecção e na superfície.

$$\dot{Q}_{transf\_Gap\_amb} = \frac{T_{Gap} - T_{amb}}{R_{th(CE\_amb\_total)}}, \quad (3.13)$$

onde  $R_{th(CE\_amb\_total)} = R_{th(External\_wall)} + R_{th(CE\_amb)}$  (Equações 3.3 e 3.4).

O circuito de resfriamento é modelado como um sistema de fluxo com um reservatório de volume fixo. A temperatura da água no reservatório ( $T_{tank}$ ) é considerada uniforme devido à mistura e atua como a temperatura de entrada para o radiador interno ( $T_{water\_inlet\_rad\_CI} = T_{tank}$ ), fechando o loop de fluxo.

O termo  $C_{rad}$ , denominado Coeficiente Global de Transferência de Calor do Trocador de Calor (radiador), é um parâmetro para quantificar a taxa de calor dissipada por um sistema de troca térmica.  $C_{rad}$  é o produto do Coeficiente Global de Transferência de Calor ( $U$ ) pela Área de Troca Térmica ( $A$ ), conforme a relação clássica (SEKULIC; SHAH, 2023):

$$C_{rad} = U \cdot A \quad (3.14)$$

Este parâmetro é diretamente aplicado no cálculo da taxa de calor transferida ( $\dot{Q}$ ) através de uma diferença de temperatura ( $\Delta T$ ), constituindo a base para a modelagem do desempenho térmico do radiador,  $\dot{Q} = C_{rad} \cdot \Delta T$ .

Na equação de modelagem dinâmica  $\dot{Q}_{radiador} = C_{rad} \cdot DC_{Ventoinha} \cdot \Delta T$ , a inclusão do termo Ciclo de Trabalho do Ventilador ( $DC_{Ventoinha}$ ) introduz uma modularidade na taxa de

transferência de calor, transformando o  $C_{rad}$  de um valor nominal em um parâmetro dinâmico de controle.

Em um radiador, o mecanismo dominante de remoção de calor é a convecção forçada no lado externo (ar). O coeficiente de convecção externa  $h_{ext\_rad}$  é proporcional à vazão mássica de ar ( $\dot{m}_{air}$ ) imposta pelo ventilador. O aumento da vazão de ar forçado resulta em um aumento do Número de Reynolds (Re), o que, por sua vez, eleva o ( $h_{ext\_rad}$ ) (SEKULIC; SHAH, 2023).

Ao aumentar  $h_{ext\_rad}$ , a resistência térmica externa ( $R_{th(conveccao\_ext\_rad)} = 1/(h_{ext\_rad} \cdot A_{ext\_rad})$ ) é reduzida. Uma vez que  $U$  é inversamente proporcional à resistência total ( $\sum R_{th}$ ) (ver Apêndice B), o aumento de  $h_{ext\_rad}$  eleva o valor do coeficiente global  $U$  e, conseqüentemente, o  $C_{rad} = U \cdot A$ .

A Taxa de calor  $\dot{Q}_{radiador}$  é definida pelo produto  $C_{rad} \cdot \Delta T$ . A Taxa de transferência para o radiador interno e externo é dada respectivamente nas Equações 3.15 e 3.16.

$$\dot{Q}_{rad\_CI} = C_{rad\_CI} \cdot DC_{Ventoinha\_int} \cdot (T_{CI} - T_{tank}) \quad (3.15)$$

$$\dot{Q}_{rad\_CE} = C_{rad\_CE} \cdot DC_{Ventoinha\_CE} \cdot (T_{\acute{a}gua\_saída\_rad\_int} - T_{amb}) \quad (3.16)$$

A variação da temperatura da água ao passar por um radiador é dada pela Equação 3.17:

$$\Delta T_{water} = \frac{\dot{Q}_{rad}}{\dot{m}_{water} \cdot c_{p\_water}} \quad (3.17)$$

Assim, as temperaturas nos pontos-chave, temperatura da água de saída do radiador interno Equação 3.18 e externo Equação 3.19 do circuito são:

$$T_{water\_outlet\_rad\_CI} = T_{tank} + \frac{\dot{Q}_{rad\_CI}}{\dot{m}_{water} \cdot c_{p\_water}} \quad (3.18)$$

$$T_{water\_outlet\_rad\_CE} = T_{water\_outlet\_rad\_CI} - \frac{\dot{Q}_{rad\_CE}}{\dot{m}_{water} \cdot c_{p\_water}} \quad (3.19)$$

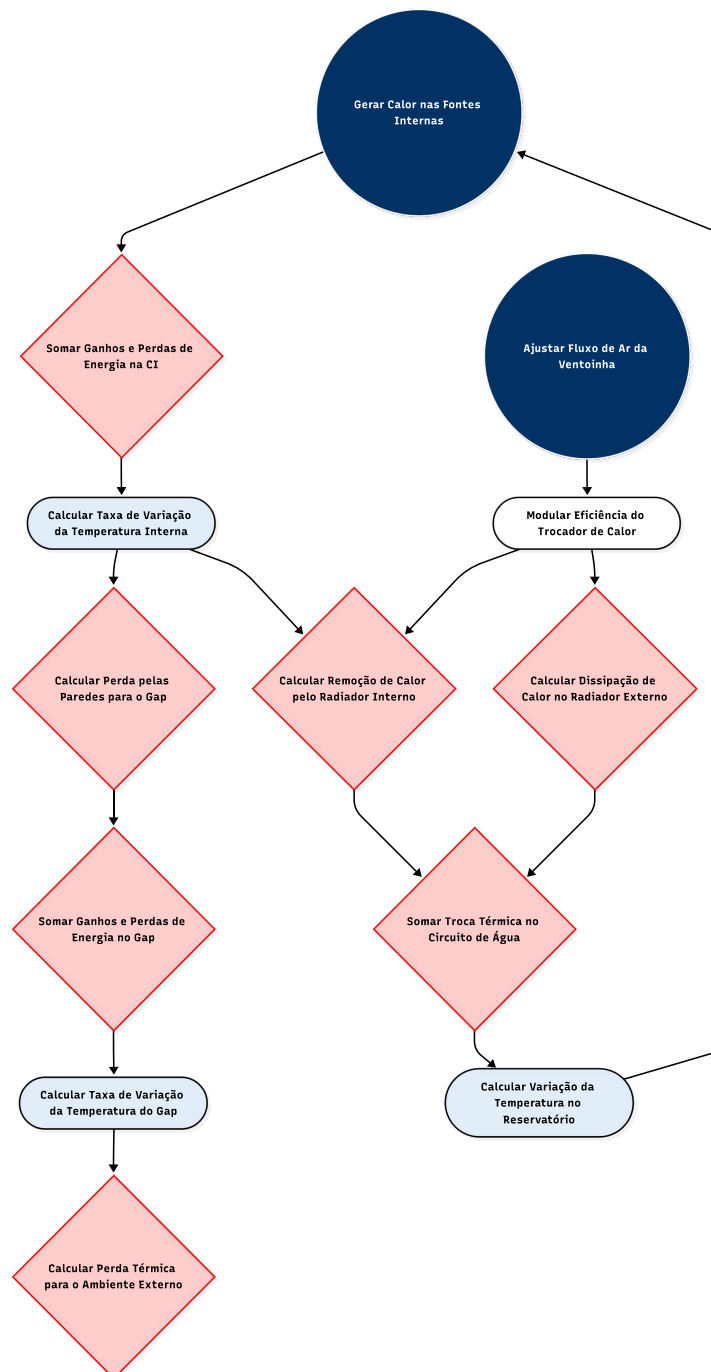
A EDO para o reservatório, que possui capacidade térmica  $C_{th(tank)} = \rho_{water} \cdot V_{tank} \cdot c_{p\_water}$ , fecha o loop de temperatura e incorpora o calor dissipado pela bomba ( $\dot{Q}_{pump}$ ) no fluxo

de água. O reservatório recebe o fluxo de água de volta do radiador externo ( $T_{water\_outlet\_rad\_CE}$ ) e entrega água para o radiador interno ( $T_{tank}$ ).

$$C_{th(tank)} \frac{dT_{tank}}{dt} = \dot{m}_{water} \cdot c_{p\_water} \cdot (T_{water\_outlet\_rad\_CE} - T_{tank}) + \dot{Q}_{pump}, \quad (3.20)$$

$\dot{Q}_{pump}$  é o calor adicionado à água devido à energia dissipada pela bomba. A Figura 5 demonstra como os três nós se relacionam e quais transferências de calor os afetam.

Figura 5 – Fluxograma do balanço de energia.



### 3.3.3 Implementação Discreta

Pelo Método de Euler (CHAPRA; CANALE, 2016), o sistema de EDOs discretizado para as temperaturas das câmaras interna e externa (Equações 3.10 e 3.12) é:

$$T_{CI}[i+1] = T_{CI}[i] + \frac{T_s}{C_{th}(CI)} (\dot{Q}_{htr\_CI} + \dot{Q}_{DUT} - \dot{Q}_{rad\_CI} - \frac{T_{CI}[i] - T_{Gap}[i]}{R_{th}(CI\_Gap)}) \quad (3.21)$$

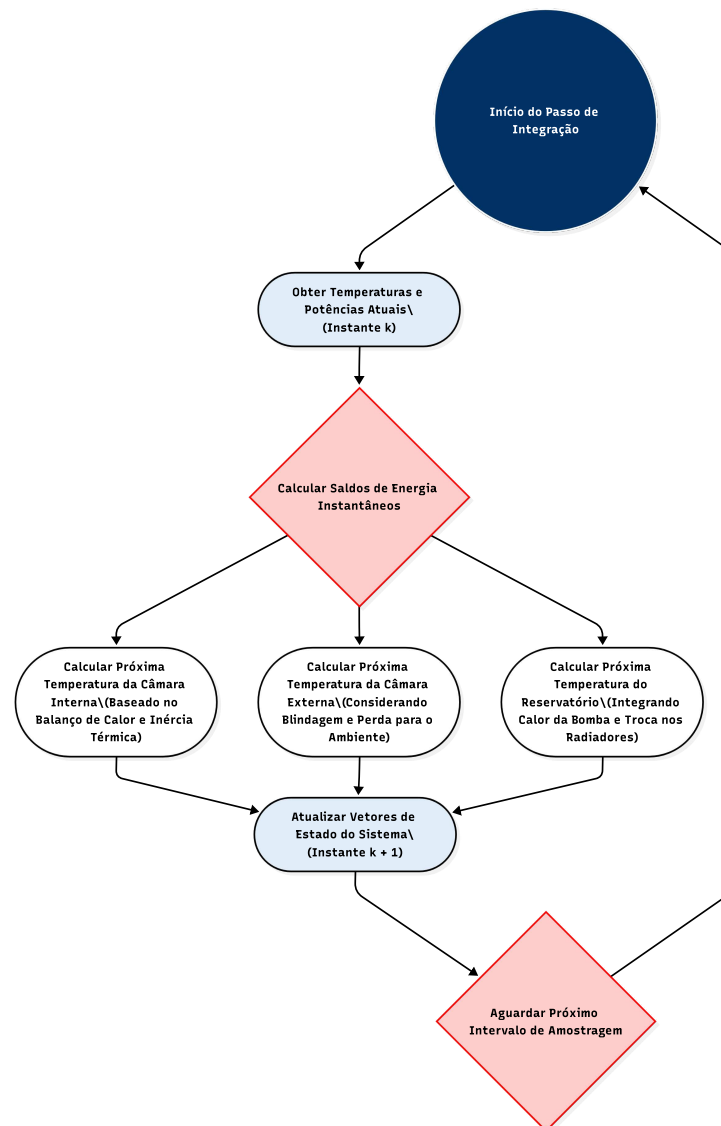
$$T_{Gap}[i+1] = T_{Gap}[i] + \frac{T_s}{C_{th}(CE)} (\dot{Q}_{htr}(Gap) + \frac{T_{CI}[i] - T_{Gap}[i]}{R_{th}(CI\_Gap)} - \frac{T_{Gap}[i] - T_{amb}}{R_{th}(CE\_amb)}) \quad (3.22)$$

E a equação discreta para a temperatura do reservatório (Equação 3.20) é:

$$T_{tank}[i+1] = T_{tank}[i] + \frac{T_s}{C_{th}(tank)} (\dot{m}_{water} \cdot c_{p\_water} \cdot (T_{water\_outlet\_rad\_CE}[i] - T_{tank}[i]) + \dot{Q}_{pump}), \quad (3.23)$$

onde  $T_{water\_outlet\_rad\_CE}[i]$  é calculado usando  $T_{tank}[i]$  no instante  $k$ , Equação 3.18. A Figura 6 demonstra a implementação discreta.

Figura 6 – Fluxograma da implementação discreta.



Fonte: o autor.

### 3.4 Simulação Dinâmica

O estudo do calorímetro é complementado por uma simulação dinâmica no *software* MATLAB, o link para o repositório com a simulação encontra-se no Apêndice D. O objetivo desta simulação é modelar o comportamento térmico do calorímetro em modo de medição flutuante, onde as temperaturas internas flutuam em resposta à potência injetada pelo *DUT* e às trocas de calor.

A lógica do modelo baseia-se no balanço de energia para três corpos (nós térmicos) interconectados. Cada nó possui uma Capacidade Térmica Total ( $C_{th}$ ) e está sujeito a transferências de energia em seus limites. A variação da temperatura de cada nó no tempo ( $dT/dt$ ) é determinada pela soma das potências que entram e saem, dividida pela sua capacidade térmica,

conforme a Lei da Conservação de Energia (INCROPERA *et al.*, 2011):

$$\frac{dT}{dt} = \frac{1}{C_{th}} \cdot (\sum P_{in} - \sum P_{out}) \quad (3.24)$$

O modelo define um sistema de três equações diferenciais acopladas, com três variáveis de estado (temperaturas). Estas variáveis representam os nós térmicos do sistema, conforme a Tabela 14. O tempo de simulação ( $T_{SIM}$ ) foi definido como 6000 segundos (100 minutos), e a condição inicial ( $Y_0$ ) para todos os corpos é a temperatura ambiente ( $T_{INIT} = 25,0^\circ C$ ).

Tabela 14 – Definição dos estados (temperaturas) e suas capacidades térmicas no modelo EDO.

Estado ( $Y_i$ )	Descrição	Capacidade Térmica (C)
$Y(1) = T_{CI}$	Temperatura da Câmara Interna (Núcleo de Medição).	$C_{th(CI)}$
$Y(2) = T_{Gap}$	Temperatura do Gap (Guarda Ativa).	$C_{th(Gap)}$
$Y(3) = T_{tank}$	Temperatura do Fluido de Resfriamento na Entrada ( $T_{water\_inlet\_rad\_CI} = T_{tank}$ ).	$C_{th(tank)}$

Fonte: o autor.

### 3.4.1 Lógica de Atuação e Controle da Temperatura do Gap

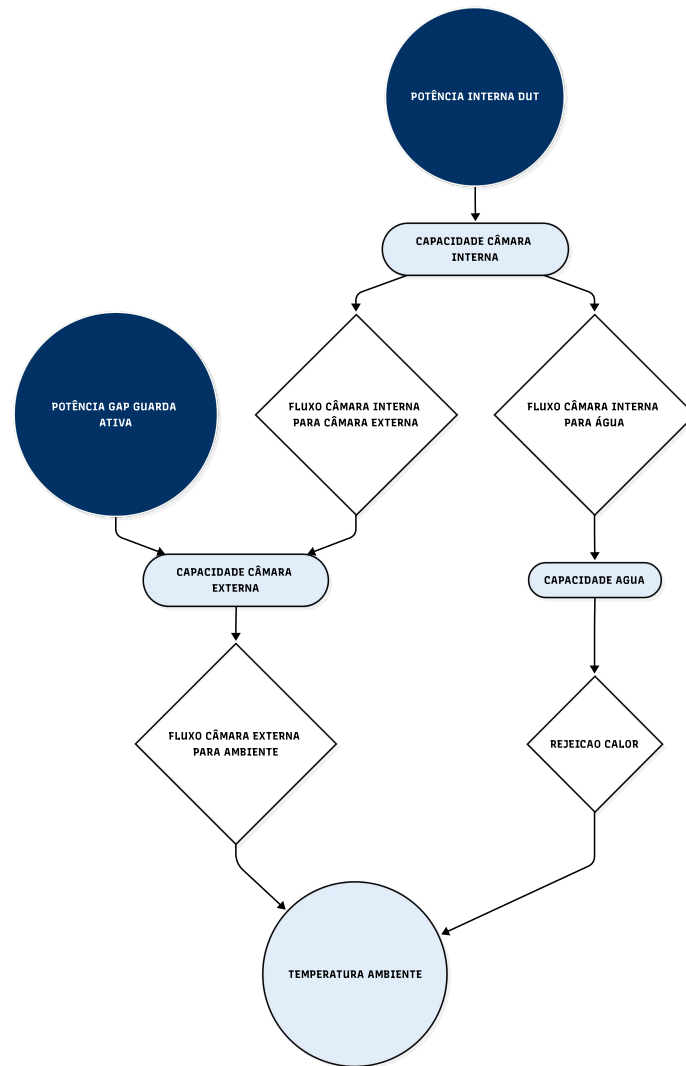
O modelo simula um calorímetro, onde o único atuador ativo é o aquecedor da Câmara Externa ( $P_{htr(Gap)}$ ), controlado para manter  $T_{Gap}$  o mais próxima possível de  $T_{CI}$ .

O controle do Gap é implementado por um controlador Proporcional (P) simples. A demanda de potência é diretamente proporcional ao erro de temperatura do Gap ( $T_{ERROR\_Gap} = T_{CI} - T_{Gap}$ ). O ganho proporcional ( $K_{P\_Gap}$ ) foi definido como  $150,0W/^\circ C$  para garantir um rastreamento rápido, sujeito ao limite máximo de potência do aquecedor do Gap ( $P_{MAX\_htr(Gap)}$ ):

$$P_{htr(Gap)} = \min(P_{MAX\_htr(Gap)}, K_{P\_Gap} \cdot (T_{CI} - T_{Gap})) \quad (3.25)$$

A guarda, controle da temperatura do Gap, simula uma ação unidirecional, apenas injeta calor ( $P_{htr(Gap)} > 0$ ) se  $T_{CI} > T_{Gap}$  (erro positivo). Se  $T_{Gap} \geq T_{CI}$ , o aquecedor é desligado ( $P_{htr(Gap)} = 0$ ).

Figura 7 – Fluxograma da lógica de simulação dinâmica do calorímetro.



Fonte: o autor.

### 3.4.2 Parâmetros Físicos, Geométricos e Coeficientes

A simulação depende dos parâmetros de *design* e das propriedades dos materiais. As Capacidades Térmicas ( $C_{th}$ ), apresentadas na Tabela 15, representam a inércia térmica de cada nó e foram calculadas com base nas propriedades termofísicas e volumes dos materiais (Poliuretano, Ar, Água).

Tabela 15 – Capacidades Térmicas e sua justificativa no modelo dinâmico.

Parâmetro	Valor Calculado	Detalhamento e Justificativa
$C_{th(CI)}$	$\approx 83,1 J/K$	Representa a soma da capacidade térmica do isolamento interno (PU) $C_{th(isolamento\_CI)}$ e do Ar na câmara $C_{th(air\_CI)}$ . O baixo valor é desejado para permitir uma resposta rápida à potência do <i>DUT</i> .
$C_{th(CE)}$	$\approx 524,4 J/K$	Soma da capacidade térmica do isolamento externo $C_{th(isolamento\_CE)}$ e do ar no Gap ( $C_{th}$ ). Maior que $C_{th(CI)}$ para atuar como um escudo térmico estável.
$C_{th(tank)}$	$\approx 2088,7 J/K$	Capacidade térmica da massa de água ( $C_{th(tank)}$ ) no circuito de resfriamento. Representa a maior inércia térmica do sistema, sendo o principal dreno de calor.

Fonte: o autor considerando os dados da Tabela 13.

Os coeficientes Coeficiente de Transferência Global / *Overall Heat Transfer Coefficient* (UA) ( $W/K$ ) representam a condutância térmica total (o inverso da Resistência Térmica,  $R_{th} = \Delta T/P$ ).

1.  $UA_{CI\_Gap}$  (Transferência CI  $\rightarrow$  Gap): Valor:  $1/R_{CI\_Gap} \approx 0,287 W/K$ . Baseado na condução através da espessura do isolamento interno ( $d_{Internal\_wall}$ ) e da Condutividade Térmica do Poliuretano ( $k_{PU}$ ). O baixo valor reflete a alta eficácia do isolamento entre a câmara e o Gap.
2.  $UA_{Gap\_amb}$  (Transferência Gap  $\rightarrow$  Ambiente): Valor:  $1/R_{th(Gap\_amb)} \approx 0,771 W/K$ . Baseado na condução através da espessura do isolamento da câmara externa ( $d_{External\_wall}$ ) para o ambiente ( $T_{amb}$ ). Este coeficiente é a principal linha de defesa passiva contra as perdas para o ambiente.
3.  $UA_{CI\_water}$  (Transferência CI  $\rightarrow$  Água): Valor escolhido de forma heurística:  $UA_{CI\_water} \approx 80,0 W/K$ . A transferência é dominada pela convecção forçada no radiador interno. É utilizado um valor base ( $C_{rad\_CI} = 100 W/^\circ C$ ), escolhido de forma heurística, multiplicado pela porcentagem de PWM do ventilador interno ( $DC_{Ventoinha\_CI}/DC_{MAX} \approx 80,1\%$ ). Esta formulação simula a redução da resistência térmica do radiador devido ao aumento do fluxo de ar, conforme a Equação 3.26:

$$UA_{CI\_water} = C_{rad\_CI} \cdot \frac{DC_{Ventoinha\_CI}}{DC_{MAX}} \approx 80,0 W/K \quad (3.26)$$

4.  $UA_{water\_amb}$  (Transferência Água  $\rightarrow$  Ambiente): Valor escolhido de forma heurística:  $300 W/K$ . Representa a transferência de calor do circuito de água para o

ambiente pelo radiador externo. Utilizando um valor base ( $C_{rad\_CE} = 300W/^{\circ}C$ ), e assumindo o PWM do ventilador externo no máximo, este valor garante uma alta taxa de rejeição de calor da água para o ambiente.

Tabela 16 – Resumo dos Coeficientes de Transferência Térmica ( $UA$ ).

Coeficiente	Valor [W/K]	Domínio Físico	Base de Cálculo / Premissa
$UA_{CI\_Gap}$	$\approx 0,287$	Condução	Inverso da resistência da parede interna para o Gap.
$UA_{Gap\_amb}$	$\approx 0,771$	Condução	Inverso da resistência da parede externa para o ambiente.
$UA_{CI\_water}$	$\approx 80,0$	Convecção Forçada	Calibrado via PWM da ventoinha interna: $C_{rad\_CI} \cdot (DC_{Ventoinha\_CI}/DC_{MAX})$ .
$UA_{water\_amb}$	$\approx 300,0$	Convecção Forçada	Capacidade de rejeição de calor do radiador externo no PWM máximo.

Fonte: o autor.

### 3.4.3 Formulação Matemática do Balanço de Energia (EDOs)

O comportamento dinâmico do calorímetro é descrito por um sistema de três EDOs acopladas, que representam a taxa de variação de temperatura de cada nó em função dos fluxos de calor instantâneos, conforme mostrado na seção anterior.

A  $T_{CI}$  é a variável de estado primária, representando o núcleo de medição. Sua variação é governada pela potência injetada pelo DUT ( $P_{DUT}$ ), a transferência de calor para o Gap ( $T_{Gap}$ ) e a remoção de calor pelo fluido de resfriamento ( $Q_{CI\_water}$ ).

$$\frac{dT_{CI}}{dt} = \frac{1}{C_{th(CI)}} \cdot (P_{DUT} - UA_{CI\_Gap} \cdot (T_{CI} - T_{Gap}) - Q_{CI\_water}) \quad (3.27)$$

1.  $P_{DUT}$ : Potência de entrada do DUT, modelada como um passo de 0 para  $\approx 90,1\%$  da Potência Máxima (40W), ligando em 300s e desligando em 5400s.
2.  $UA_{CI\_Gap} \cdot (T_{CI} - T_{Gap})$ : Perda de calor por condução (transferência de calor) para o nó  $T_{Gap}$  (Temperatura do Gap). Este termo é minimizado pelo controle ativo da temperatura do Gap.
3.  $Q_{CI\_water}$ : Potência removida da  $T_{CI}$  pelo radiador interno, transferida para o circuito de água:  $Q_{CI\_water} = UA_{CI\_water} \cdot (T_{CI} - T_{tank})$ . O coeficiente  $UA_{CI\_water}$  é fixo e calibrado (3.4.3).

A  $T_{Gap}$  é o nó de controle (Temperatura do Gap). Sua variação de temperatura é influenciada pela potência térmica injetada pela próprio Gap ( $P_{htr(Gap)}$ ) e o balanço de energia entre o calor recebido da  $T_{CI}$  e o calor perdido para o ambiente ( $T_{amb}$ ).

$$\frac{dT_{Gap}}{dt} = \frac{1}{C_{th(Gap)}} \cdot (P_{htr(Gap)} + UA_{CI\_Gap} \cdot (T_{CI} - T_{Gap}) - UA_{Gap\_amb} \cdot (T_{Gap} - T_{amb})), \quad (3.28)$$

onde  $P_{htr(Gap)}$  é a potência do atuador da temperatura do Gap, determinada pelo Controle Proporcional com saturação (Equação 3.25) e  $T_{amb}$  é fixo em  $25,0^{\circ}C$ .

A  $T_{tank}$  representa a temperatura do fluido de resfriamento (Água de Entrada,  $T_{water\_inlet\_rad\_CI}$ ) na câmara interna. Sua variação é determinada pelo calor que recebe da  $T_{CI}$  ( $Q_{CI\_water}$ ) e o calor que rejeita para o ambiente ( $Q_{REJECTION}$ ) no radiador externo.

$$\frac{dT_{tank}}{dt} = \frac{1}{C_{th(tank)}} \cdot (Q_{CI\_water} - Q_{REJECTION}), \quad (3.29)$$

onde  $Q_{REJECTION} = UA_{water\_amb} \cdot (T_{tank} - T_{amb})$ . O valor de  $UA_{water\_amb} \approx 300W/K$  garante que o circuito de água atue como um sumidouro de calor, mantendo  $T_{tank}$  próximo de  $T_{amb}$ .

### 3.4.4 Resultados da Simulação e Análise de Desempenho

A solução do sistema de EDOs fornece o comportamento dinâmico das três temperaturas ao longo do tempo de simulação de 100 minutos, permitindo a validação do *design* do calorímetro em relação à minimização de perdas.

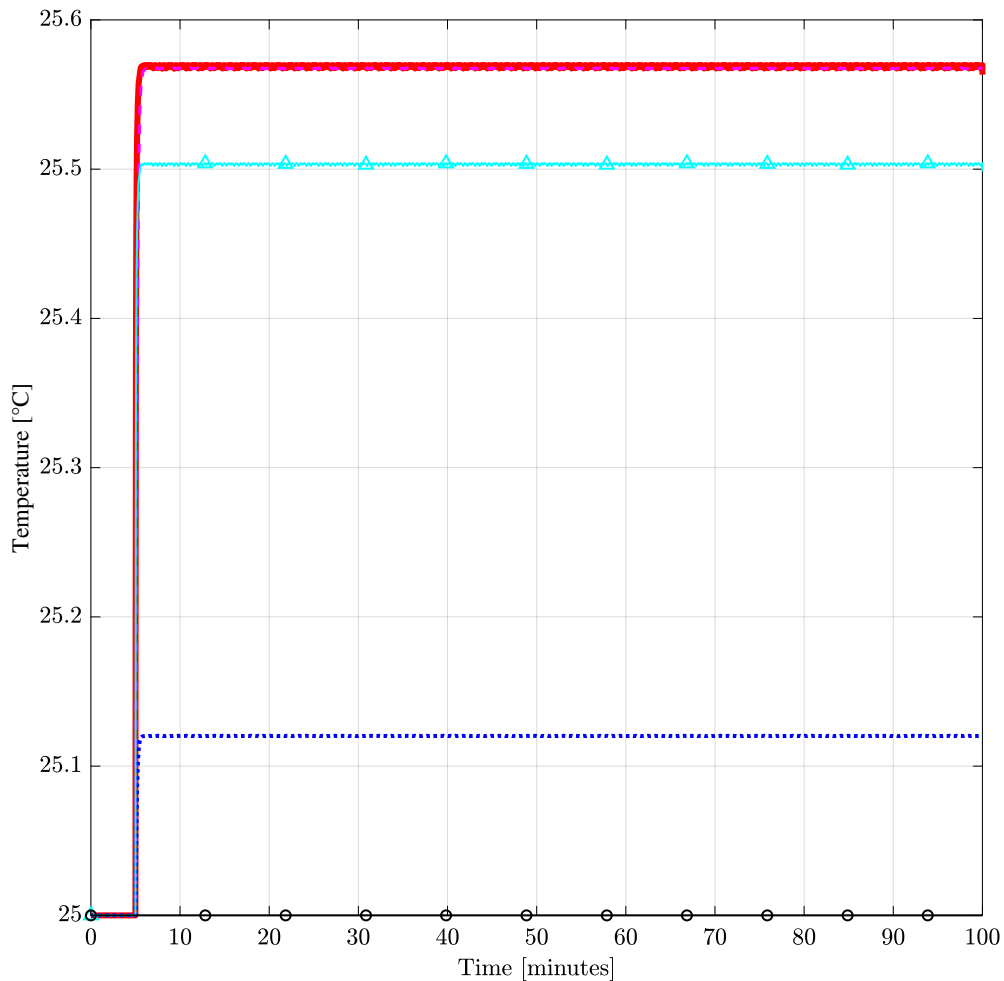
A análise do comportamento das temperaturas e das potências de controle ao longo do tempo permite avaliar a eficácia do sistema de Guarda Ativa.

1. Rastreamento da Temperatura do Gap ( $T_{Gap}$ ): O Figura 8 demonstra a eficácia do controle proporcional com  $K_{P\_Gap} = 150,0W/^{\circ}C$ . A  $T_{Gap}$  rastreia a  $T_{CI}$  com fidelidade, atingindo um Gradiente da Temperatura do Gap ( $T_{CI} - T_{Gap}$ ) em estado estacionário de apenas  $0,0004^{\circ}C$  ( $400\mu K$ ) no ponto de coleta ( $t = 45min$ ). Este gradiente mostra que o *design* de dupla camada funciona como um sistema virtualmente adiabático, minimizando as perdas da  $T_{CI}$  para a  $T_{Gap}$ .
2. Temperatura do Circuito de Água ( $T_{tank}$ ): Observa-se que a  $T_{tank}$  (Água de Entrada) aumenta levemente em relação à  $T_{amb}$  ( $25,0^{\circ}C$ ) durante o aquecimento do *DUT*. Isso se deve à inércia térmica da água ( $C_{th(tank)}$ ) e ao fluxo contínuo

de calor ( $Q_{CI\_water}$ ), confirmando que o circuito de água flutua, mas é resfriado Figura 9.

3. Potência do Atuador do Gap ( $P_{htr(Gap)}$ ): A Figura 9 corrobora a lógica de controle, pois a potência do aquecedor externo ( $P_{htr(Gap)}$ ) é ativada com um valor de  $P_{htr(Gap)} \approx 4,095W$  no estado estacionário. Esta potência é necessária para compensar a perda de calor da  $T_{Gap}$  para o ambiente, mais a pequena fração de calor recebida da  $T_{CI}$  devido ao gradiente residual.

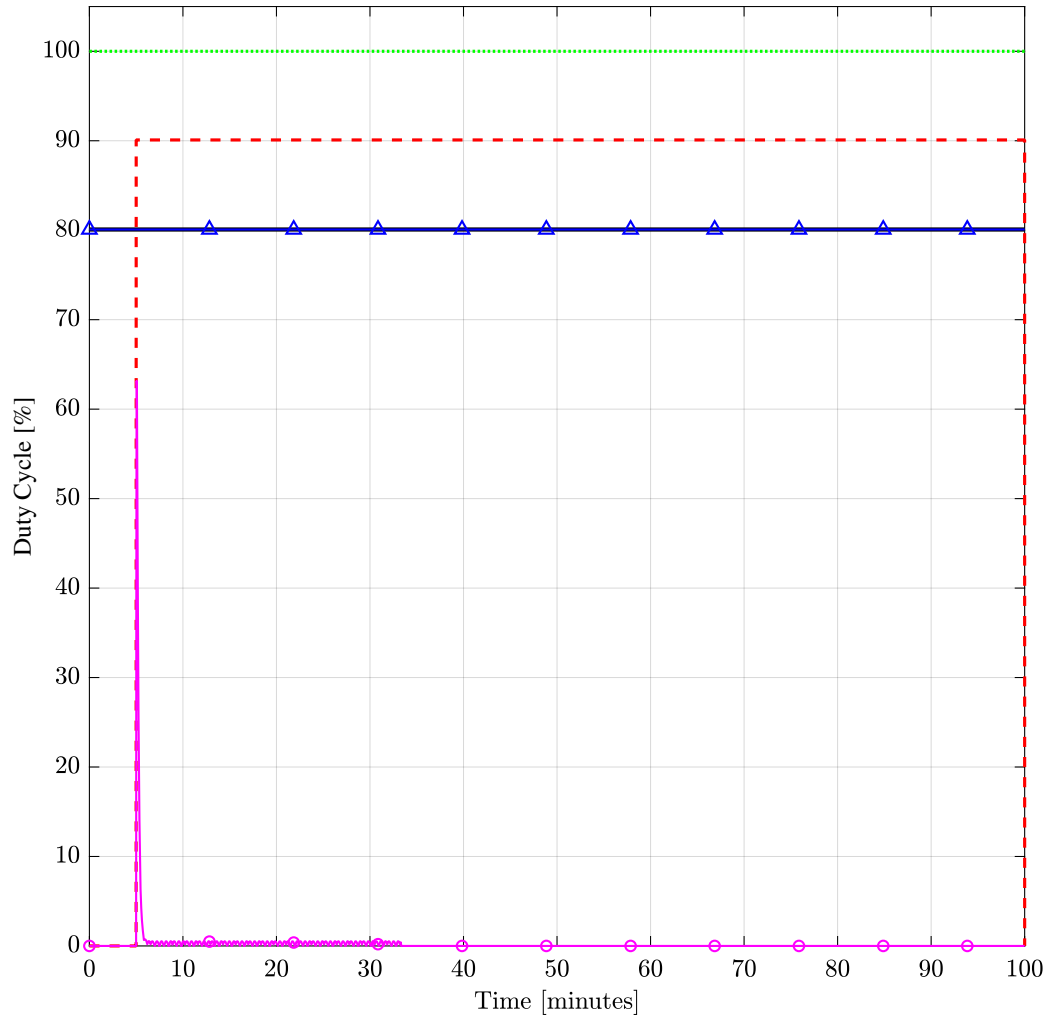
Figura 8 – Gráfico da resposta dinâmica das temperaturas ao longo do tempo de simulação de 100 minutos.



Fonte: o autor.

Nota: Contínua-Vermelha: Temperatura câmara interna; Tracejada-Rosa: Temperatura Gap; Pontilhada-Azul Escuro: Temperatura da água de entrada; Triangular-Azul Claro: Temperatura da água de saída; Circular-Preta: Temperatura ambiente

Figura 9 – Gráfico do comportamento do *Duty Cycle* dos periféricos ao longo do tempo.

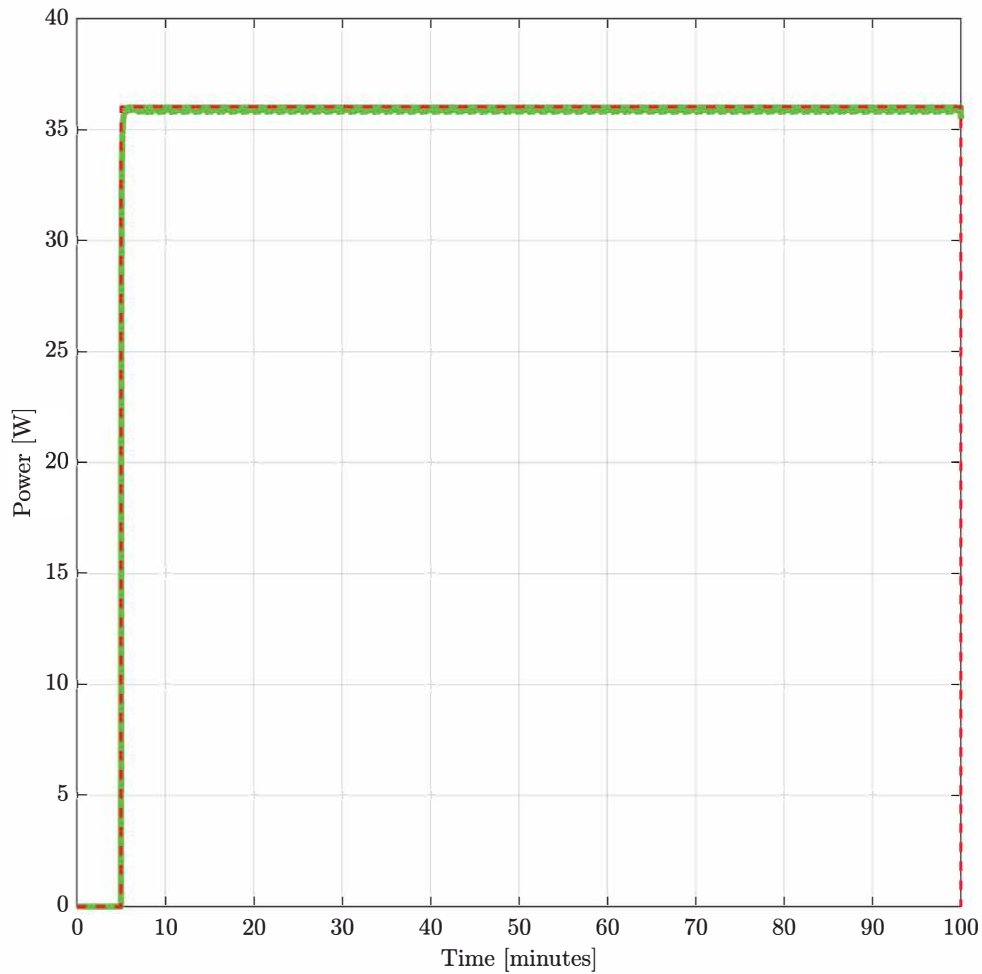


Fonte: o autor.

Nota: Contínua-Preta: Bomba de água; Tracejada-Vermelha: Aquecedor câmara interna (*DUT*); Pontilhada-Verde: Ventilador radiador externo; Triangular-Azul: Ventilador radiador interno; Circular-Rosa: Aquecedor Gap

A métrica final para validação é a acurácia do calorímetro na medição da potência. O calorímetro mede a potência removida pela água,  $P_{REMOVED} = \dot{m}_{water} \cdot c_{p\_water} \cdot (T_{water\_outlet\_rad\_CI} - T_{water\_inlet\_rad\_CI})$ . A Figura 10 compara a potência injetada e a potência medida.

Figura 10 – Gráfico da potência removida do calorímetro pelo circuito de água ( $P_{REMOVED}$ ) em comparação com a potência de entrada do  $DUT$  ( $P_{DUT}$ ).



Fonte: o autor.

Nota: Contínua-Verde: Calor removido da câmara interna; Tracejada-Vermelha: Calor gerado pelo  $DUT$

No ponto de estabilização ( $t = 45min$ ), os valores de potência simulados são:

1. Potência de Entrada ( $P_{DUT}$ ): 36,036W.
2. Potência Removida ( $P_{REMOVED}$ ): 35.968W.
3. Perda de Calor Residual ( $P_{PERDA\_CI\_Gap}$ ): 0,0003W (Devido ao  $\Delta T_{Gap} = 0,0004^{\circ}C$ ).

Mais detalhes sobre a simulação se encontram no Apêndice D.

## 4 MONTAGEM E IMPLEMENTAÇÃO

A montagem e implementação de um sistema de controle térmico de precisão envolve uma integração de componentes eletro-eletrônicos e mecânicos. Esta seção detalha os componentes e as etapas de montagem. A montagem física do hardware pode ser visualizada no Apêndice C.

### 4.1 Componentes e Peças

A seleção dos componentes é fundamental para qualquer projeto. Para o sistema proposto, foram escolhidos materiais e dispositivos que garantem a funcionalidade e a robustez necessárias para o controle térmico, de acordo com o já discutido em seção anterior. A Tabela 17 mostra um os componentes escolhidos para o projeto.

Tabela 17 – Especificações Técnicas e Elétricas dos Componentes do Sistema.

Componente	Qtd.	Tensão	Potência	Função Principal
Câmara Interna (5 QT)	1	—	—	Isolamento do <i>DUT</i> (4,7 L).
Câmara Externa (48 QT)	1	—	—	Guarda térmica externa (45,4 L).
Ventoinha Interna (80mm)	1	12 V	12 W	Dissipação de calor interna.
Ventoinha Externa (254 mm)	1	12 V	80 W	Resfriamento do radiador externo.
Bomba de Água c/ Tanque	1	12 V	19 W	Circulação do fluido térmico.
Folhas Aquec. Internas	2	12 V	40 W*	Aquecimento da câmara interna.
Folhas Aquec. Externas	4	12 V	140 W*	Controle térmico da guarda (Gap).
Radiador Externo (8 linhas)	1	—	—	Rejeição de calor para o ambiente.

Fonte: Elaborado pelo autor com base AliExpress (2024a), AliExpress (2024b), AliExpress (2024e), AliExpress (2024d), AliExpress (2024c), Coleman (2024b), Coleman (2024a).

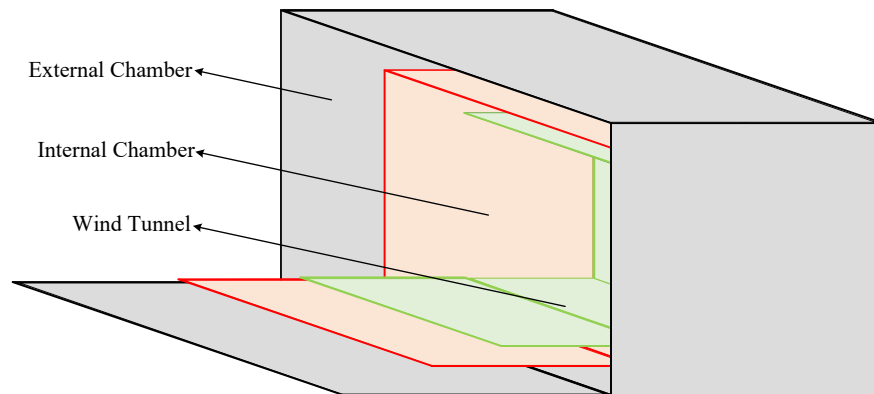
Nota: \* Valores de potência total para o conjunto de unidades instaladas.

### 4.2 Layout e Disposição Física

A disposição física dos componentes garante a funcionalidade do sistema, a eficiência térmica, a facilidade de manutenção e a segurança operacional. Nesta seção, serão detalhados como os diferentes elementos do sistema pretendem ser organizados no calorímetro.

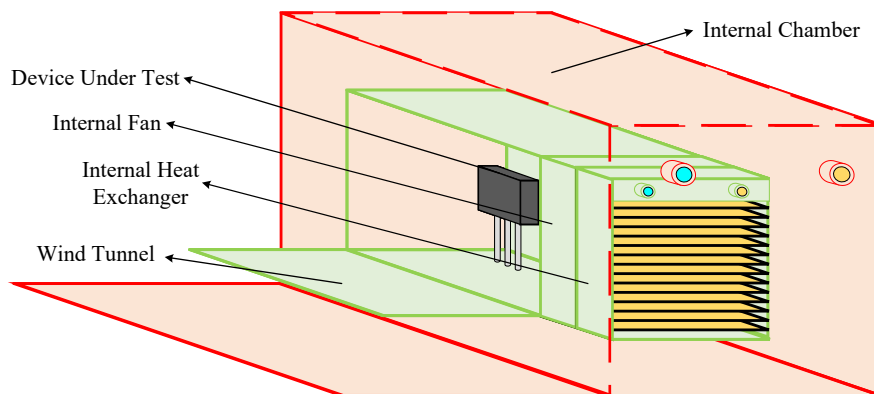
Para uma compreensão da disposição dos componentes, será apresentado esquemas de montagem, que permitem visualizar a interconexão espacial de todas as peças. Esses esquemas servem para a replicação do projeto e para a identificação de potenciais conflitos de espaço ou otimizações no fluxo de ar e líquido. As Figuras 11, 12 e 13, mostram respectivamente, a montagem das câmaras, a montagem do sistema de resfriamento na câmara interna e o sistema de resfriamento na câmara externa.

Figura 11 – Esquema de montagem do calorímetro: câmaras.



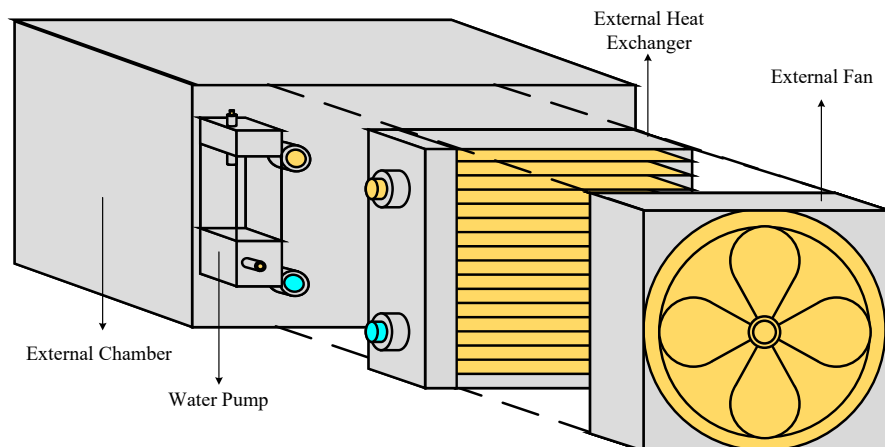
Fonte: o autor.

Figura 12 – Esquema de montagem do calorímetro: sistema de resfriamento parte interna (radiador e ventoinha).



Fonte: o autor.

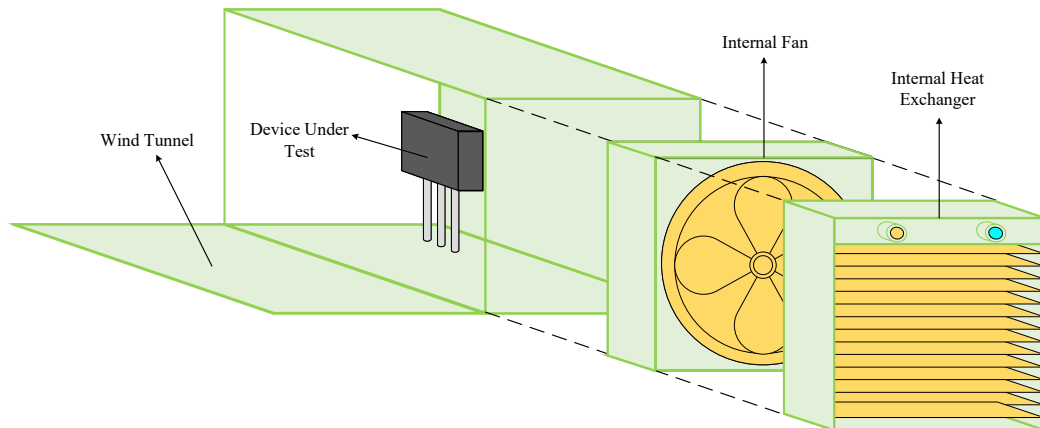
Figura 13 – Esquema de montagem do calorímetro: sistema de resfriamento parte externa (radiador, ventoinha e bomba).



Fonte: o autor.

O radiador interno (com ventilador), detalhado na Figura 14, para o controle ativo de temperatura dentro da câmara interna, deve ser posicionado de forma a promover uma distribuição homogênea de ar dentro da câmara. Uma localização central ou em uma das laterais, com o fluxo de ar direcionado para circulação eficientemente. É importante que o ar não fique estagnado em nenhum ponto da câmara, o que poderia criar gradientes de temperatura indesejados (GHAJAR; IV, 2011).

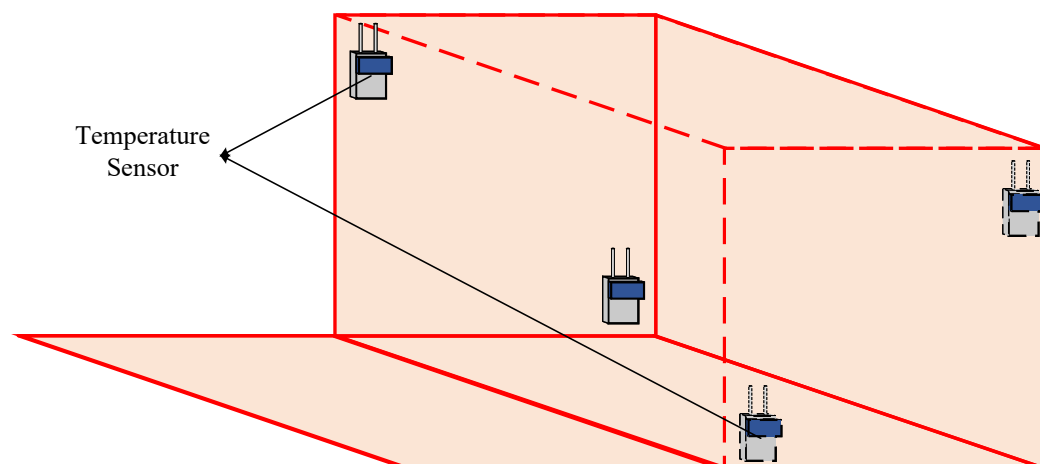
Figura 14 – Esquema de montagem do calorímetro: radiador interno.



Fonte: o autor.

A localização dos sensores de temperatura é importante para obter leituras representativas do ambiente da câmara interna. Para o controle de temperatura, o sensor principal deve ser posicionado no centro da câmara ou em um local que represente a temperatura média do volume de teste, conforme Figura 15. Sensores adicionais podem ser instalados em diferentes pontos para identificar possíveis gradientes de temperatura. (FRADEN, 2010).

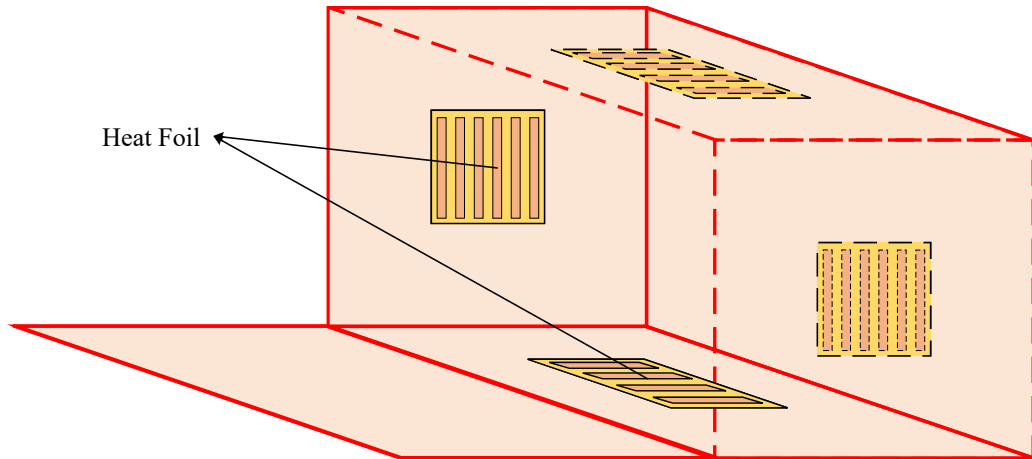
Figura 15 – Esquema de montagem do calorímetro: sensores das câmaras.



Fonte: o autor.

As folhas de aquecimento internas são posicionadas para aquecer a câmara interna. A distribuição das folhas deve visar a uniformidade do aquecimento, conforme Figura 16. O mesmo raciocínio é válido para os aquecedores da câmara externa.

Figura 16 – Esquema de montagem do calorímetro: folhas de aquecimento das câmaras.

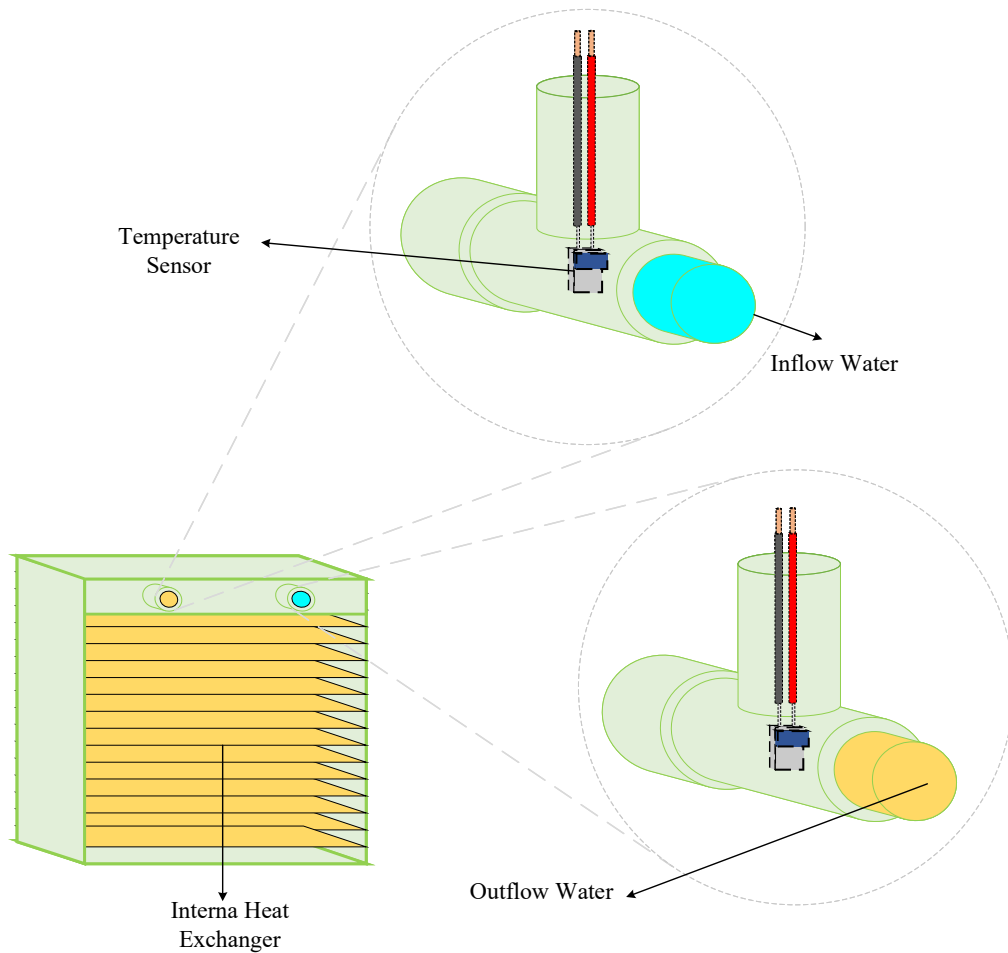


Fonte: o autor.

Para a integração de sensores de água são necessárias adaptações físicas específicas para garantir a funcionalidade e a segurança do sistema. A intenção é medir a temperatura da água, então o sensor deve ser instalado diretamente no circuito hidráulico, a instalação é detalhada na Figura 17. É fundamental que o ponto de instalação garanta que o fluxo de água seja representativo da temperatura média do fluido, em um ponto antes e depois do radiador.

Quaisquer adaptações para a inclusão de sensores de água devem garantir uma vedação perfeita para evitar vazamentos adicionais e a proteção dos componentes eletrônicos contra a umidade, incluindo o próprio sensor. Conectores e cabos para esses sensores devem ser à prova d'água ou devidamente selados (FRADEN, 2010).

Figura 17 – Esquema de montagem do calorímetro: sensores da água no radiador interno.



Fonte: o autor.

### 4.3 Subsistema de Alimentação e Regulação

O subsistema de alimentação é responsável por fornecer energia estável e limpa para todos os circuitos de controle, acionamento e medição. A qualidade da energia tem um influência direta no desempenho do sistema, principalmente na precisão das leituras e na estabilidade da comutação PWM (RASHID, 2014).

A utilização de uma Fonte *Advanced Technology eXtended* (ATX) representa uma solução prática para alimentar o sistema do calorímetro. As fontes ATX são projetadas para operar em regime de fonte chaveada, o que lhes confere alta eficiência e possuem disponibilidade de múltiplas tensões de saída padronizadas (+12V, +5V e +3.3V), que atendem acionamento de cargas (bombas, ventiladores em 12V) e de controle (microcontroladores e lógicas digitais em 5V ou 3.3V).

Para validar a adequação da fonte ATX, é necessário realizar um balanço de potência,

comparando a capacidade de corrente de cada linha da fonte com a demanda total das cargas do calorímetro, Tabela 17.

Importante que algumas adaptações sejam realizadas, como a implementação de capacitores de filtro nas saídas de tensão, uma vez que esse tipo de fonte é projetado para atuar em regime estável, então o acionamento das cargas pode gerar variações de tensão e corrente muito bruscas nas saídas da fonte o que pode atuar suas proteções, contra subtensão ou sobrecorrente.

A construção de uma fonte de alimentação dedicada oferece controle sobre a topologia e a qualidade da energia, sendo alternativa para garantir um nível de ruído baixo para os circuitos de medição.

Embora a Fonte ATX principal possa fornecer as tensões primárias, reguladores de tensão suplementares são necessários para criar tensões específicas ou para fornecer uma tensão de referência limpa. Os reguladores lineares possuem simplicidade, baixo ruído de saída e boa rejeição de ripple (HOROWITZ; HILL, 1989).

#### 4.4 Subsistema de Acionamento

O circuito de drive é responsável por converter o sinal de controle PWM de baixa tensão (tipicamente 3,3V ou 5V) do microcontrolador em um sinal isolado e capaz de acionar o *Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (MOSFET)* de potência que comuta a carga Figura 18. O PWM é utilizado para controlar a potência média entregue a cargas, ajustando a razão cíclica.

A isolamento galvânica entre o lado de controle (microcontrolador) e o lado de potência (carga e do *MOSFET*) serve para proteger o microcontrolador contra picos de tensão e ruídos gerados pela comutação de alta potência e cargas indutivas (RASHID, 2014). O componente comum para esta tarefa é o Optoacoplador (Optoisolador).

O *Light Emitting Diode / Diodo Emissor de Luz (LED)* do optoacoplador é acionado pela saída PWM do microcontrolador. O dimensionamento da Resistência Limitadora de Corrente ( $R_e$ ) garante que o *LED* acione o fototransistor de forma confiável sem exceder sua corrente nominal ( $I$ ):

$$R_e = \frac{V - V_F}{I}, \quad (4.1)$$

onde  $V$  é a tensão de saída do microcontrolador, e  $V_F$  é a tensão direta do *LED* (tipicamente

1.2V a 1.4V). A *Current Transfer Ratio* / Razão de Transferência de Corrente (*CTR*) garante a transferência de sinal suficiente para o lado de potência.

O *MOSFET* de potência é o semiconductor para aplicações de chaveamento devido à sua baixa resistência no estado ligado (*Drain-Source On-Resistance* / Resistência Dreno-Fonte no Estado Ligado (*RDS(on)*)) e à sua velocidade de chaveamento. Para cargas de alta potência, o chaveamento em paralelo é utilizado para minimizar as perdas (ver Apêndice A) Figura 19.

O gate do *MOSFET* é capacitivo e requer a injeção e remoção rápida de uma carga de gate para que a transição de estado ocorra rapidamente. O Resistor de Gate cumpre a função de limitar a corrente de pico durante a transição, limitada pela impedância do *driver* (RASHID, 2014) e mitigar oscilações parasitas criadas pela indutância e capacitância de gate .

Adicionalmente, um resistor *Pull-Down* de alto valor (10k $\Omega$  a 100k $\Omega$ ) entre gate e source garante que, na ausência de sinal de drive (falha), o *MOSFET* seja forçado a permanecer desligado.

A escolha da frequência PWM deve levar em consideração as perdas de chaveamento proporcionais à frequência de chaveamento. frequências muito altas aumentam as perdas totais (condução + chaveamento), exigindo maior dissipação térmica. Além disso deve levar em consideração ruído audível, pois frequências abaixo de 20kHz podem gerar ruídos audíveis nas cargas indutivas.

Cargas indutivas armazenam energia em seus campos magnéticos. Quando o *MOSFET* desliga a corrente rapidamente, a tensão no indutor inverte, gerando um pico de tensão, que pode exceder a tensão máxima Dreno-Source do *MOSFET* (HOROWITZ; HILL, 1989).

O diodo de roda livre (*Freewheeling Diode*) é conectado em paralelo e em polarização reversa à carga indutiva. Quando o *MOSFET* desliga, o diodo conduz, fornecendo um caminho de baixa impedância para a corrente indutiva circular, dissipando a energia de forma controlada. O uso de um diodo Schottky é preferido em Alta Frequência (AF) devido a baixa queda de tensão direta, que reduz as perdas de potência durante o ciclo de roda livre, tempo de recuperação reversa permite o chaveamento em alta frequência.

O detalhamento dos componentes usados no circuito de acionamento estão detalhados na Tabela 18 e os esquemas dos circuitos estão detalhados nas Figuras 18 e 19.

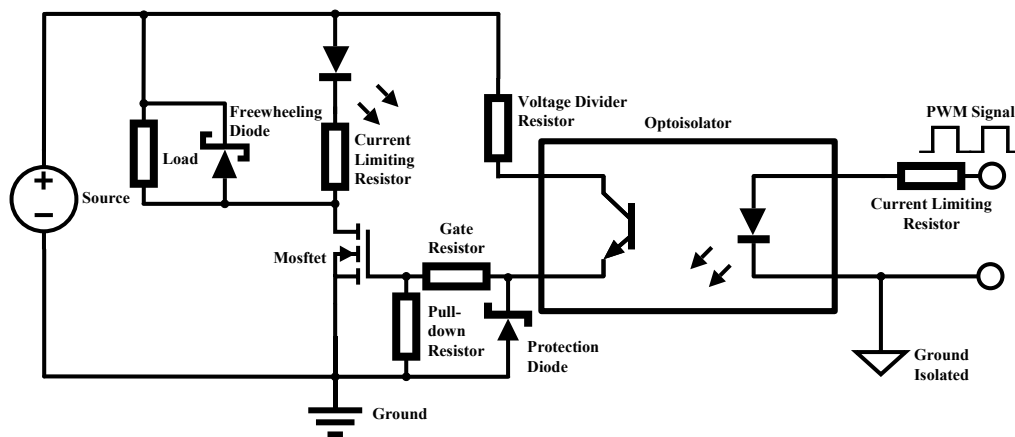
Tabela 18 – Lista Detalhada de Componentes do Módulo de Controle LR7843.

Componente	Valor	Justificativa e Função
MOSFET (N-Channel)	LR7843	Chaveamento de baixa resistência ( $R_{DS(on)} = 3,3 \text{ m}\Omega$ ) para correntes de até 15A.
Optoisolador	PC817	Isolamento galvânico entre o sinal de controle (MCU) e a carga de potência.
Resistor de Entrada (PWM)	1k $\Omega$	Limita a corrente no LED interno do optoisolador, suportando entradas de até 20V.
Resistor de Gate ( <i>Pull-down</i> )	4,7k $\Omega$	Garante que o MOSFET permaneça desligado na ausência de sinal de controle.
Resistor Divisor de Tensão	4,7k $\Omega$	Define o <i>bias</i> do gate em 50% da tensão de alimentação da carga (V+).
Resistor do LED Indicador	4,7k $\Omega$	Limita a corrente para o LED de status em tensões de operação de 6V a 36V.
Diodo de Proteção ( <i>Fly-back</i> )	1N5408*	Proteção contra picos de tensão em cargas indutivas.
Diodo Zener de Proteção	12V / 1W*	Proteção do gate contra sobretensão, conforme sugerido na Figura 18.

Fonte: Elaborado pelo autor.

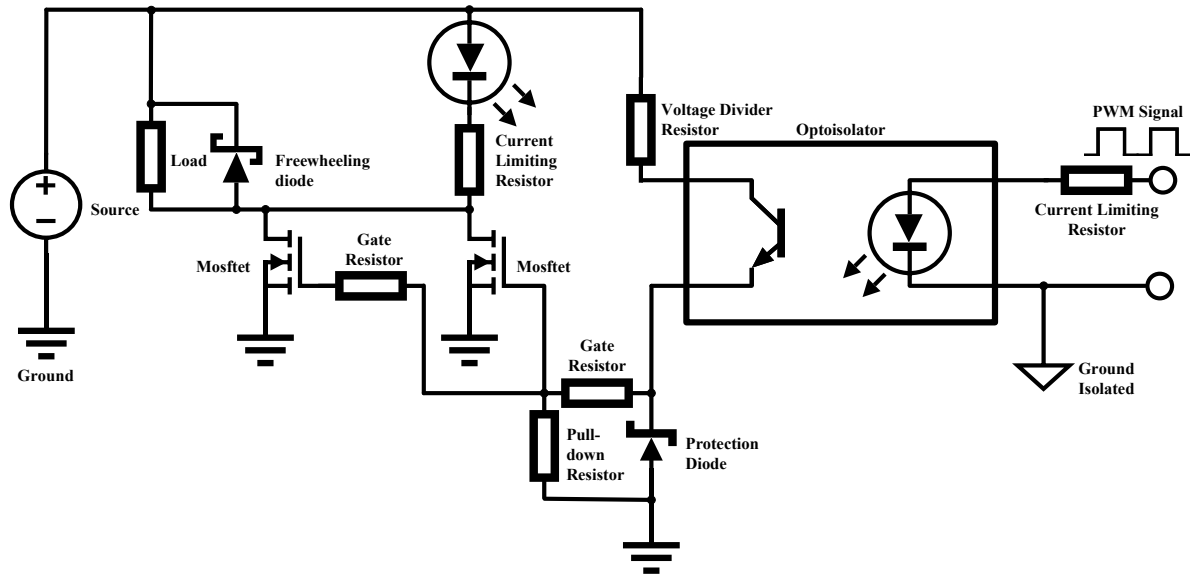
Nota: \* Componentes sugeridos para operação segura com motores.

Figura 18 – Sistema de acionamento.



Fonte: o autor.

Figura 19 – Sistema de acionamento em paralelo.



Fonte: o autor.

#### 4.5 Subsistema de Leitura dos Sensores

O projeto final do calorímetro de alta precisão deve convergir para o uso de um *ADC* dedicado, acoplado ao Amplificador de Instrumentação (*INA*), filtragem e protegido contra transientes para garantir a integridade dos dados coletados. Essa seção detalha o subsistema de leitura dos sensores.

##### 4.5.1 Sensores de Temperatura RTD (*PT100/PT1000*)

Os sensores de temperatura *PT100* e *PT1000* são *Resistance Temperature Detector* / Detector de Temperatura por Resistência (RTD)s, que utilizam platina de alta pureza como elemento sensor. O princípio físico de operação baseia-se na variação previsível da resistência elétrica ( $R$ ) em função da temperatura absoluta ( $T$ ). O sensor utilizado está detalhado na Tabela 19.

Tabela 19 – Especificações Técnicas do Sensor RTD PTFC101T1A0.

Característica	Valor	Referência / Descrição
Tipo de Sensor	Pt100	Platina (Thin Film)
Resistência Nominal ( $R_0$ )	100 $\Omega$	Valor a 0°C
Classe de Tolerância	F 0.15 (Classe A)	$\Delta T = \pm(0,15 + 0,002 t )$
Faixa de Temperatura	-50°C a +600°C	Faixa de operação contínua
Coefficiente Temp. ( $\alpha$ )	3850 ppm/K	TCR conforme DIN EN 60751
Dimensões (L x C)	2,0 x 2,3 mm	Outline "C"
Estabilidade Longo Prazo	< 0,04%	Drift após 1000h a 500°C
Auto-aquecimento	0,3 K/mW	Em ar em movimento ( $v = 2$ m/s)
Tempo de Resposta ( $t_{50}$ )	0,2 s	Em água ( $v = 0,4$ m/s)

Fonte: Elaborado pelo autor com base em TE Connectivity (2022).

A Tabela 20 detalha a comparação técnica entre sensores *PT100* e *PT1000*, sendo o *PT1000* preferível em aplicações onde o auto-aquecimento e o erro de fiação são preocupações primárias.

Tabela 20 – Comparação de Especificações Técnicas entre Sensores *PT100* e *PT1000*.

Característica	<i>PT100</i>	<i>PT1000</i>	Implicação Técnica
Resistência Base ( $R_0$ )	100 $\Omega$	1000 $\Omega$	Resistência nominal a 0°C.
Sensibilidade Absoluta	0,385 $\Omega/^\circ C$	3,85 $\Omega/^\circ C$	O <i>PT1000</i> oferece um $\Delta R$ dez vezes maior para o mesmo $\Delta T$ .
Corrente de Excitação Máx. ( $I$ )	Maior (1mA)	Menor (0,1mA)	(Necessária para gerar $V_{ADC}$ dentro da faixa do ADC.
Auto-aquecimento ( $P = I^2 R$ )	Mais Suscetível	Menos Suscetível	O <i>PT1000</i> permite menor $I$ para a mesma $V_{ADC}$ desejada, minimizando $P$ .
Efeito $R_{fio}$ na Leitura de 2 Fios	Mais Crítico ( $\sim 10\%$ de $R_0$ )	Menos Crítico ( $\sim 1\%$ de $R_0$ )	A resistência parasita do cabo ( $R_{fio}$ ) é uma fração percentual menor de $R_0$ .

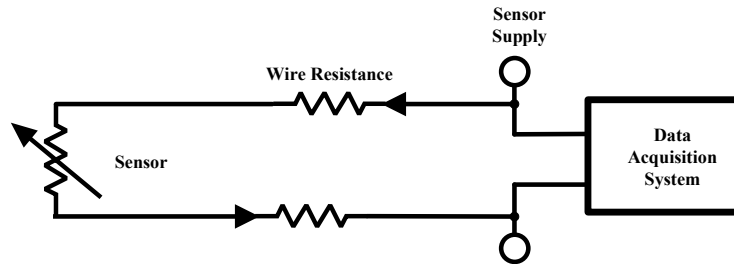
Fonte: o autor, baseado em TE Connectivity (2022).

O sensor é integrado tipicamente em um divisor de tensão ou ponte de Wheatstone para conversão da resistência  $R$  em uma tensão legível.

#### 4.5.2 Leitura por Fios (2, 3 e 4 Fios)

A resistência parasita do fio de conexão ( $R_{fio}$ ) introduz um erro aditivo na medição:  $R_{medida} = R + R_{fio}$ . Na leitura por 2 fios, mostrada na Figura 20, o erro é o maior, sendo  $2 \cdot R_{fio}$  (ida e volta) somado diretamente a  $R$ .  $R_{medida} = R + 2 \cdot R_{fio}$ . Só é aceitável para cabos curtos ou na utilização de RTDs de alta base (como o *PT1000*).

Figura 20 – Esquemático leitura por 2 fios.

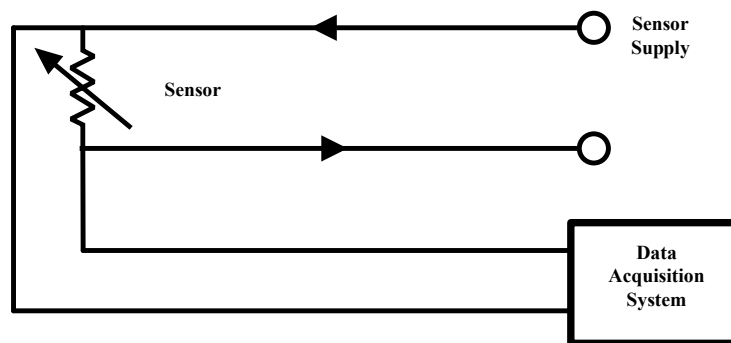


Fonte: o autor.

Na leitura por 3 fios, três condutores são empregados. O primeiro e o segundo são para a injeção de corrente e o terceiro é uma linha de sensoriamento que mede a tensão diretamente através de  $R$ . A técnica assume a simetria das resistências dos três fios ( $R_{fio1} \approx R_{fio2} \approx R_{fio3}$ ) e usa a diferença de potencial para compensar o erro de fiação.

Na leitura por 4 fios, mostrada na Figura 21, quatro condutores são utilizados. Dois para injetar a corrente de excitação e dois para medir a tensão através do sensor. Os fios de medição de tensão são conectados a um amplificador de altíssima impedância de entrada (*buffer*), que assegura que a corrente nesses fios seja desprezível. Consequentemente, a queda de tensão nos fios de sensoriamento é  $\approx 0V$ .

Figura 21 – Esquemático leitura por 4 fios.



Fonte: o autor.

#### 4.5.3 Condicionamento de Sinal

O condicionamento de sinal é a etapa que converte a variação da resistência ( $R_{sensor}$ ) do sensor RTD em uma variação de tensão utilizável pelo ADC do sistema de aquisição de dados.

A topologia de divisor de tensão representa o arranjo mais simples para a conversão da resistência em tensão.  $PT100/PT1000$  ( $R_{sensor}$ ) é conectado em série com uma resistência de referência de precisão ( $R$ ), e o conjunto é excitado por uma tensão ( $V$ ) ou, preferencialmente,

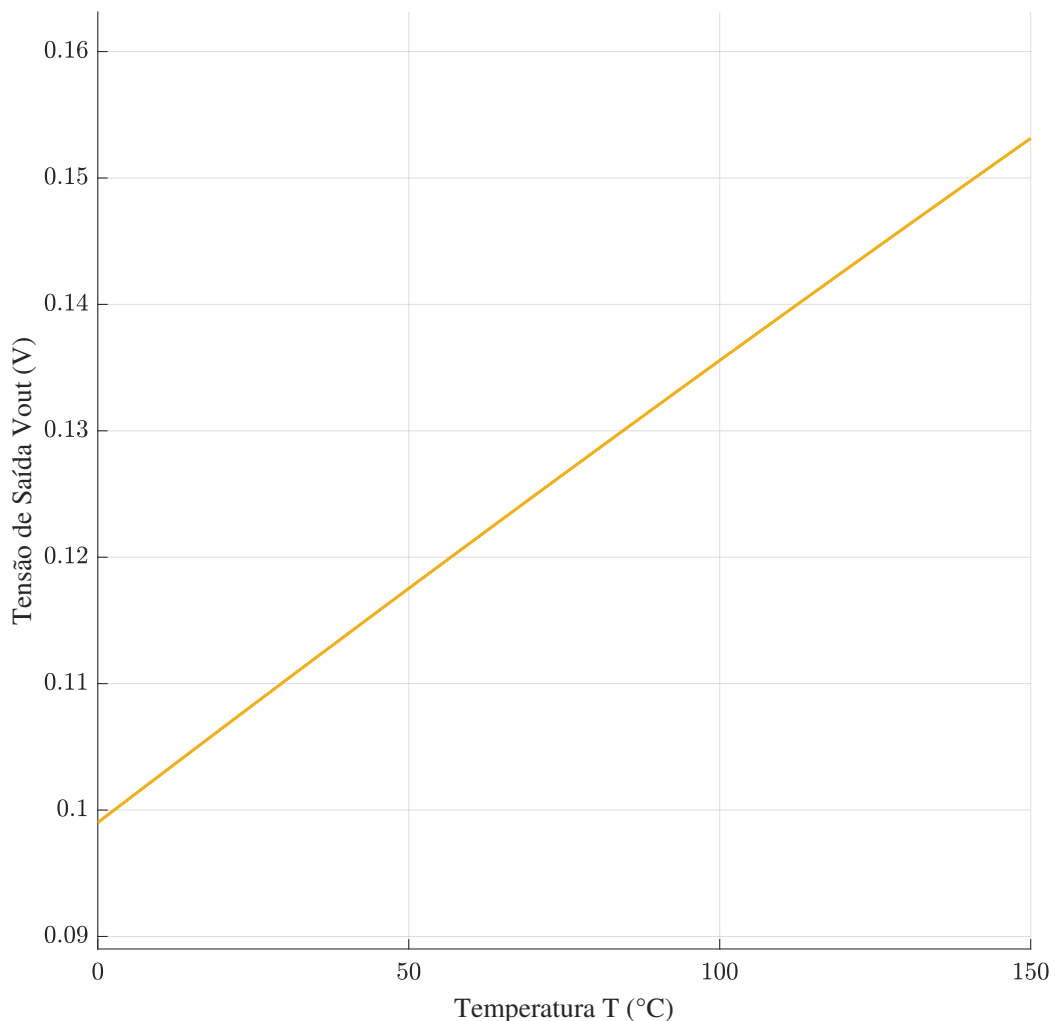
por uma fonte de corrente constante para mitigar a variação de  $V$ .

A tensão de saída ( $V_{out}$ ) lida pelo  $ADC$  é determinada pela Equação 4.2:

$$V_{out} = V \cdot \frac{R_{sensor}}{R_{sensor} + R} \quad (4.2)$$

O principal problema desta abordagem é a não-linearidade inerente da função de transferência  $V_{out}$  em relação a  $R_{sensor}$  (e, conseqüentemente, à temperatura  $T$ ), uma vez que  $V_{out}$  é uma função fracionária de  $R_{sensor}$ . No caso do sensor utilizado em nosso calorímetro como a corrente nominal do sensor é de menos de  $1.4 \text{ mA}$  (TE Connectivity, 2022) a resistência em serie com o sensor é muito mais alta do que a do próprio sensor,  $R = 3233\Omega$  excitado por uma tensão  $V = 3.3V$ , o que torna a variação de tensão quase linear na faixa de operação, como mostrado na Figura 22.

Figura 22 – Gráfico da tensão de saída em função da temperatura (resistência do sensor (TE Connectivity, 2022)) em uma topologia de divisor de tensão.



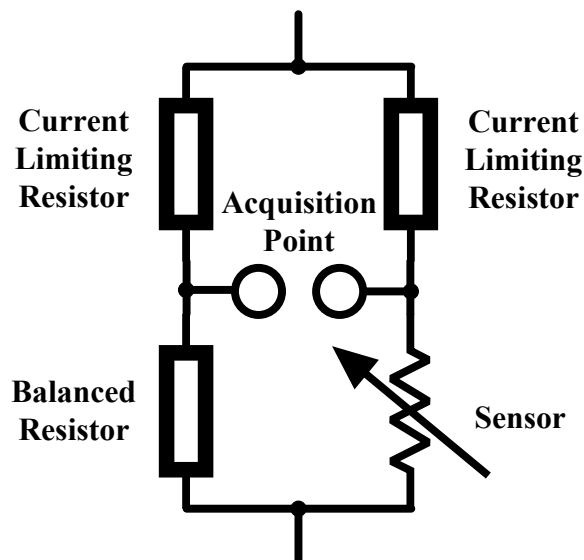
Fonte: o autor.

A Ponte de Wheatstone é o método clássico de maior precisão para a medição de pequenas variações de resistência (HOROWITZ; HILL, 1989). A ponte é formada por quatro resistores ( $R_1, R_2, R_3, R_4$ ) dispostos em dois divisores de tensão paralelos. O sensor  $R_{sensor}$  ocupa um dos braços, e os outros são resistores de precisão fixos, como mostrado na Figura 23. O sinal de saída ( $V_{out}$ ) é a diferença de potencial entre os dois nós centrais.

$$V_{out} = V \cdot \left( \frac{R_{sensor}}{R_1 + R_{sensor}} - \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) \quad (4.3)$$

O balanceamento da ponte ocorre quando  $V_{out} = 0$ , o que exige que a razão das resistências seja igual:  $R_{sensor}/R_1 = R_3/R_2$ . Em medição, a ponte é projetada para ser desbalanceada pela variação de  $R_{sensor}$ . Para pequenas variações  $\Delta R_{sensor}$ , a tensão de saída é aproximadamente linearmente proporcional à variação de resistência:  $V_{out} \propto \Delta R_{sensor}$ .

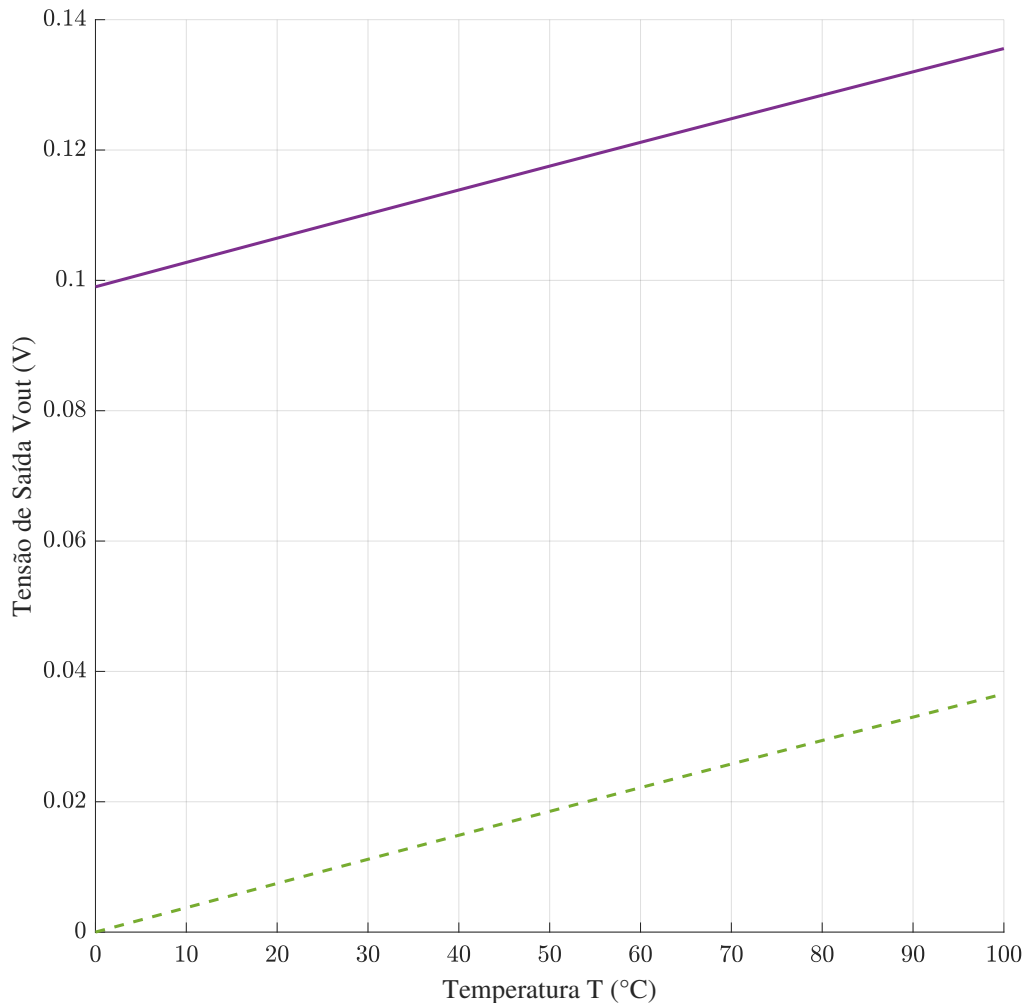
Figura 23 – Esquemático ponte de Wheatstone.



Fonte: o autor.

Apesar da superioridade da ponte de Wheatstone para pequenas variações da resistência do sensor e alta resistência série para limitação da corrente as respostas são semelhantes para a faixa de operação do calorímetro, como mostrado Figura 24.

Figura 24 – Gráfico da tensão de saída em função da temperatura (resistência do sensor (TE Connectivity, 2022)) na topologia de divisor de tensão e ponte de Wheatstone.



Fonte: o autor.

Nota: Contínua-Roxo: Divisor resistivo; Tracejada-Verde: Ponte de Wheatstone.

#### 4.5.4 Estágio de Amplificação

O estágio de amplificação atua como o elo de interface entre a baixa amplitude e o sinal diferencial e a faixa de entrada do *ADC*. A principal justificativa para a amplificação é a necessidade de adequar a pequena variação diferencial de tensão ( $\Delta V_{out}$ ) ao *Full-Scale Range / Alcance de Escala Total (FSR)* do *ADC* (STMicroelectronics, 2025). Uma ponte de RTD excitada com baixa corrente para mitigar o auto-aquecimento gera um sinal de saída que pode ser de apenas dezenas de milivolts (*mV*) em toda a faixa de temperatura de interesse.

Se este sinal *mV* fosse aplicado diretamente a um *ADC* de *N*-bits com um *FSR* de 3,3V, a maior parte da resolução do conversor seria desperdiçada, elevando o erro de quantização.

A resolução do *ADC* (em *V/bit*) é determinada pela relação:

$$\text{Resolução}(V/bit) = \frac{FSR}{2^N} \quad (4.4)$$

A amplificação ideal busca um Ganho ( $G$ ) tal que  $G \cdot \Delta V_{out} \approx FSR$ , minimizando o erro de quantização por maximizar a utilização de cada bit disponível. Além disso, um estágio de amplificação com baixo ruído intrínseco adiciona redundância ao garantir que a precisão final seja limitada pela resolução do *ADC* e não por fontes de erro do amplificador, como desvio de *offset* ou ruído (HOROWITZ; HILL, 1989).

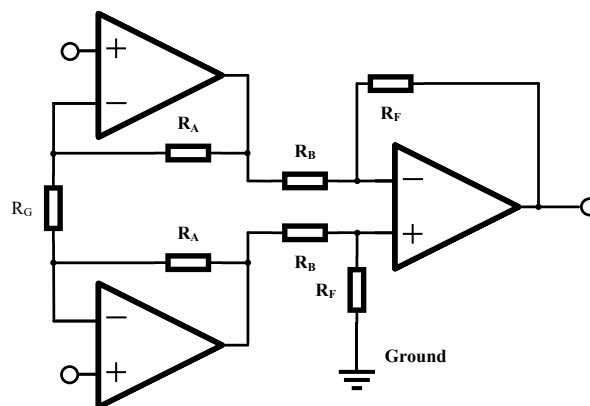
O (*INA*), devido à sua impedância de entrada e rejeição de modo comum, é indicado para amplificar o sinal diferencial, Figura 25. Sua topologia clássica envolve três (*Amplificador Operacional (Amp-Op)s*) e é configurada para que o ganho ( $G$ ) seja determinado primariamente por uma única resistência externa ( $R_G$ ):

$$G = \left(1 + \frac{2R_A}{R_G}\right) \cdot \frac{R_F}{R_B}, \quad (4.5)$$

onde  $R_A, R_B, R_C$  são resistores internos ou externos que definem o estágio de ganho e o estágio diferencial, respectivamente.

A montagem discreta, mostrada na Figura 25, oferece flexibilidade, mas o *Common Mode Rejection Ratio / Rejeição de Modo Comum (CMRR)* depende do casamento de precisão dos resistores ( $R_B$  e  $R_F$ ), sendo que desvios resistivos degradam o *CMRR*. Com um Circuito Integrado (*CI*) dedicado, os resistores internos são ajustados durante a fabricação, garantindo um casamento de resistências preciso e um *CMRR* superior ( $> 100dB$ ).

Figura 25 – Esquemático Amplificador de Instrumentação.



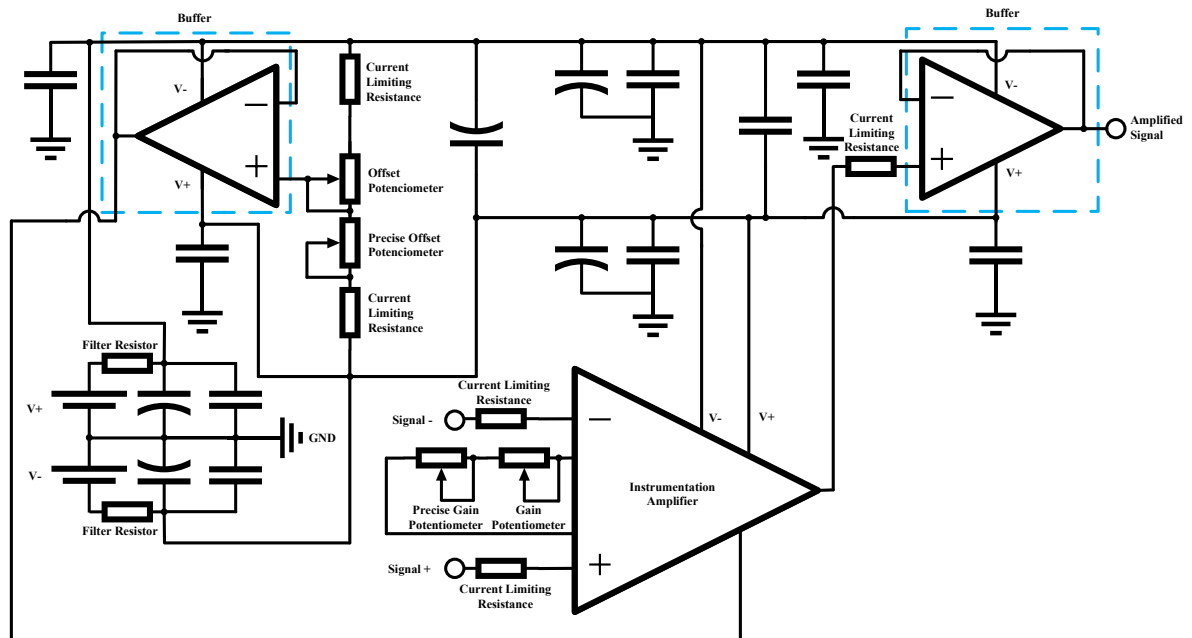
Fonte: o autor.

O estágio final de condicionamento incorpora elementos para a interface com o *ADC*, Figura 26. Um *Amp-Op* com ganho unitário, posicionado imediatamente antes da entrada do

*ADC*, garante que o sinal de saída seja apresentado ao *ADC* por uma fonte de baixa impedância, *ADCs* de amostragem injetam picos de corrente na entrada, e uma fonte de baixa impedância evita a queda de tensão e, conseqüentemente, erros de amostragem (FRADEN, 2010).

A regulação de *offset* permite que a tensão de saída da ponte na temperatura mínima de operação seja deslocada, garantindo que o *FSR* do *ADC* seja mapeado para a faixa de temperatura de interesse, maximizando a resolução. O *INA* possui uma impedância de entrada alta ( $G\Omega$ ). Uma impedância baixa ( $k\Omega$ ) carregaria a ponte resistiva, introduzindo erros de medição. O *INA* isola a ponte da carga da amplificação. A Tabela 21 detalha os componentes usados no circuito de amplificação.

Figura 26 – Esquemático Amplificador com AD620.



Fonte: o autor.

Tabela 21 – Memorial Descritivo de Componentes do Módulo AD620.

Componente	Valor	Justificativa / Função
Amplificador de Instrumentação	AD620A	Núcleo de amplificação de sinais (1,5x a 1000x).
Amplificador Operacional	LM358	Dual: Buffer de saída e buffer de referência.
Potenciômetro de Ganho	1 k $\Omega$ + 100 $\Omega$	Ajusta o ganho; menor resistência aumenta a amplificação.
Potenciômetro de Offset	10 k $\Omega$ + 1 k $\Omega$	Ajusta a tensão de referência para zerar o erro de saída.
Resistor de Proteção V	10 $\Omega$	Limita a corrente na entrada da fonte (V).
Resistores de Sinal (S + /S-)	1 k $\Omega$	Limitam a corrente de entrada para proteção dos gates.
Capacitores de Filtro (V-)	0,01 $\mu$ F / 0,1 $\mu$ F / 10 $\mu$ F	Filtragem padrão.
Filtro de V	470 $\mu$ F	Minimiza o ruído de chaveamento no trilho.
Filtro de V	2200 $\mu$ F	Reduz drasticamente o ruído de saída para ganhos elevados.

Fonte: Elaborado pelo autor com base nas especificações do módulo AD620.

#### 4.5.5 Filtro Passa-Baixa RC

O sistema de aquisição de dados do calorímetro, que utiliza sensores RTD (*PT100*) e um microcontrolador STM32F303ZE, requer um estágio de condicionamento de sinal para garantir a acurácia. Um componente crítico nesse estágio é o filtro passa-baixa (do tipo Resistivo-Capacitivo (RC)), que atua na eliminação de ruídos de alta frequência e como filtro *anti-aliasing*.

Um filtro passa-baixa RC é um circuito de primeira ordem cuja função é atenuar componentes de frequência superiores à sua frequência de corte ( $f_c$ ), enquanto permite que sinais de frequência inferior (o sinal útil) passem com mínima atenuação. A frequência de corte ( $f_c$ ), também conhecida como frequência de  $-3\text{ dB}$ , é definida por (HOROWITZ; HILL, 1989):

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.6)$$

O calorímetro lida com processos térmicos inerentemente lentos. A dinâmica de temperatura da câmara interna ( $T_{CI}$ ) e da guarda ( $T_{Gap}$ ) possui frequências de variação baixas, na ordem de  $m\text{Hz}$ . No entanto, o sinal de tensão é suscetível a interferências de alta frequência.

Ruídos de alta frequência induzidos pelo chaveamento PWM dos atuadores e fontes de alimentação (na faixa de  $k\text{Hz}$  a  $M\text{Hz}$ ) (Texas Instruments / Analog Devices, 2020). Com-

ponente de  $60\text{Hz}$  (ou harmônicos) que pode se acoplar à linha de referência de tensão ou ao circuito de excitação.

O filtro RC é dimensionado para atenuar essas frequências elevadas, mantendo a integridade do sinal de temperatura. A localização do filtro passa-baixa é após o (*INA*) e antes da entrada analógica do *ADC* do STM32F303ZE.

O *INA* rejeita o ruído de modo comum, mas não o ruído de modo diferencial. Colocar o filtro após o *INA* permite que ele atue no sinal de alta magnitude, mas ainda analógico, antes da conversão.

Ao ser colocado antes da porta *ADC*, o filtro garante que as frequências superiores à metade da frequência de amostragem do *ADC* (frequência de Nyquist) sejam atenuadas (HOROWITZ; HILL, 1989). A colocação do filtro antes do *INA* é desvantajosa, pois o filtro poderia interagir com a impedância de entrada do *INA* e degradar a *CMRR* do amplificador.

O *aliasing* (embaralhamento de frequência) é um fenômeno que ocorre quando um sinal de entrada contínuo contém componentes de frequência ( $f_{\text{ruído}}$ ) superiores à metade da frequência de amostragem do *ADC* ( $f_s/2$ ). Neste caso, o *ADC* interpreta essas altas frequências como sinais de baixa frequência, contaminando o sinal útil. A Frequência de Nyquist ( $f_{\text{Nyquist}}$ ) define o limite superior da amostragem sem perdas (SMITH, 1997):

$$f_{\text{Nyquist}} = \frac{f_s}{2} \quad (4.7)$$

Para o calorímetro, a função principal do filtro passa-baixa RC é ser o filtro *anti-aliasing*, cuja frequência de corte ( $f_c$ ) deve ser menor que a frequência de Nyquist, garantindo que o ruído de alta frequência seja atenuado antes de entrar no *ADC*.

A dinâmica térmica é lenta. No projeto, adota-se uma frequência máxima de sinal de  $f_{\text{sinal, máx}} \approx 0,1\text{Hz}$  (equivalente a um período de 10 segundos), que é suficiente para capturar a resposta transitória do calorímetro. Para preservar o sinal e atenuar o ruído, a frequência de corte deve ser 5 a 10 vezes maior que  $f_{\text{sinal, máx}}$ , a fim de não atenuar o sinal útil. Adotando  $f_c \approx 5 \cdot f_{\text{sinal, mx}}$ ,

$$f_c = 5 \cdot 0,1\text{Hz} = 0,5\text{Hz}$$

Usando a Equação 4.6 e  $f_c = 0,5\text{Hz}$ , o produto *RC* necessário é:

$$RC = \frac{1}{2\pi \cdot 0,5\text{Hz}} \approx 0,318\text{s}$$

Escolhe-se um resistor de  $R = 1k\Omega$  para não sobrecarregar a saída do *INA*. O capacitor ( $C$ ) calculado é:

$$C = \frac{0,318s}{1000 \Omega} \approx 318 \mu F$$

O valor comercial mais próximo adotado é  $C = 330 \mu F$ , resultando em uma frequência de corte real de:

$$f_{c,real} = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \Omega \cdot 330 \cdot 10^{-6}F} \approx 0,482Hz$$

Apesar de dimensionado e necessário, o filtro RC não teve tempo hábil para se aplicado, ficando como melhoria futura.

O pino de entrada analógica de um *ADC* é sensível e deve ser protegido contra qualquer tensão que exceda o seu *FSR*. Uma proteção comum é a instalação de diodos de grampeamento Schottky conectados da entrada do *ADC* para  $V_{CC}$  e para Terra (Ground) (*GND*) (MORE, 2013). Se a tensão de entrada exceder  $V_{CC}$  ou cair abaixo de *GND* por uma queda de diodo ( $V_F \approx 0,3V$ ), o diodo conduz, desviando o excesso de corrente e grampeando a tensão em um nível seguro, protegendo o estágio de entrada do *ADC* contra danos permanentes.

#### 4.6 Análise de Custos do Protótipo

Um dos pontos deste projeto foi o desenvolvimento de uma ferramenta com custo reduzido, utilizando componentes acessíveis e hardware de código aberto. A Tabela 22 detalha os investimentos aproximados para a construção da bancada experimental.

Tabela 22 – Custos dos componentes e periféricos do calorímetro.

Item / Descrição	Qtd.	V. Unit. (R\$)	Total (R\$)
Microcontrolador <i>STM32F303ZE</i> (Nucleo)	1	180,00	180,00
Sensores de Temperatura ( <i>PT100</i> )	5	35,00	175,00
Ventoinha Externa 120mm	1	90,00	90,00
Bomba d'água SC600 com Tanque	1	115,00	115,00
Radiador e Ventoinha Internos (80mm)	1	65,00	65,00
Radiador Externo de Alumínio	1	135,00	135,00
Caixa Térmica Externa	1	319,00	319,00
Caixa Térmica Interna	1	129,00	129,00
Eletrônica (PCB, MOSFETs, AmpOps e Passivos)	–	150,00	150,00
Água Destilada (5 Litros)	1	25,00	25,00
Diversos (Mangueiras, Abraçadeiras e Fiação)	–	40,00	40,00
<b>TOTAL</b>			<b>1.423,00</b>

Fonte: O autor.

A análise financeira demonstra que o custo total aproximado de R\$ 1.423,00 torna o projeto acessível para laboratórios de pesquisa. O maior valor agregado do sistema não reside apenas nos componentes físicos, mas no desenvolvimento do *firmware* e na estratégia de controle hierárquico, que conferem ao hardware a precisão necessária para a metrologia térmica.

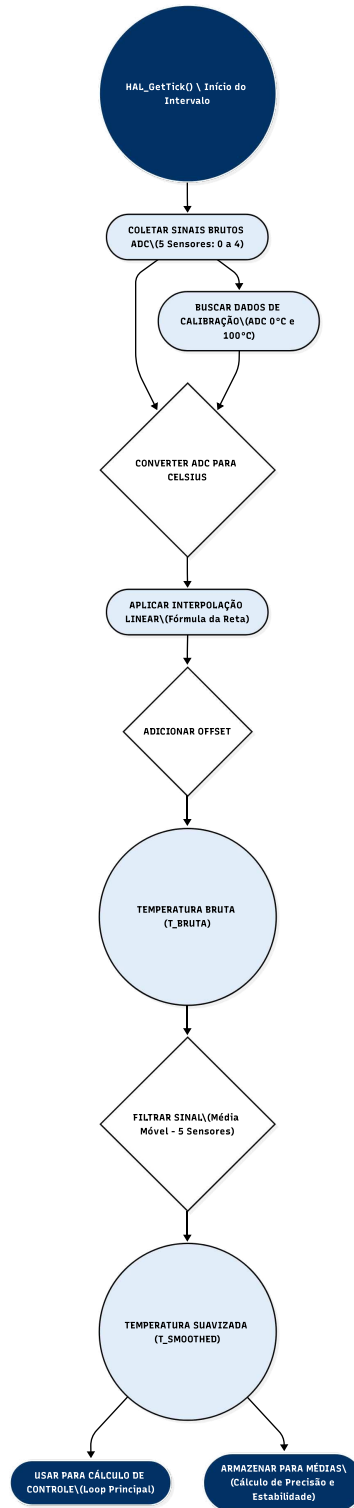
#### 4.7 Configuração do Microcontrolador

A programação dos periféricos do microcontrolador e a implementação de algoritmos de controle são apresentados nessa seção. Mais detalhes sobre as configurações do microcontrolador podem ser encontradas no Apêndice D.

##### 4.7.1 Detalhes da Programação para Leitura de ADCs

A leitura das temperaturas do ar e da água é realizada através dos canais analógicos do ADC do microcontrolador. Cada sensor analógico é conectado a um canal de entrada diferente do ADC. A Figura 27 mostra como se dá a leitura do sensor no microcontrolador.

Figura 27 – Fluxograma: leitura sensor no microcontrolador.



Fonte: o autor.

O *ADC* do STM32F303ZE possui uma resolução de 12 bits, o que significa que o valor analógico de entrada (considerando uma faixa de segurança de 0V a 3,6V) será mapeado para um valor digital entre 0 e  $2^{12} - 1$  (0 a 4095). Considerando a tensão de referência nominal de  $V_{ref} = 3,3V$ , a resolução teórica é de aproximadamente 0,806mV por incremento, conforme:

$$\text{Resolução} = \frac{3,3V}{2^{12}} \approx 0,000806 V/LSB$$

O Tempo de Amostragem é um parâmetro de *software*, definido para ser longo o suficiente para que a fonte de sinal do RTD se estabilize, mas curto o suficiente para capturar as dinâmicas relevantes do sistema térmico, o tempo usado foi de 61 *clocks* para uma frequência de 72 MHz.

O processamento da leitura do sensor (TE Connectivity, 2022) na saída do ADC gera um valor digital bruto ( $ADC_{Value}$ ).

A tensão lida ( $V_{ADC}$ ) a partir do valor digital bruto é calculada pela Equação 4.8:

$$V_{ADC} = ADC_{Value} \cdot \frac{V_{ref}}{2^{bits\_ADC}}, \quad (4.8)$$

onde  $V_{ref}$  é a tensão de referência do ADC.

A tensão amplificada ( $V_{amplificada}$ ) corresponde a  $V_{ADC}$ . Para obter a tensão real sobre o sensor ( $V_{sensor}$ ) antes da amplificação, é necessário dividir pelo ganho do amplificador ( $G$ ), conforme a Equação 4.9. É importante ressaltar que  $V_{ADC}$  já é o resultado final após a amplificação do sinal de baixa magnitude do divisor resistivo que limita a corrente no sensor.

$$V_{sensor} = \frac{V_{amplificada}}{G} \quad (4.9)$$

A partir de  $V_g$ , a resistência do sensor ( $R_{sensorx}$ ) pode ser calculada. Contudo, em vez de utilizar a complexa equação de RTD (Equação 4.10) para cada leitura no *firmware*:

$$R_{sensorx} - 2 \cdot R_f = R_{sensor} \cdot (1 + a \cdot Temp + b \cdot Temp^2) \quad (\text{para } Temp \geq 0^\circ C) \quad (4.10)$$

O sistema adota uma abordagem mais simples e eficiente de calibração por função afim (linear). A calibração de cada sensor é realizada a partir da medição de dois pontos de referência conhecidos ( $0^\circ C$  e  $100^\circ C$ ), o que permite a conversão direta do  $ADC_{Value}$  para Temperatura através da equação linear (função afim):

$$Temperatura(^{\circ}C) = a \cdot ADC_{Value} + b \quad (4.11)$$

Os valores brutos do *ADC* medidos em laboratório, apresentados na Tabela 23, são utilizados para determinar os coeficientes  $a$  (coeficiente angular) e  $b$  (*offset*).

Tabela 23 – Valores de *ADC* Brutos Calibrados para o Sensor de Temperatura.

Temperatura de Referência ( $T_{Ref}$ [ $^{\circ}C$ ])	Ponto de Calibração	Valor $ADC_{Value}$ Bruto
$0^{\circ}C$	$100\Omega$	459
$100^{\circ}C$	$138,5\Omega$	1482

Fonte: o autor.

Nota: Os pontos de calibração fornecem os dados necessários para a linearização da leitura do sensor na faixa de interesse.

Com base nesses pontos, o coeficiente angular ( $a$ ) é calculado por:

$$a = \frac{\Delta T}{\Delta ADC} = \frac{100^{\circ}C - 0^{\circ}C}{1482 - 459} \approx 0,09775 \frac{^{\circ}C}{ADC}$$

E o *offset* ( $b$ ) é calculado pela Equação 4.11 em  $0^{\circ}C$ :

$$b = 0^{\circ}C - a \cdot 459 \approx 0^{\circ}C - 0,09775 \cdot 459 \approx -44,86^{\circ}C$$

A equação final implementada no *firmware* para a conversão de temperatura da Câmara Interna ( $T_{CI}$ ) é:

$$T_{CI} = 0,09775 \cdot ADC_{Value} - 44,86 \quad (4.12)$$

Em sistemas de medição, como o calorímetro, a resolução do (*ADC*) do STM32F303ZE pode ser insuficiente para resolver as pequenas variações de temperatura. Aumentar a resolução efetiva do *ADC* sem a necessidade de *hardware* mantém *Signal-to-Noise Ratio* / Relação Sinal-Ruído (*SNR*) elevada. A técnica de *Oversampling* e Decimação (média) é adequado para atingir essa meta (STMicroelectronics, 2023).

O *oversampling* consiste em amostrar o sinal de entrada em uma frequência ( $f_{Os}$ ) mais alta que a frequência de Nyquist ( $f_{Nyquist}$ ) e, em seguida, aplicar uma média (*decimação*) das amostras coletadas. Essa técnica introduz um ganho na resolução efetiva do *ADC*, a Figura 28 demonstra o processo.

Ao realizar a média de  $N$  amostras, o ruído aleatório presente no sinal e introduzido pela própria quantização do *ADC* (*ruído de quantização*) é reduzido. O *SNR* melhora, pois o

ruído é espalhado por uma banda de frequência maior, mas a média o atenua. O ruído diminui com a raiz quadrada do número de amostras ( $\sqrt{OSR}$ ), onde  $OSR$  é a taxa de *oversampling* (Texas Instruments / Analog Devices, 2020; STMicroelectronics, 2023).

O aumento da resolução efetiva ( $B_{ADC\_nova}$ ) em bits pode ser obtido pela seguinte relação:

$$B_{ADC\_nova} = B_{ADC\_original} + \log_2(\sqrt{OSR}) = B_{ADC\_original} + \frac{1}{2} \cdot \log_2(OSR) \quad (4.13)$$

Para cada quatro amostras coletadas e submetidas à média ( $OSR = 4$ ), é possível obter um ganho de um bit na resolução.

O dimensionamento da taxa de *oversampling* ( $OSR$ ) no calorímetro visa maximizar a resolução sem comprometer a taxa de atualização do sistema de controle.

Para garantir a medição de  $PT100$  com precisão na ordem de  $mK$ , almejamos uma resolução de 16 bits. O ganho de bits necessário é 4 bits (16 – 12 bits). Utilizando a Equação 4.13:

$$4 = \frac{1}{2} \cdot \log_2(OSR) \implies 8 = \log_2(OSR) \implies OSR = 2^8 = 256$$

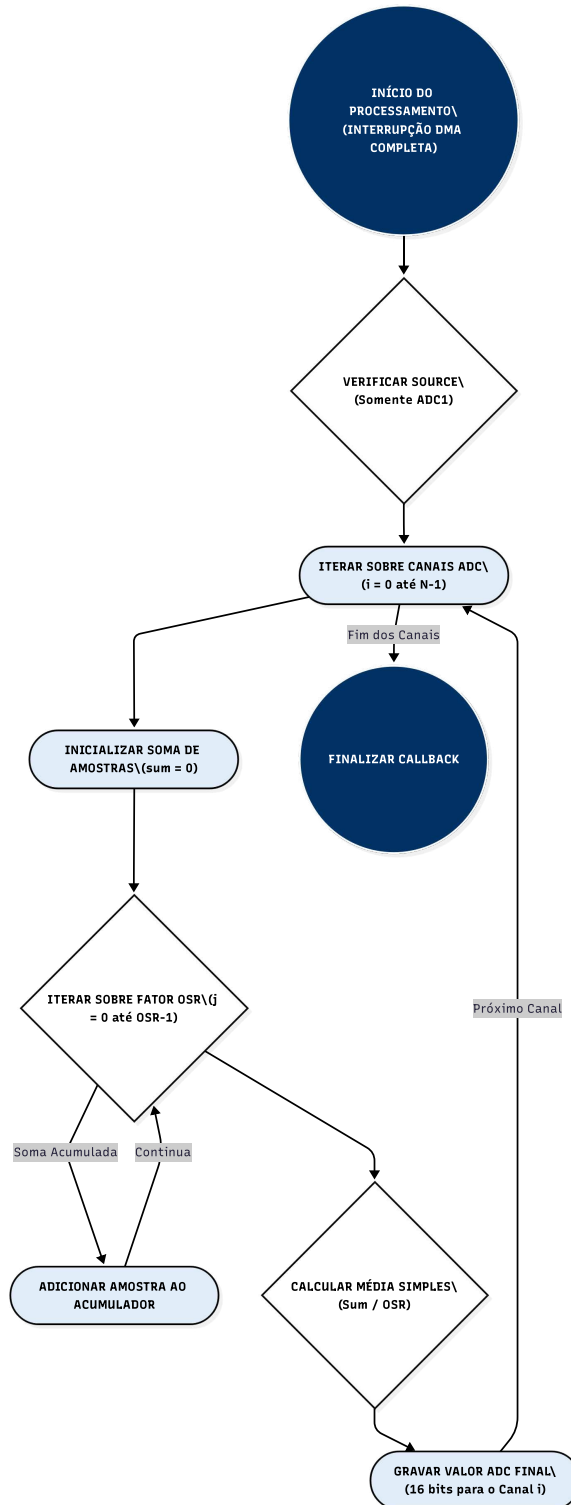
Uma Taxa de *Oversampling* de  $OSR = 256$  amostras é a mínima necessária para aumentar a resolução de 12 bits para 16 bits, atingindo a precisão requerida, foi usado o valor de 400.

Uma taxa de amostragem de saída de  $f_a = 10Hz$  é mais do que suficiente para um sistema térmico de baixa frequência ( $f_{\text{signal, máx}} \approx 0,1Hz$ ). Com  $f_{\text{texttexttextsaída}} = 10Hz$ , a frequência de amostragem do  $ADC$  ( $f_{ADC}$ ) deve ser:

$$f_{ADC} = f_a \cdot OSR = 10Hz \cdot 256 = 2560Hz$$

Esta frequência é facilmente alcançável pelo  $ADC$  do STM32F303ZE em modo *Direct Memory Access* / Acesso Direto à Memória (DMA).

Figura 28 – Fluxograma: *oversampling* no microcontrolador.



Fonte: o autor.

Embora o *Oversampling* aumente a resolução efetiva do *ADC* de 12 para 16 bits, o sinal resultante ainda pode conter variações aleatórias e picos de ruído induzidos por fontes externas (*ripple* da fonte, chaveamento de atuadores). Para mitigar estas flutuações e fornecer um valor de temperatura mais estável para os controladores ON/OFF e Proporcional-Integral

(PI), o *firmware* emprega um filtro *Moving Average* / Média Móvel (*MA*).

A *MA* Simples atua como um filtro digital de *Finite Impulse Response* / Resposta Finita ao Impulso (*FIR*), onde cada ponto de saída ( $y[n]$ ) é a média aritmética de um número fixo de amostras de entrada recentes ( $x[n]$ ) dentro de uma janela de tamanho  $N$ :

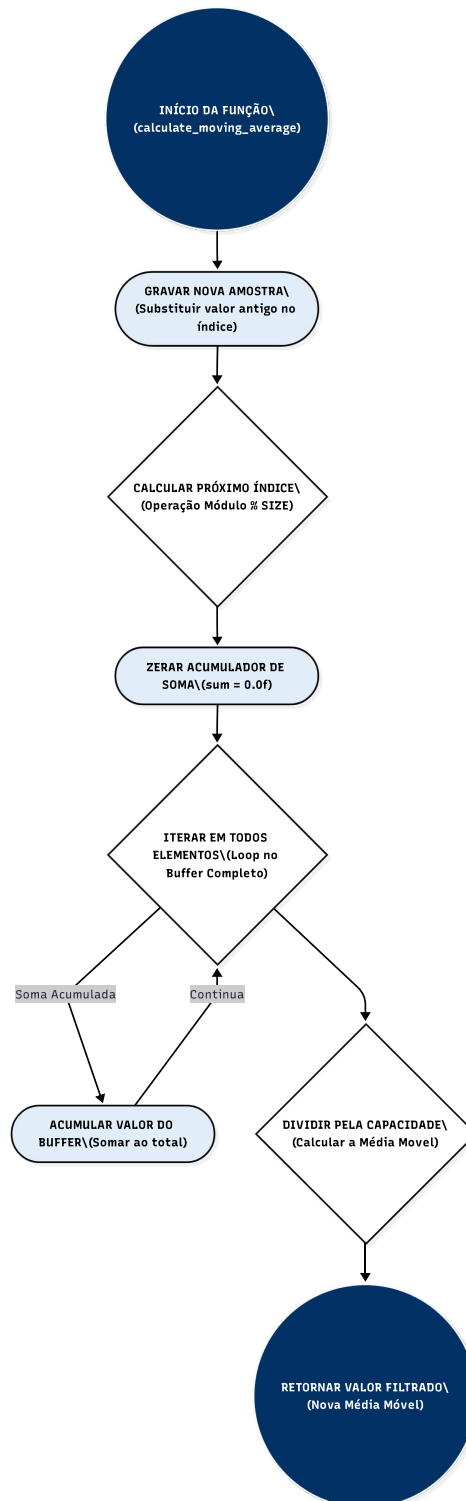
$$y[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x[n-k] \quad (4.14)$$

No contexto do calorímetro, onde  $x[n]$  é o valor *ADC*, o *MA* suaviza a curva de temperatura, eliminando variações de curta duração, a Figura 29 demonstra o processo. Isso ajuda o sistema de controle, pois evita que o controlador reaja a ruídos instantâneos em vez da real dinâmica térmica da planta.

O principal *trade-off* do filtro *MA* reside na escolha do tamanho da janela ( $N$ ). Um  $N$  maior resulta em uma melhor atenuação de ruído e um sinal de saída mais estável. Mas o aumento de  $N$  introduz um atraso de fase significativo no sinal de saída, sendo o atraso aproximadamente  $N/2$  amostras.

Em circuitos de controle, o atraso de fase é crítico, pois pode reduzir a Margem de Fase do sistema e levar à instabilidade ou a uma resposta de controle lenta (SMITH, 1997). Para o calorímetro, cuja inércia térmica é alta, a *MA* é dimensionada para manter o atraso em um nível aceitável. Se a taxa de amostragem de saída for  $f_{\text{saída}} = 10\text{Hz}$  e  $N = 10$  for escolhido, o atraso de fase será de 0,5 segundos (5 amostras /  $10\text{Hz}$ ), o que é aceitável em comparação com a constante de tempo da câmara.

Figura 29 – Fluxograma: média móvel no microcontrolador.



Fonte: o autor.

Embora a Média Móvel seja um filtro digital simples e eficaz para a redução de ruído em sistemas lentos, sua principal limitação para circuitos de controle é o atraso de fase inerente. Em aplicações que exigem um equilíbrio ideal entre atenuação de ruído e rastreamento em tempo real do estado da planta, o *Kalman Filter* / Filtro de Kalman (*KF*) é o método de

filtragem estatística melhor (SMITH, 1997).

O *KF* é um estimador ótimo de estado que integra um Modelo Matemático Dinâmico da Planta (o modelo térmico do calorímetro) com os dados de medição. O *KF* calcula o estado atual (temperatura) não apenas com base nas medições passadas, mas também com base na *previsão* de onde o estado deveria estar, dadas as leis da física e as ações de controle (SMITH, 1997). O resultado é uma estimativa com ruído reduzido e com um atraso de fase mínimo, tornando-o um alvo de implementação ideal para futuras iterações do projeto.

#### 4.7.2 Detalhes da Programação para saída PWM

A geração de sinais PWM para o controle de potência dos aquecedores e da ventoinha é feita a partir do timer do microcontrolador, configurado para operar a uma certa frequência, definindo a base de tempo para o PWM.

Período do PWM (Counter Value (do Timer) (CNT)): Define a frequência final do sinal PWM ( $f_{PWM}$ ), conforme a Equação 4.15:

$$f_{PWM} = \frac{f_{clock\_timer}}{\text{Período}} \quad (4.15)$$

A frequência de modulação ( $F_m$ ) e o período (CNT) dependem diretamente do *clock*.

O valor do Duty Cycle Value (do Timer) (*cpwm*) determina a largura do pulso (tempo em que o sinal está em nível alto) dentro de um período PWM. O *Duty Cycle* é calculado pela Equação 4.16:

$$\text{DutyCycle} = \frac{cpwm}{\text{Período}} \quad (4.16)$$

Cada atuador (bomba, aquecedor, ventoinha) é conectado a um canal de saída PWM separado, permitindo controle individual.

A saída dos algoritmos de controle é um valor de *Duty Cycle*. Este valor é escalado para o *cpwm* do timer. Por exemplo, se o *Duty Cycle* desejado é 0,7 (70%) e o período do PWM é 1000, então  $cpwm = 700$ .

A saturação ( $\text{if}(U1 \leq 0)U1=0; \text{if}(U1 \geq 1)U1=1;$ ) é fundamental para que o *Duty Cycle* permaneça dentro dos limites válidos (0 a 1 ou 0% a 100%), evitando comportamentos inesperados ou danos aos atuadores.

## 4.8 Implementação dos Sistemas de Controle

O calorímetro emprega diferentes estratégias de controle para seus subsistemas. Isso garante a precisão e a estabilidade necessárias para a medição de perdas térmicas do *DUT*.

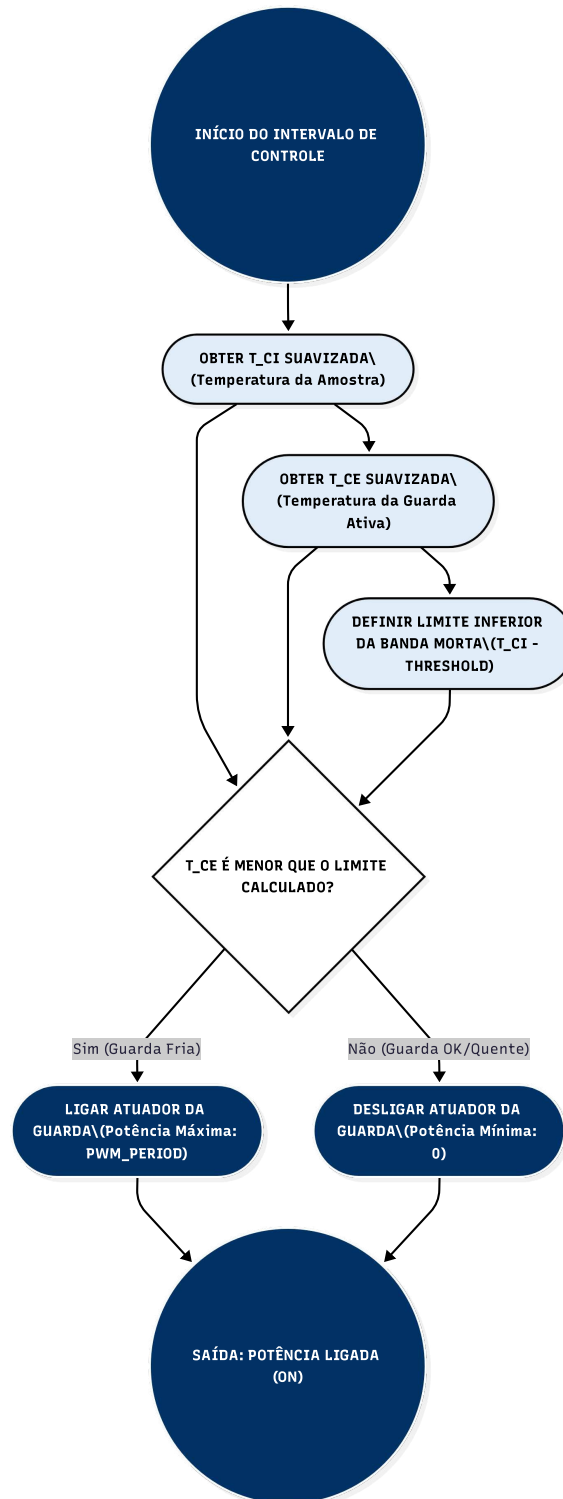
### 4.8.1 Aquecedor do Gap

O aquecedor da segunda câmara atua como uma blindagem térmica, mantendo a temperatura do Gap ( $T_{Gap}$ ) o mais próximo possível da temperatura da câmara interna ( $T_{CI}$ ), ou seja,  $T_{Gap} \approx T_{CI}$ , para minimizar o fluxo de calor indesejado entre as câmaras e o ambiente.

O controle ON/OFF com histerese serve a esta aplicação, pois é eficiente em uma planta com resposta lenta, a histerese evita o "*chattering*"(liga/desliga rápido) e protege os componentes de chaveamento de desgaste excessivo.

A histerese define dois pontos de disparo, criando uma banda morta para evitar oscilações rápidas em torno do *setpoint*. O aquecedor é ligado quando  $T_{Gap} < T_{CI} - \Delta T$ , o aquecedor é desligado quando  $T_{Gap} > T_{CI} + \Delta T$ , onde  $\Delta T$  é a margem de histerese. O objetivo é que  $T_{CI} - T_{Gap}$  seja o mais próximo de zero possível para anular o fluxo de calor, a Figura 30 mostra o processo do controle ON/OFF.

Figura 30 – Fluxograma: controle ON/OFF com histerese.



Fonte: o autor.

#### 4.8.2 Sistema de Resfriamento

O sistema de resfriamento quantifica o calor removido, sua operação deve ser precisa e controlada. A bomba de água é operada em regime permanente com um *Duty Cycle* fixo e

pré-calibrado. Isso simplifica o controle, pois a vazão mássica ( $\dot{m}$ ) é considerada constante e conhecida, o que é fundamental para o cálculo da potência.

A ventoinha externa é o atuador para controlar a taxa de remoção de calor do radiador, garantindo que a água saia do radiador a uma temperatura específica. Um controlador PI garante a precisão e estabilidade do sistema de resfriamento. A forma de velocidade é preferida para implementação digital, pois evita o problema de integral wind-up.

A etapa de identificação do sistema é fundamental para o projeto de controle, pois transforma o comportamento físico do calorímetro em um modelo matemático, essencial para a sintonização do controlador PI (OGATA, 2010). O método escolhido para caracterizar a dinâmica térmica do sistema de resfriamento foi a Análise da Resposta ao Degrau Controlado, executada por uma Máquina de Estados implementada no STM32. Este método permite extrair os parâmetros-chave (Ganho  $K$ , Constante de Tempo  $\tau$ , e Tempo Morto  $L$ ) necessários para modelar a planta como um Sistema  $FOPDT$ , uma aproximação padrão para processos térmicos lentos.

A planta a ser modelada é a relação entre a entrada de controle (o *Duty Cycle*  $DC_{Ventoinha\_CE}$ ) e a saída do processo ( $T_{CI}$  - Temperatura da Câmara Interna). Para isolar essa dinâmica, os demais atuadores críticos são mantidos em *Duty Cycles* fixos:

- Aquecedor Interno (*Heat Foil*): Fixo em níveis específicos (50% e 100%) para estabelecer diferentes regimes térmicos (carga térmica base).
- Bomba de Água ( $DC_{pump}$ ): Mantida fixa em 50% ( $DUTY\_50\_PERCENT$ ), garantindo uma vazão constante.
- Ventoinha Interna ( $DC_{Ventoinha\_CI}$ ): Mantida fixa em 40% ( $DUTY\_40\_PERCENT$ ), garantindo um  $UA_{CI\_WATER}$  constante e não-nulo.

Os dados de temperatura são pré-processados digitalmente (Amostragem *ADC* com *Oversampling* e Filtro de Média Móvel) para mitigar o ruído de medição e garantir que os dados usados para o cálculo da resposta ao degrau sejam suaves e representativos da dinâmica térmica real (STMicroelectronics, 2023).

A identificação é conduzida através de três estados sequenciais no STM32, mostrados na Figura 31. Cada estado é encerrado apenas após o sistema atingir um Regime Permanente Estável. O critério de estabilidade é técnico: a variação máxima da  $T_{CI}$  ( $T_{max} - T_{min}$ ) deve ser menor que  $1^{\circ}C$  ( $STABILITY\_BAND\_DEG$ ) por um período de tempo prolongado (ex.: 20 minutos) (OGATA, 2010).

1. Degrau 1: Aquecimento (Estado 1 Aquecedor Interno em 50%)

- Ações:  $DC_{hr\_CI} = 50\%$ ;  $DC_{Ventoinha\_CE} = 0\%$ .
- Propósito: Levar o sistema ao seu Regime Permanente Inicial ( $RP1$ ) na condição de resfriamento passivo ( $T_{CI,RP1}$ ).

2. Degrau 2: Resfriamento Ativo (Estado 2 Ventoinha Externa em 50%)

- Ações:  $DC_{hr\_CI}$  mantido em 50%. Degrau de controle:  $DC_{Ventoinha\_CE}$  salta de 0% para 50%.
- Propósito: A transição da  $T_{CI}$  (de  $T_{CI,RP1}$  para  $T_{CI,RP2}$ ) é registrada e analisada, permitindo o cálculo dos parâmetros da planta de resfriamento ( $G_{s,ext}$ ) (OGATA, 2010):

$$Ganho(K) = \frac{T_{CI,RP2} - T_{CI,RP1}}{DC_{final} - DC_{inicial}} = \frac{\Delta T_{CI}}{\Delta DC_{Ventoinha\_CE}}$$

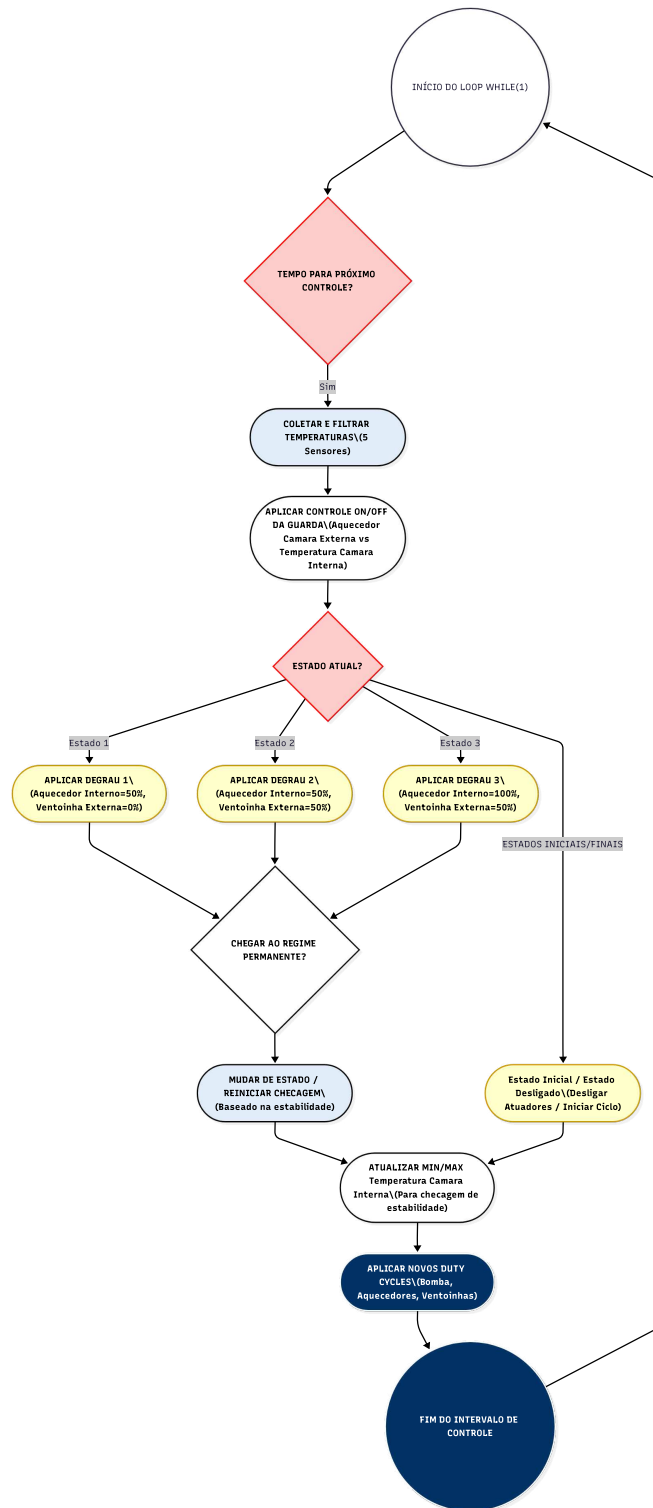
- Constante de Tempo ( $\tau$ ): Tempo para a resposta alcançar 63.2% da mudança total ( $\Delta T_{CI}$ ).

3. Degrau 3: Aquecimento Com Sistema de Resfriamento Ativo (Estado 3 Aquecedor Interno em 100%)

- Ações: Carga térmica máxima:  $DC_{hr\_CI}$  salta de 50% para 100%.  $DC_{Ventoinha\_CE}$  é mantido em 50%.
- Propósito: Avaliar a resposta do sistema a perturbação.

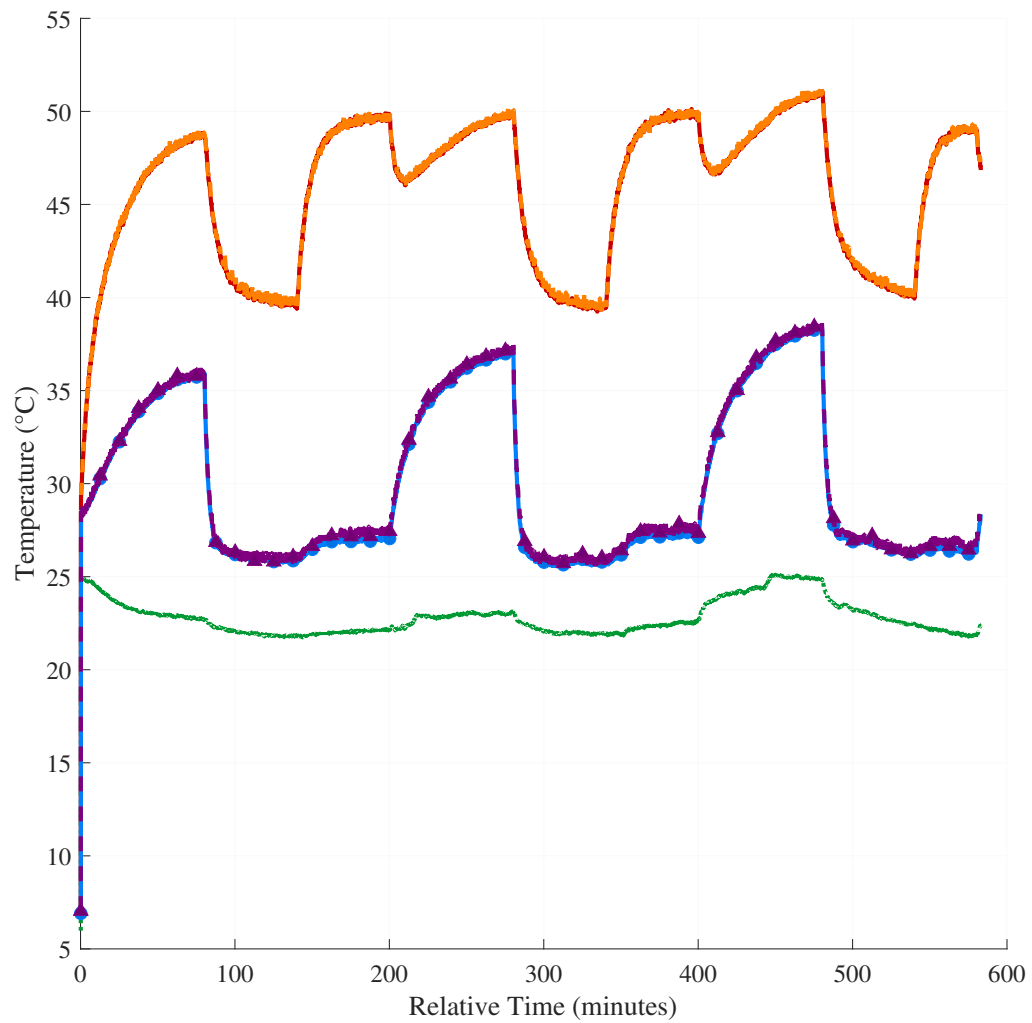
Ao completar essa sequência, os dados são usados para ajustar o modelo *FOPDT* e, conseqüentemente, sintonizar o PI para a ventoinha externa. O resultado é mostrado nas Figuras 32 e 33.

Figura 31 – Fluxograma: processo de identificação.



Fonte: o autor.

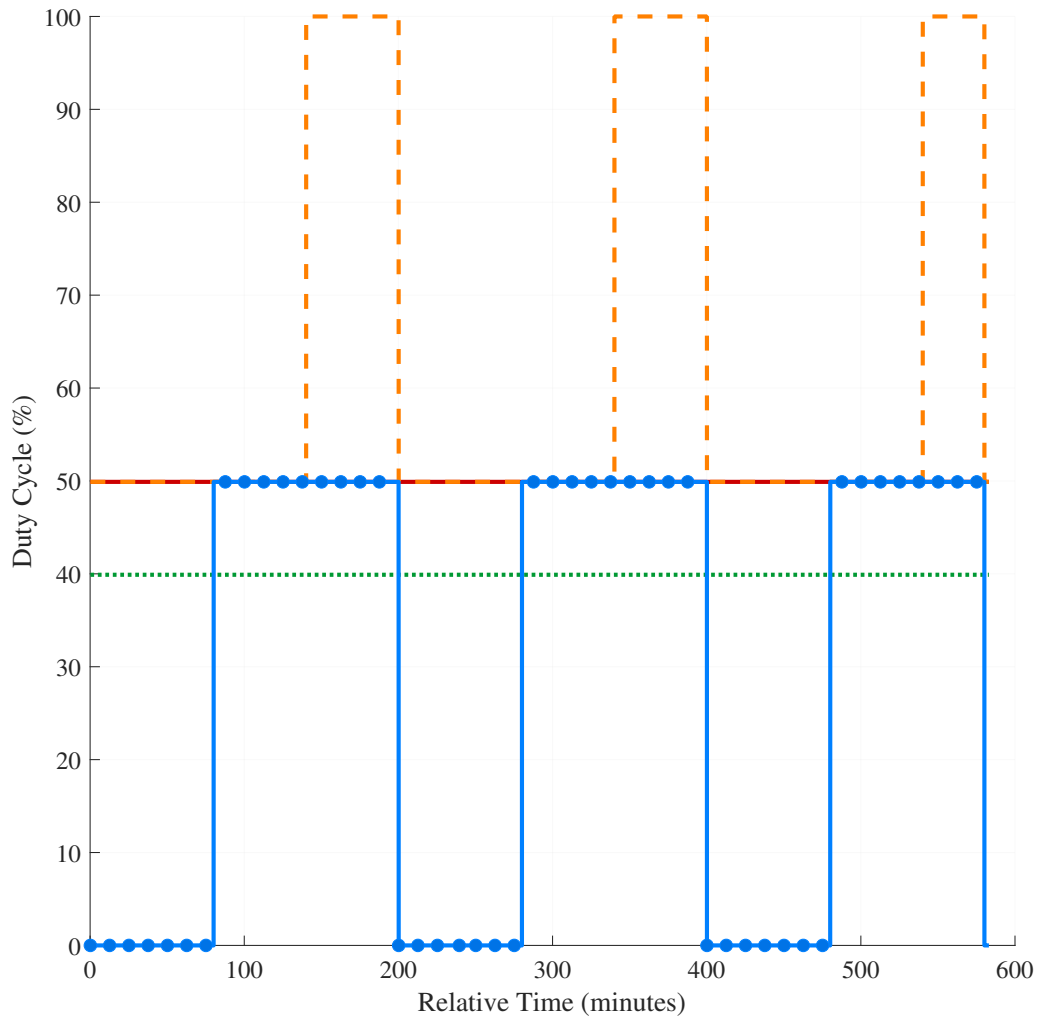
Figura 32 – Gráfico da evolução temporal das temperaturas durante o processo de identificação da planta.



Fonte: o autor.

Nota: Contínua-Vermelha: Câmara Interna; Tracejada-Laranja: do Gap; Circular-Azul: Água de Entrada; Triangular-Roxo: Água de Saída; Pontilhada-Verde: Ambiente.

Figura 33 – Gráfico *Duty Cycle* identificação da planta.



Fonte: o autor.

Nota: Contínua-Vermelha: Bomba; Tracejada-Laranja: Aquecedor Interno; Pontilhada-Verde: Ventilador Interno; Circular-Azul: Ventilador Externo.

Além disso outros testes individuais dos atuadores foram realizados afim de observar o comportamento do sistema para diferentes ocasiões e observar se as suposições teóricas estavam sendo satisfeitas, como resfriamento natural das camaras que se demonstrou eficiente com mais de 5 horas para atingir o regime permanente, fluxo de água sem acionamento da ventoinha externa que demonstrou que ainda assim existia troca de calor considerável sendo necessário atuar também a ventoinha interna para aumentar ou diminuir a transferência de calor para a água.

O controle térmico do calorímetro é sustentado pelo Controlador PI da Ventoinha Externa, que atua na rejeição de calor do circuito de água para o ambiente. Este sistema de resfriamento modula a temperatura da água que retorna à câmara interna ( $T_{water\_inlet\_rad\_CI}$ ), ele dita o ponto de operação e a estabilidade da  $T_{CI}$ .

O PI é um dos algoritmos de controle com eficácia na eliminação de erro em regime permanente (*steady-state error*). No domínio contínuo (Laplace), o controlador é definido pela função de transferência  $C(s)$  (OGATA, 2010):

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (4.17)$$

Onde  $K_P$  é o ganho proporcional e  $K_I$  é o ganho integral.

$K_P \cdot e(t)$  fornece uma resposta rápida e proporcional ao erro instantâneo ( $e(t)$ ).  $\frac{K_I}{s}$  acumula o erro ao longo do tempo, responsável por eliminar o erro em regime permanente, mas pode introduzir *overshoot* e lentidão.

O dimensionamento do PI inicia-se com a identificação e modelagem da planta (subsistema de resfriamento). Sistemas térmicos são modelados como sistemas de Primeira Ordem:

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} \quad (4.18)$$

Utilizou-se dados de resposta ao degrau para determinar os parâmetros  $K$  (Ganho Corrente Contínua (*Direct Current*) ( $DC$ )) e  $\tau$  (Constante de Tempo):

Ganho  $DC$  ( $K$ ):

$$K = \frac{T_{final} - T_{inicial}}{DC_{final} - DC_{inicial}} = \frac{39,64^\circ C - 50,08^\circ C}{499 - 0} \approx -0,0209 [^\circ C/PWM]$$

O sinal negativo indica que um aumento no PWM (entrada) resulta em uma diminuição na  $T_{CI}$  (saída).

A Constante de Tempo ( $\tau$ ) é determinada pelo tempo para atingir 63,2% da mudança total, o valor encontrado foi  $\tau \approx 435,06$  segundos, confirmando a natureza inercial da planta.

Para a implementação no STM32, o controlador contínuo  $C(s)$  foi discretizado para o domínio discreto ( $C(z)$ ) usando o método *Zero-Order Hold* / Segurador de Ordem Zero (*ZOH*) com um período de amostragem  $T_s = 0,1$  s (OGATA, 2010). O controlador PI discretizado resulta na seguinte função de transferência:

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.19)$$

A Forma de Velocidade (Incremental) é escolhida para implementação embarcada, pois o termo  $(1 - z^{-1})$  no denominador simplifica o tratamento da saturação (*Anti-Windup*). A equação de diferenças resultante é (OGATA, 2010):

$$u[k] = u[k - 1] + \Delta u[k]$$

Onde  $\Delta u[k]$  é a variação da saída:

$$\Delta u[k] = b_0 \cdot e[k] + b_1 \cdot e[k - 1] \quad (4.20)$$

Os coeficientes  $b_0$  e  $b_1$ , obtidos através da discretização do MATLAB para  $T_s = 0,1s$ , são:

- $b_0 = PI\_B0 = -269.7349$
- $b_1 = PI\_B1 = 269.6729$

A implementação prática exige a compensação de não-linearidades físicas inerentes ao atuador. A saída  $u[k]$  representa o PWM de 0 a  $PI\_SAT\_MAX$  ( $\approx 999$ ). A limitação da saída previne o acúmulo excessivo do termo integral (*integral windup*).

A ventoinha externa possui um limiar de PWM abaixo do qual não opera de forma eficaz. O código compensa essa Zona Morta adicionando um valor base à atuação demandada, se a demanda for positiva:

$$Duty_{final} = u[k] + DEAD\_ZONE\_DC \quad \text{se } u[k] > 0$$

Esta compensação garante que o PWM aplicado seja suficiente para superar o atrito estático e iniciar o movimento da ventoinha, otimizando a resposta do controle na região de baixa demanda.

O controle da temperatura da Câmara Interna ( $T_{CI}$ ) depende da capacidade do circuito de água de absorver e rejeitar o calor gerado pelo *DUT*. No projeto inicial, essa função era atribuída ao Controlador PI da Ventoinha Externa ( $DC_{Ventoinha\_CE}$ ). Contudo, em cenários de alta ou baixa carga do *DUT*, o controlador PI enfrentou a limitação fundamental de saturação do atuador (OGATA, 2010). Em carga excessiva do *DUT*, o PI satura  $DC_{Ventoinha\_CE}$  no máximo (100%), mas a  $T_{CI}$  continua a subir, indicando que a capacidade máxima de resfriamento foi ultrapassada. Em cargas muito baixas, o PI satura no mínimo (0%), mas a  $T_{CI}$  cai abaixo do *setpoint* devido à inércia do resfriamento passivo, perdendo o controle fino.

Para restaurar a margem de controle e otimizar o desempenho térmico, foi introduzido o Controle da Ventoinha Interna ( $DC_{Ventoinha\_CI}$ ) como um atuador auxiliar, operando sob uma Lógica de Controle Hierárquica Baseada em Histerese. A ventoinha interna força a convecção de ar sobre o radiador interno, determinando o coeficiente de transferência de calor por convecção e, conseqüentemente, o coeficiente global de transferência entre a câmara interna e a água ( $UA_{CI\_WATER}$ ).

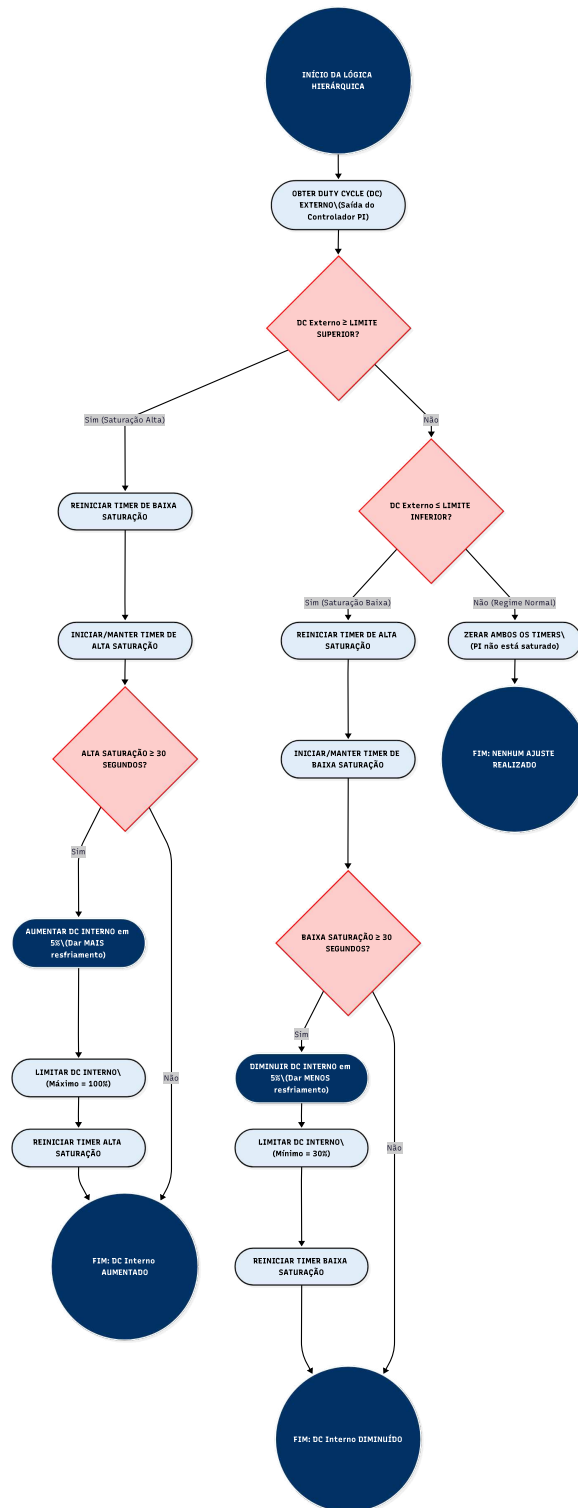
Ao modular o  $DC_{Ventoinha\_CI}$ , o  $UA_{CI\_WATER}$  (que depende do coeficiente de convecção  $h$ ) é transformado de uma constante fixa em uma variável de controle secundária (OGATA, 2010). Para alta potência, o aumento do  $DC_{Ventoinha\_CI}$  maximiza  $UA_{CI\_WATER}$ , garantindo que o calor seja absorvido pela água com eficiência máxima. Inversamente, para cargas baixas, a redução de  $DC_{Ventoinha\_CI}$  diminui calor absorvido. Esta abordagem expande a faixa efetiva de atuação do sistema.

Para evitar a complexidade desnecessária de um sistema *Multiple-Input Multiple-Output* / Múltiplas Entradas e Múltiplas (*MIMO*), optou-se por uma estratégia de Controle Sequencial Hierárquico .

O controlador PI atua exclusivamente na Ventoinha Externa ( $DC_{Ventoinha\_CE}$ ) para o controle fino e eliminação do erro em regime permanente. A Ventoinha Interna ( $DC_{Ventoinha\_CI}$ ) é controlada por uma Lógica de Histerese baseada na demanda de atuação do PI primário (OGATA, 2010). Esta lógica opera como um seletor de faixas de potência.

Essa lógica sequencial transforma o  $DC_{Ventoinha\_CI}$  em um parâmetro de calibração que se adapta ao regime de carga do *DUT*, permitindo que o PI da ventoinha externa atue na região linear e garanta a estabilidade da  $T_{CI}$  em uma faixa de potência maior, a Figura 34 mostra a lógica do controle hierarquizado.

Figura 34 – Fluxograma: controle hierarquizado.



Fonte: o autor.

O tempo de amostragem ( $T_s$ ) deve ser escolhido cuidadosamente. Um  $T_s$  muito pequeno pode sobrecarregar o microcontrolador, enquanto um  $T_s$  muito grande pode levar a um controle instável ou lento. A frequência de amostragem geralmente é de 5 a 10 vezes maior que a frequência de corte do sistema a ser controlado.

## 5 CALIBRAÇÃO

Esta seção detalha os resultados das metodologias de calibração implementadas, apresentando as curvas empíricas e os parâmetros extraídos.

### 5.1 Calibração dos Sensores de Temperatura

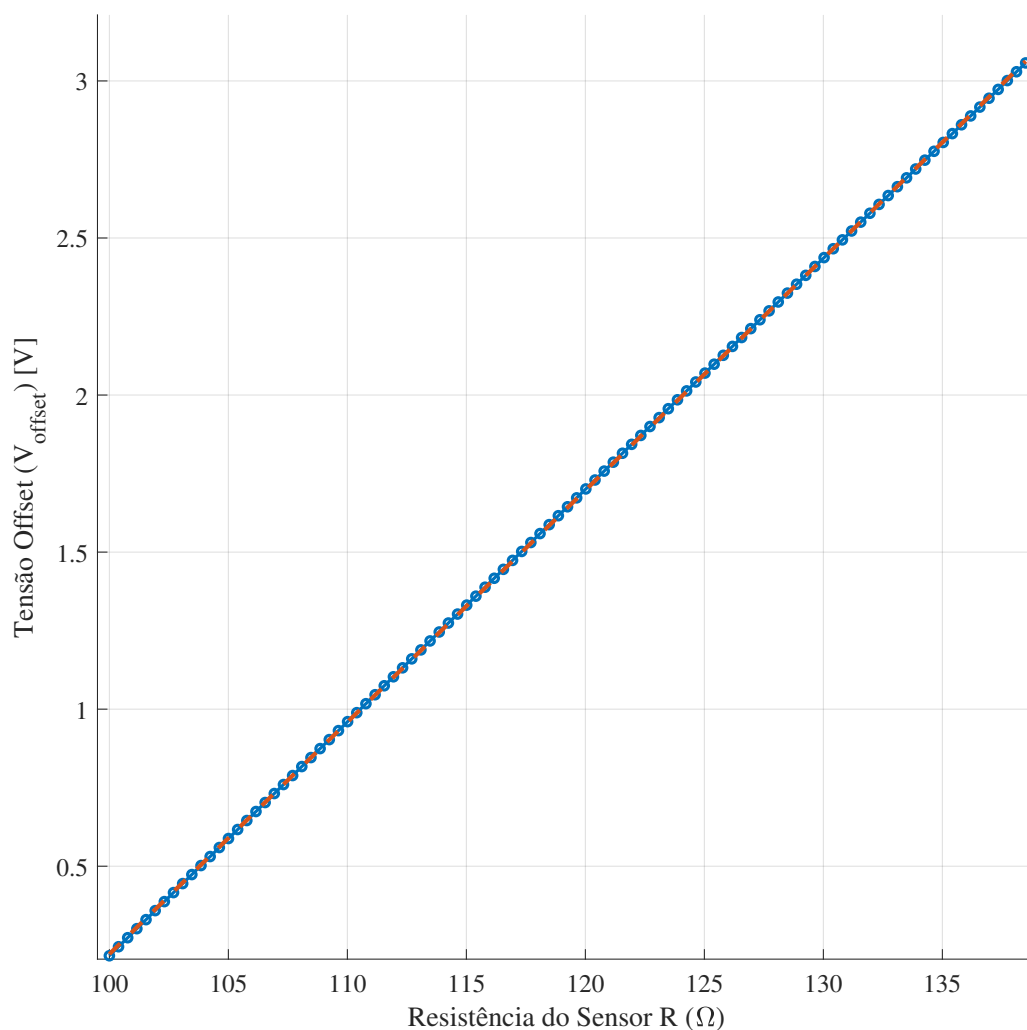
A calibração dos sensores (*PT100/PT1000*) é o principal fator na exatidão da calorimetria. O processo correlaciona o sinal digital bruto (*ADC*) com a temperatura física real (*T*), ajustando os erros introduzidos pelos estágios eletrônicos de condicionamento.

A metodologia segue a abordagem de Múltiplos Pontos de Referência para garantir a precisão em toda a faixa de operação:

1. Seleção de Pontos: Pontos de temperatura e suas respectivas resistências geradas pelo RTD são selecionados para cobrir a faixa de operação do calorímetro.
2. Ajuste da Curva: Em cada ponto de equilíbrio, anota-se a resistência esperada, a tensão sobre a resistência esperada, a tensão amplificada, a leitura do *ADC* e a temperatura de referência ( $T_{ref}$ ). Os dados coletados (*ADC vs.  $T_{ref}$* ) são utilizados para ajustar a curva de calibração e determinar os coeficientes de Ganho e *Offset* do sistema eletrônico, garantindo que a resistência  $R_{sensor}$  do sensor seja corretamente traduzida para o valor *T* esperado.

A precisão do sensor calibrado é avaliada pela Incerteza da Medição, que deve ser minimizada para não comprometer o cálculo da energia térmica. Os valores foram medidos com multimetros com precisão de 3 casa decimais. Os valores levantados durante a calibração do sensor estão apresentados no formato de gráfico, nas Figuras 35 e 36.

Figura 35 – Gráfico calibração sensor.



Fonte: o autor.

Nota: Circular-Azul: Dados Calibração; Tracejada-Laranja: Ajuste Linear  $V = 0,0738 \cdot R_{sensor} - 7,16$ .

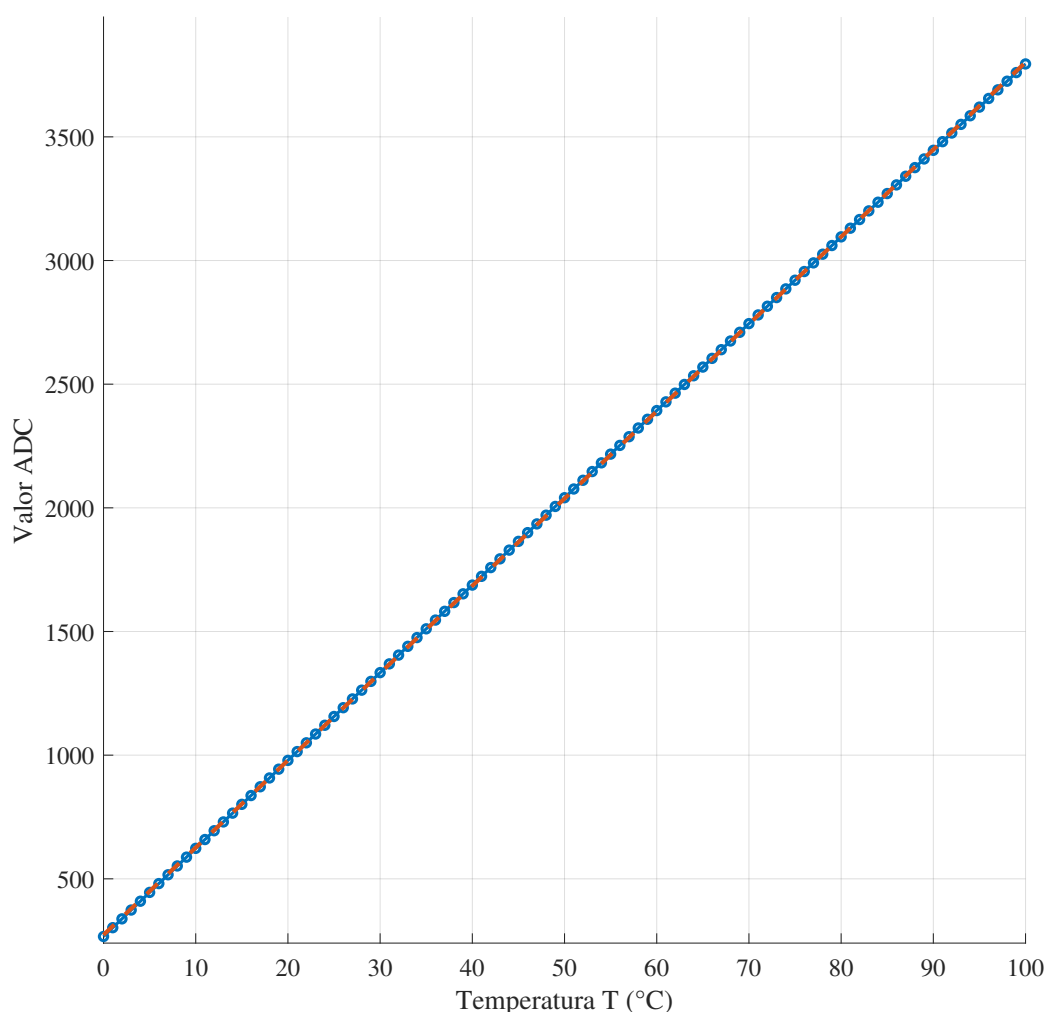
O resultado da calibração dos sensores (*PT100/PT1000*) é apresentado através de uma curva que correlaciona a leitura digital bruta ( $Leitura_{ADC}$ ) com a temperatura rastreável ( $T_{ref}$ ), após a correção da corrente de excitação e amplificação.

O sistema de condicionamento de sinal foi projetado para operar em uma faixa de linearidade, minimizando o erro sistemático e facilitando a conversão no *firmware* através de uma função linear simplificada:

$$T = m \cdot (Leitura_{ADC}) + b \quad (5.1)$$

Onde  $m$  representa o ganho efetivo do sistema (incluindo o sensor, a ponte e o *INA*) e  $b$  é o *offset*.

Figura 36 – Curva de Calibração do Sensor de Temperatura (*PT100*), correlacionando a leitura digital (*ADC* em bits) com a Temperatura de Referência.



Fonte: o autor.

Nota: Circular-Azul: Dados Calibração; Tracejada-Laranja: Ajuste Linear  $T = 0,0283 \cdot ADC - 7.75$ .

A calibração estabeleceu explicitamente os dois pontos de referência para a linearização do sensor (o sensor opera sob uma aproximação linear aceitável na faixa de interesse). Esses pontos fornecem a curva de calibração para todos os cinco sensores de temperatura do sistema:

- Ponto frio ( $0^{\circ}\text{C}$ ): Corresponde ao valor *ADC* de 267.
- Ponto quente ( $100^{\circ}\text{C}$ ): Corresponde ao valor *ADC* de 3795.

A interpolação linear pressupõe que a relação entre a contagem *ADC* ( $V_{\text{ADC}}$ ) e a temperatura ( $T_{\text{C}}$ ) pode ser representada pela equação de uma reta. A função de conversão é dada pela forma padrão:

$$T_{\text{C}} = T_1 + (V_{\text{ADC}} - V_{\text{ADC},1}) \cdot \frac{T_2 - T_1}{V_{\text{ADC},2} - V_{\text{ADC},1}} \quad (5.2)$$

O termo  $\frac{T_2 - T_1}{V_{ADC,2} - V_{ADC,1}}$  representa o Ganho de Calibração ( $K_{cal}$ ), a inclinação da curva que expressa a sensibilidade do sistema de medição em [ $^{\circ}\text{C}/\text{contagem ADC}$ ].

Substituindo os valores calibrados:

$$K_{cal} = \frac{100^{\circ}\text{C} - 0^{\circ}\text{C}}{3795 - 267} = \frac{100^{\circ}\text{C}}{3528} \approx 0,02834 \text{ [}^{\circ}\text{C}/\text{ADC}]$$

Utilizando os pontos  $T_1 = 0^{\circ}\text{C}$  e  $V_{ADC,1} = 267$ , a fórmula se simplifica, mantendo a robustez para a estimativa da temperatura:

$$T_C = (V_{ADC} - 267) \cdot K_{cal} \quad (5.3)$$

## 5.2 Caracterização da Vazão da Bomba de Água

A Vazão Volumétrica do fluido de trabalho (água) está diretamente ligada ao cálculo da energia transferida. A bomba de água apresenta uma relação entre o ciclo de trabalho ( $DC$ ) e a vazão ( $\dot{V}$ ).

É necessária uma caracterização empírica para mapear a função  $\dot{V} = f(DC)$ :

1. Medição de Volume: A bomba é instalada no circuito do calorímetro com uma das extremidades abertas, e o sistema é preenchido e após o tanque é preenchido de forma graduada. Utilizou-se uma seringa de precisão de 10 ml para o preenchimento controlado de um trecho do tanque, definindo dois pontos de referência baseados no menisco do fluido (a curvatura da superfície do líquido) para garantir a repetibilidade volumétrica.
2. Aquisição de Dados: O PWM é ajustado para vários pontos discretos de ciclo de trabalho ( $D$ ). Em cada ponto, a bomba é acionada, e o volume de fluido presente no tanque de armazenamento ( $\Delta V$ ) é esvaziado e o tempo do processo ( $\Delta t$ ) é medido com precisão. Utilizou-se um cronômetro digital para medir o tempo exato necessário para o fluido percorrer a distância entre os dois pontos de menisco previamente marcados.
3. Tratamento Estatístico: Para mitigar erros de paralaxe na observação do menisco ou variações no tempo de reação manual ao acionar o cronômetro, o procedimento foi repetido três vezes para cada valor de Duty Cycle. A vazão final para cada ponto foi calculada a partir da média aritmética dessas três medições.

4. Cálculo da Vazão: A vazão média é calculada pela relação  $\dot{V} = \Delta V / \Delta t$  [m<sup>3</sup>/s].

Os dados gerados devem ser interpolados para formar uma tabela de calibração que será implementada no *firmware*. Isso permite que o microcontrolador converta o PWM de controle na vazão real desejada. Essa calibração in loco é fundamental, pois a vazão nominal da bomba descrita no manual não leva em conta a impedância hidráulica específica deste projeto (perda de carga nos radiadores, curvas das mangueiras e restrições dos conectores).

A identificação precisa da vazão foi inicialmente realizada através de um Método Volumétrico Direto, utilizando uma seringa para o volume e um cronômetro para o tempo, aproveitando a simplicidade e baixo custo desta abordagem em um ambiente laboratorial.

O método volumétrico manual, que mede o tempo ( $\Delta t$ ) necessário para acumular um volume específico ( $V$ ) de fluido, é afetado por duas fontes de erro não instrumentais principais.

1. Tempo de Reação Humana ( $t_{\text{reação}}$ ): O ato de iniciar e parar o cronômetro introduz um erro na medição do tempo. O tempo médio de reação humana para estímulos visuais é tipicamente de 0,2 a 0,3 segundos.
2. Erro de Leitura de Menisco: A precisão da leitura do volume depende da resolução do instrumento e da atenção do operador.

Para mitigar a influência do  $t_{\text{reação}}$  na medição da vazão ( $Q = V / \Delta t$ ), é necessário otimizar o tempo de teste ( $\Delta t$ ). O erro percentual de vazão é dado por:

$$\text{Erro Percentual de Vazão} \approx \left| \frac{t_{\text{reação}}}{\Delta t} \right| \times 100\% \quad (5.4)$$

A equação 5.4 demonstra que o erro percentual é inversamente proporcional ao tempo total de amostragem ( $\Delta t$ ). Considerando um tempo de reação conservador de 0,25 segundos, para atingir uma precisão razoável de 2%, o tempo de coleta ideal ( $\Delta t_{\text{ideal}}$ ) deve ser:

$$\Delta t_{\text{ideal}} > \frac{t_{\text{reação}}}{0,02} = \frac{0,25 \text{ s}}{0,02} = 12,5 \text{ segundos}$$

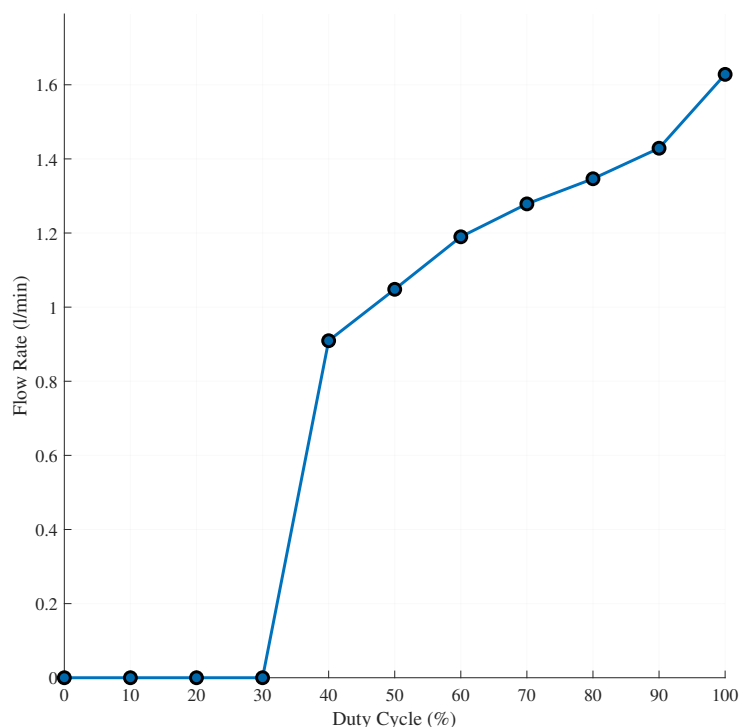
Embora o método volumétrico seja útil para uma estimativa inicial e calibração de baixo custo, ele é inadequado para o monitoramento contínuo em tempo real e para a operação em malha fechada do calorímetro. Para a vazão de água, a implementação de um sensor de fluxo dedicado é tecnicamente melhor.

Sensores de fluxo eliminam o erro humano, permitindo uma medição acurada e contínua da vazão mássica ( $\dot{m}$ ) para o balanço de energia. Um sensor integrado permite verificar se a bomba está mantendo a vazão constante (conforme o  $DC_{\text{pump}}$ ) ou detectar falhas no circuito.

A escolha ideal recai sobre um sensor de fluxo que tenha seu fundo de escala pouco acima do valor máximo medido, garantindo a melhor resolução e precisão dentro da faixa de operação esperada (FRADEN, 2010), sendo parte de melhorias futuras.

A caracterização empírica da bomba correlaciona o sinal de controle digital ( $DC$  do PWM) com a Vazão Volumétrica ( $\dot{V}$ ) real, Figura 37. É evidente a presença de uma zona morta (*dead zone*) em valores baixos do PWM, onde a energia é insuficiente para superar a fricção estática e a inércia do motor.

Figura 37 – Vazão Volumétrica ( $\dot{V}$ ) em função do Ciclo de Trabalho ( $D$ ) do PWM, com destaque para a zona morta.



Fonte: o autor (dados experimentais).

A função  $\dot{V} = f(DC)$  obtida é implementada no sistema de controle para garantir a vazão correta do fluido circulante durante os experimentos calorimétricos.

## 6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, são apresentados os resultados obtidos nas baterias de testes práticos, utilizando cargas térmicas de 25 W e 45 W. A análise foca na resposta temporal das temperaturas e na exatidão da potência calculada em comparação com a referência elétrica.

### 6.1 Resultados de Desempenho

Esta seção apresenta a performance dinâmica e estática do calorímetro, avaliando a estabilização térmica e a eficácia do sistema de controle ativo do Gap. Os testes de desempenho são projetados para medir a performance térmica do calorímetro sob condições estáticas e dinâmicas, garantindo que o sistema satisfaça as tolerâncias necessárias para a medição de entalpia e capacidade calorífica. Estes testes avaliam a dinâmica de aquecimento e resfriamento do sistema.

Em calorimetria adiabática, o Controle Ativo do Gap é essencial para minimizar as perdas de calor por condução e convecção. O objetivo é manter o gradiente de temperatura ( $\Delta T$ ) entre o calorímetro e o *shield* o mais próximo possível de zero ( $\Delta T_{Gap} \approx 0$ ), otimizando a condição adiabática.

1. Precisão do Rastreamento (*Tracking Accuracy*): A rampa de temperatura controlada ao calorímetro ( $T_{CI}$ ), mede-se continuamente a diferença de temperatura resultante ( $\Delta T = T_{CI} - T_{Gap}$ ). Um sistema eficaz deve manter  $\Delta T$  dentro de uma banda de erro estreita durante a rampa.
2. Rejeição a Distúrbios: Avalia-se a capacidade do controlador de Gap de rejeitar distúrbios externos ( variações na temperatura ambiente) sem que ocorra um desvio de  $\Delta T$ .

O teste de medição de perdas com cargas conhecidas é o teste de validação mais crítico, pois verifica a acurácia global do calorímetro na medição da energia real.

1. Carga Conhecida: Um Resistor de Precisão calibrado é usado como uma carga de potência conhecida. A potência elétrica dissipada neste resistor ( $P_{resistor}$ ) serve como a verdade fundamental (*ground truth*) de entrada de energia.  $P_{resistor}$  é calculada com precisão por  $P_{resistor} = V^2/R_{calc}$ .
2. Acurácia do Sistema: O calorímetro mede a resposta térmica ( $\Delta T/\Delta t$ ) da  $P_{resistor}$  conhecida. A Potência Calculada pelo Calorímetro ( $P_{calc}$ ) é então determinada.

A acurácia do sistema é expressa pela diferença percentual entre  $P_{calc}$  e  $P_{resistor}$ :

$$\text{Acurácia} = \frac{|P_{calc} - P_{resistor}|}{P_{resistor}} \times 100\% \quad (6.1)$$

O sucesso deste teste valida a precisão do sistema como um todo. Em todos os testes é apresentado o regime transiente e o regime permanente, os quais, nos últimos trinta minutos é atingida a condição de estabilidade na faixa de 1 °C na temperatura da câmara interna  $T_{CI}$ .

### 6.1.1 Ensaio 1: Potência de 25 W e Setpoint de 50 °C

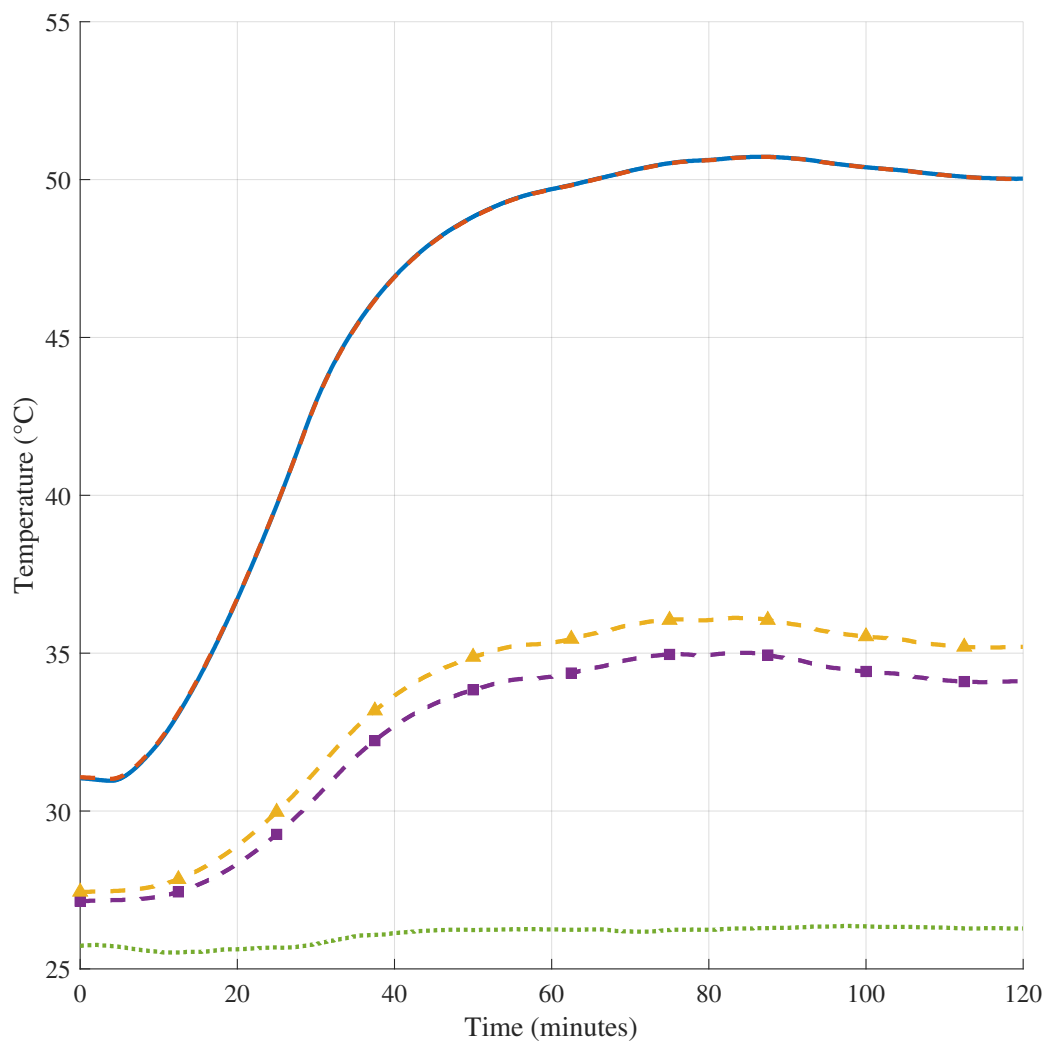
Ensaio para Potência de 25 W e Setpoint de 50 °C. Os parâmetros operacionais para este ensaio estão consolidados na Tabela 24.

Tabela 24 – Parâmetros de Teste: Carga de 25 W e Referência de 50 °C.

Parâmetro	Valor	Observação
Potência do <i>DUT</i>	25 W	Carga Térmica Nominal
Setpoint Câmara Interna ( $T_{CI}$ )	50 °C	Referência de Controle
<i>Duty Cycle</i> da Bomba d' Água	40 %	Fluxo Hidráulico Constante
Aquecedor da Câmara Interna	0 %	Inativo

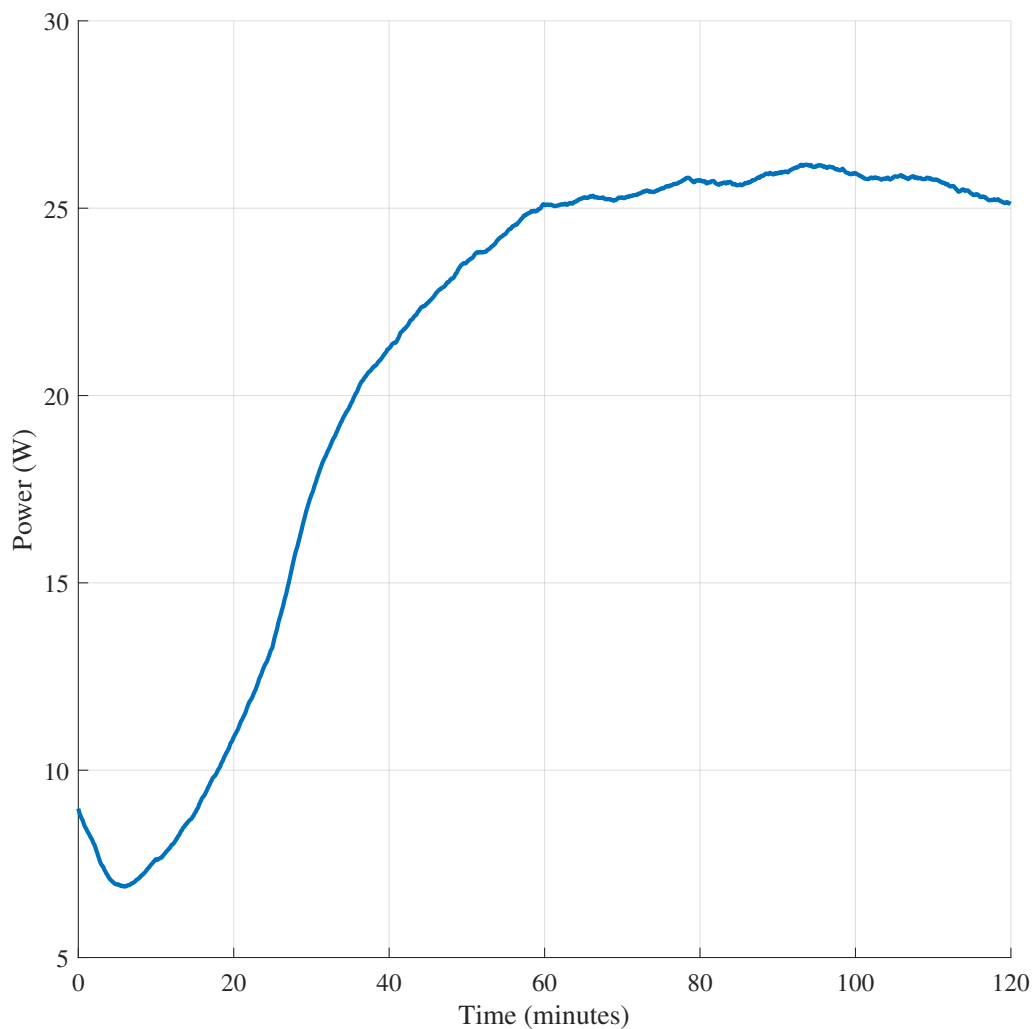
Fonte: O autor.

Figura 38 – Evolução Temporal das Temperaturas:  $T_{CI}$ ,  $T_{Gap}$ ,  $T_{water\_inlet}$ ,  $T_{water\_outlet}$  e  $T_{amb}$  (25 W / 50 °C).



Fonte: O autor.

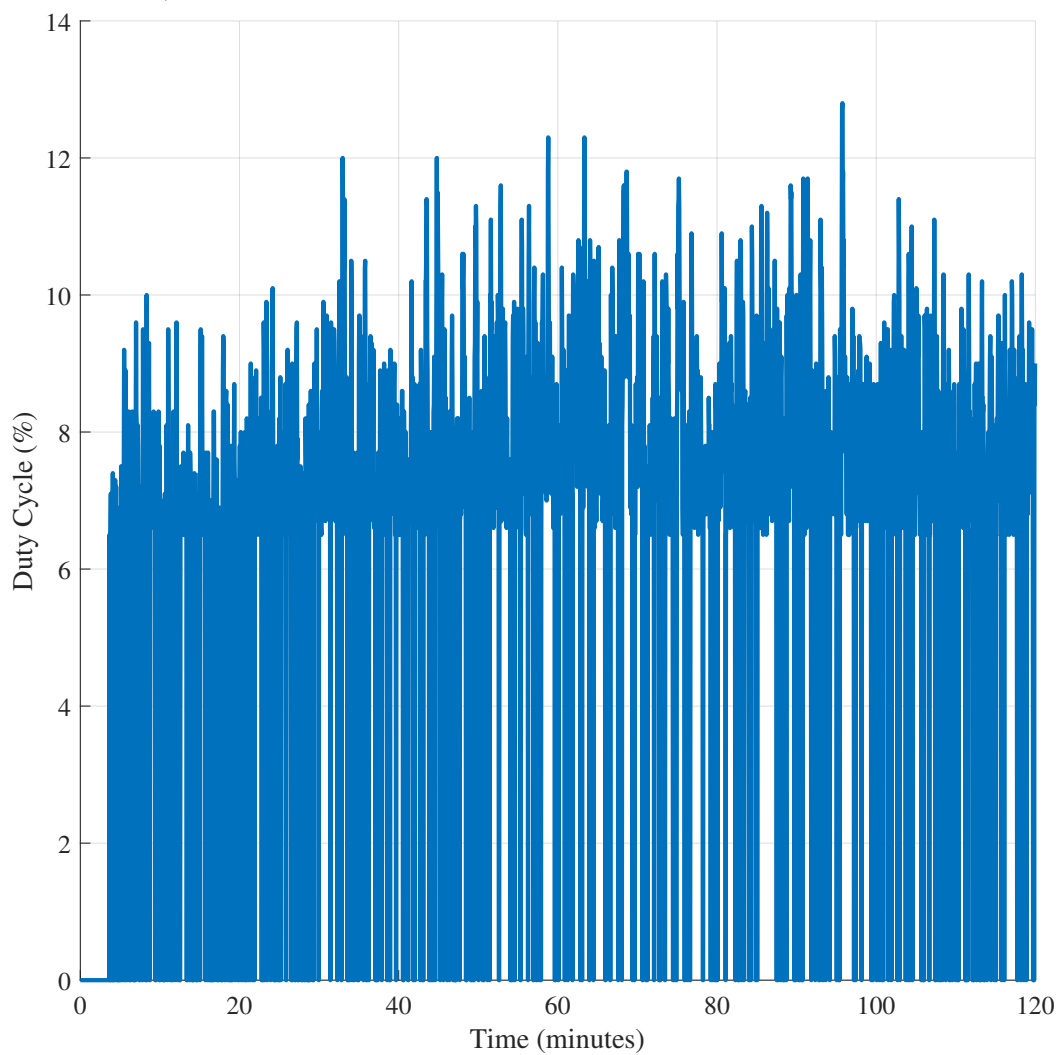
Nota: Contínua-Azul: Câmara Interna; Tracejada-Vermelha: Gap; Quadrada-Roxa: Água de Entrada; Triangular-Amarela: Água de Saída; Pontilhada-Verde: Ambiente.

Figura 39 – Monitoramento da Potência Instantânea Dissipada pelo *DUT* (25 W / 50 °C).

Fonte: O autor.

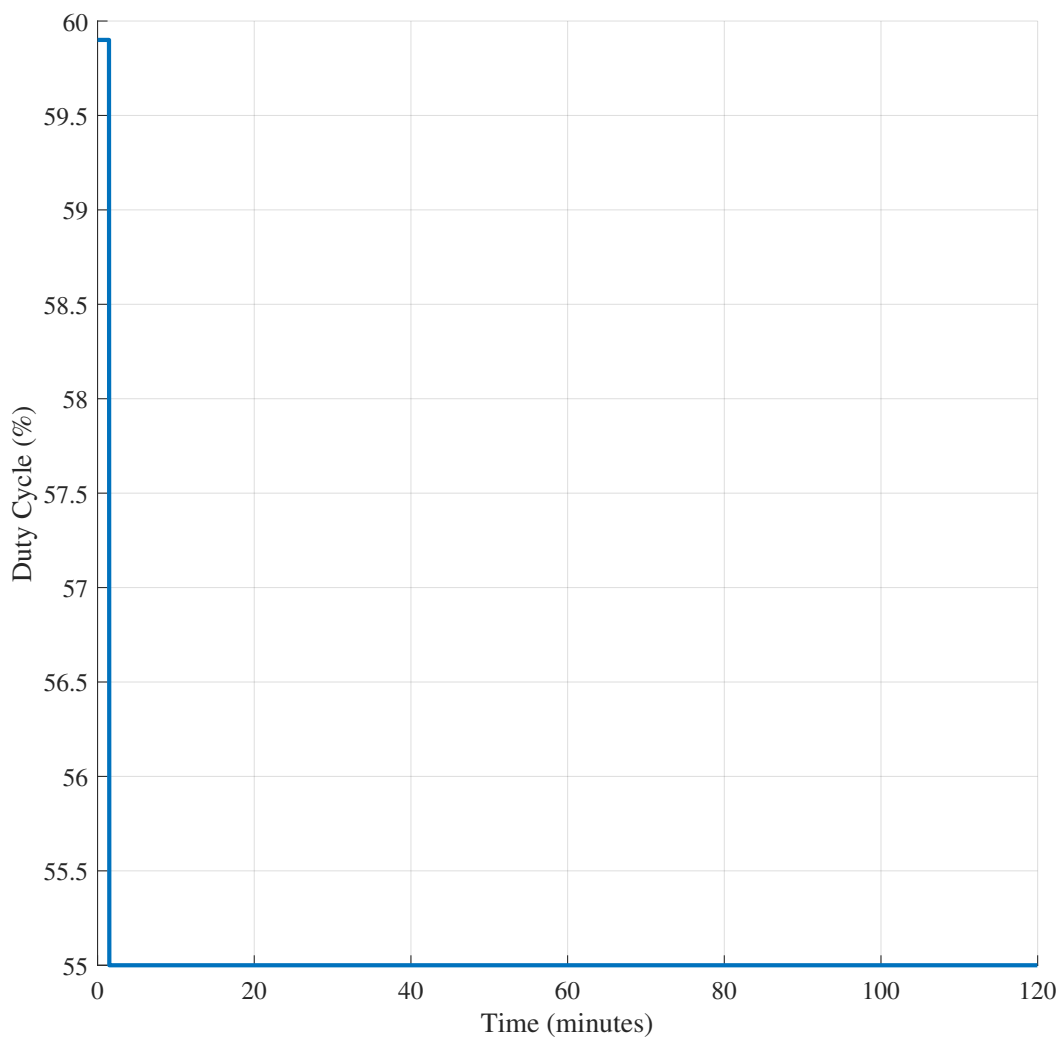
Analisando os gráficos das Figuras 38 e 39, nota-se que a temperatura se manteve aproximadamente em 45 °C, e a potência aproximadamente em 25 W, mostrando que, para esse *setpoint*, a rejeição de temperatura e a precisão são adequadas.

Figura 40 – Sinal de Controle (*Duty Cycle*) da Ventoinha Externa sob Controlador PI (25 W / 50 °C).



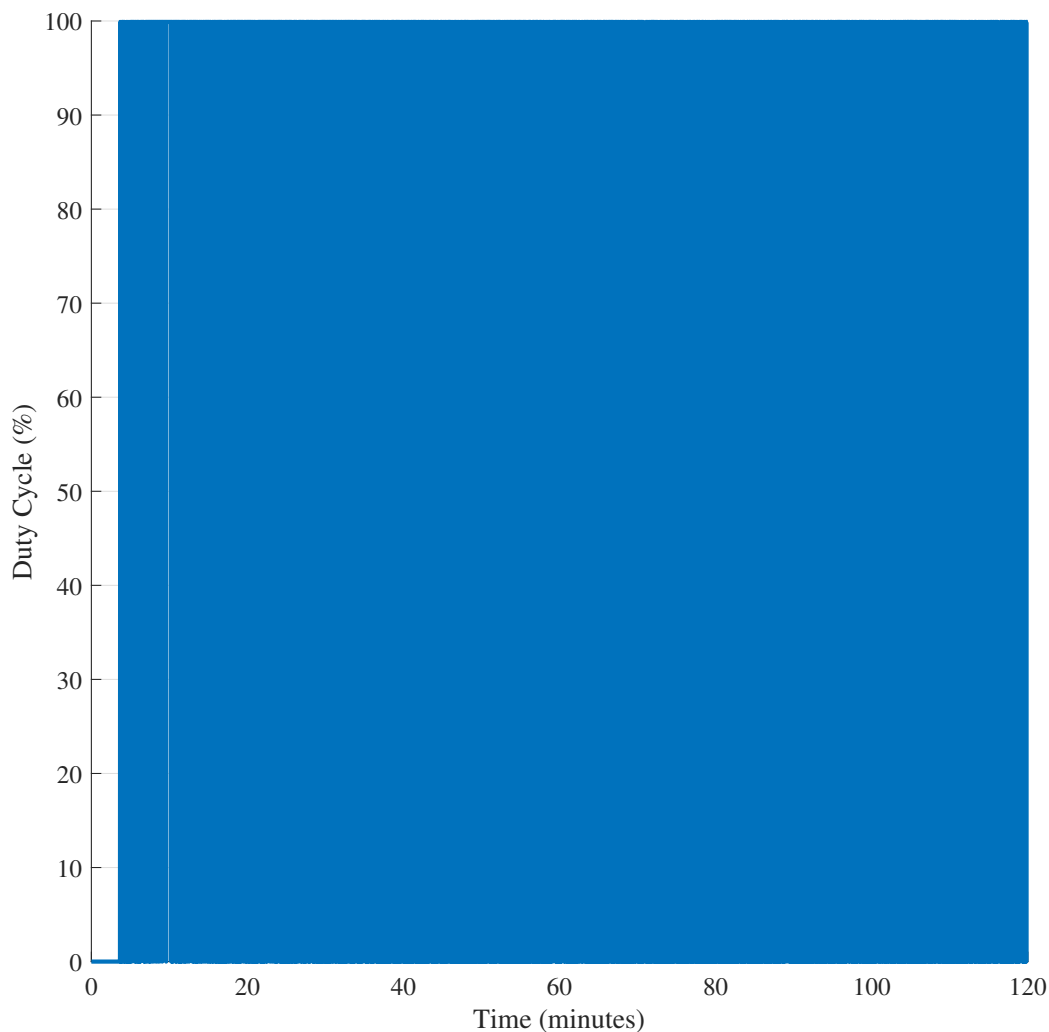
Fonte: O autor.

Figura 41 – Sinal de Controle (*Duty Cycle*) da Ventoinha Interna sob Controlador por Histerese em Cascata (25 W / 50 °C).



Fonte: O autor.

Figura 42 – Sinal de Controle (*Duty Cycle*) do Aquecedor do Gap sob Controlador On-Off (25 W / 50 °C).



Fonte: O autor.

A partir dos gráficos apresentados nas Figuras 40,41 e 42, os sinais de controle, podemos notar que a atuação do controlador PI em conjunto com o controle por histerese em cascata, apesar de oscilatória, garantiu o resultado, ressaltando que as variações entre 0% e 6.5% no PWM se deve ao salto que se dá para ganhar a inercia de rotação da ventoinha externa. Observando o controlador ON/OFF temos que a resposta nesse caso foi extremamente alternada havendo desligamento e ligamento constante do aquecedor do Gap.

### 6.1.2 Ensaio 2: Potência de 25 W e Setpoint de 70 °C

Ensaio para Potência de 25 W e Setpoint de 70 °C. A Tabela 25 detalha as condições para o ensaio de 25 W com Setpoint elevado. A partir desse ensaio, o ciclo de trabalho da ventoinha interna começou em 30 %, o mínimo que pode atingir, afim de facilitar a atuação

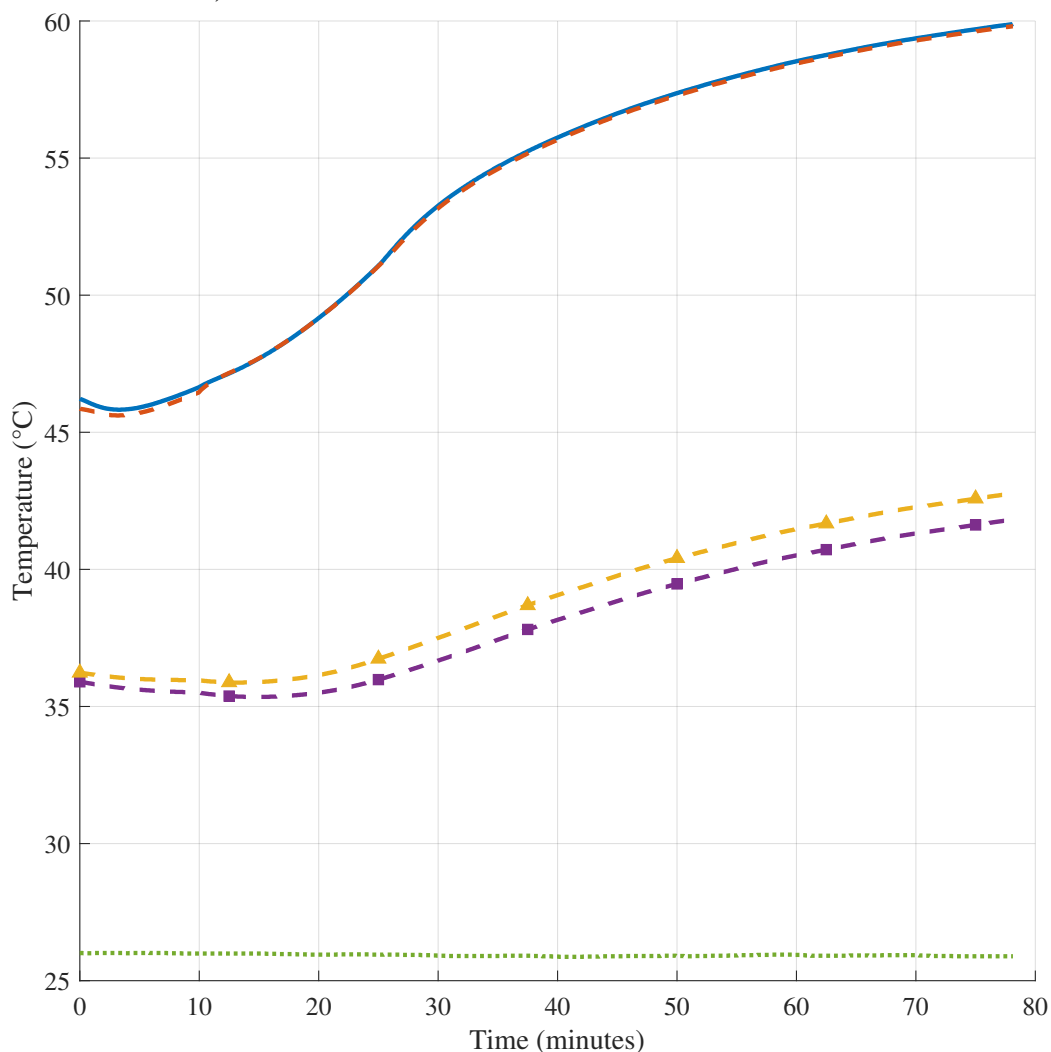
com o controlador PI de modo que a histerese em cascata tenha que atuar apenas no sentido de aumentar o ciclo. Além disso a compensação para a inércia da ventoinha externa foi colocada para 4.5 % de modo a não interferir na lógica do controle em cascata.

Tabela 25 – Parâmetros de Teste: Carga de 25 W e Referência de 70 °C.

Parâmetro	Valor	Observação
Potência do <i>DUT</i>	25 W	Carga Térmica Nominal
<i>Setpoint</i> Câmara Interna ( $T_{CI}$ )	70 °C	Referência de Controle
<i>Duty Cycle</i> da Bomba d' Água	40 %	Fluxo Hidráulico Constante
Aquecedor da Câmara Interna	0 %	Inativo

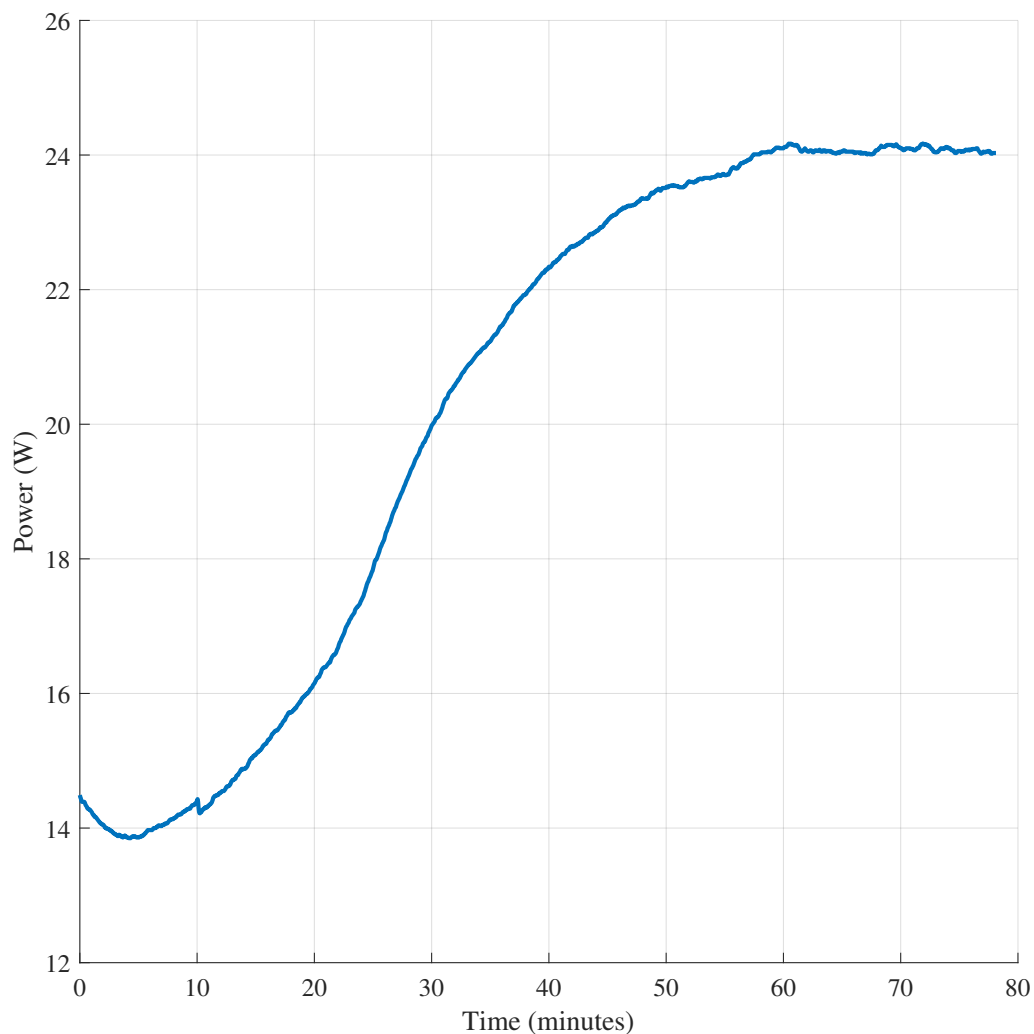
Fonte: O autor.

Figura 43 – Evolução Temporal das Temperaturas:  $T_{CI}$ ,  $T_{Gap}$ ,  $T_{water\_inlet}$ ,  $T_{water\_outlet}$  e  $T_{amb}$  (25 W / 70 °C).



Fonte: O autor.

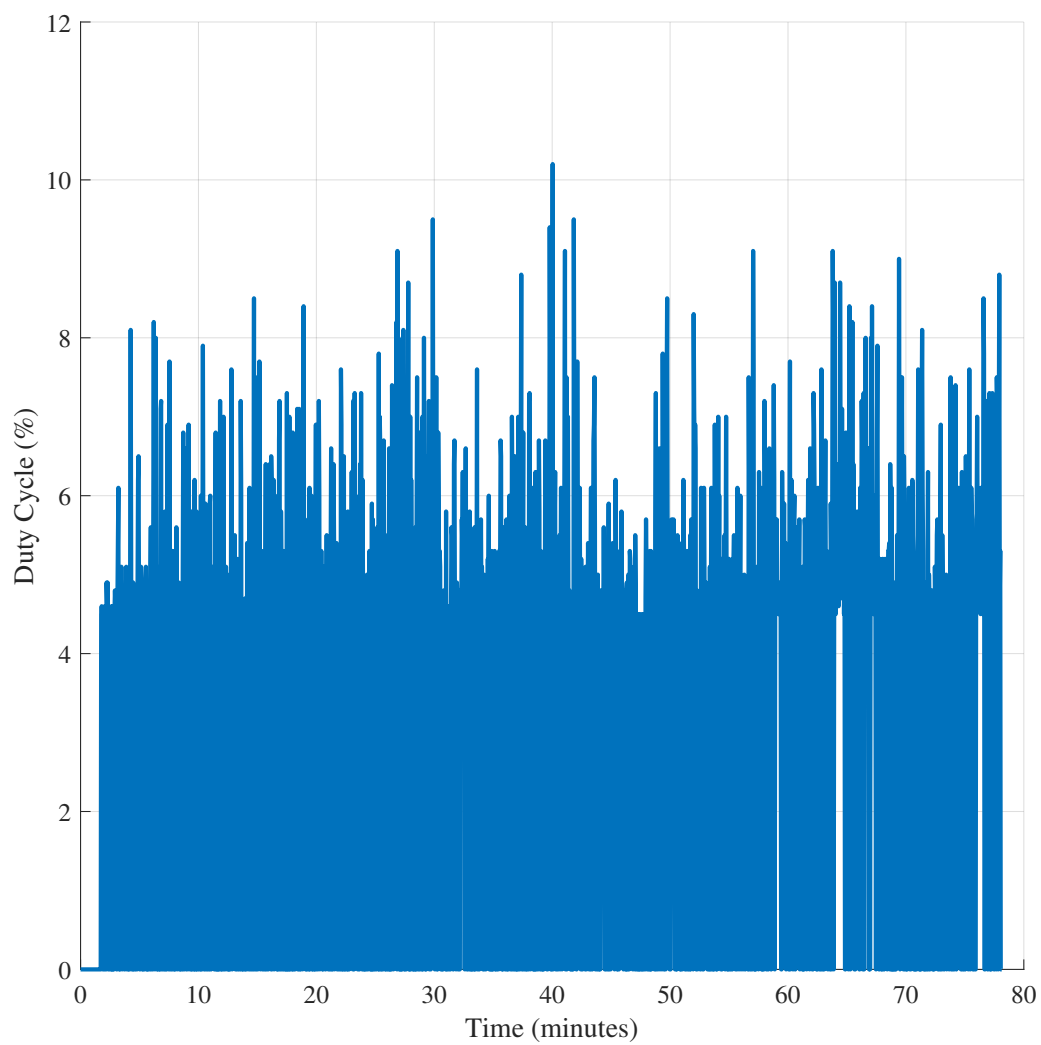
Nota: Contínua-Azul: Câmara Interna; Tracejada-Vermelha: Gap; Quadrada-Roxa: Água de Entrada; Triangular-Amarela: Água de Saída; Pontilhada-Verde: Ambiente.

Figura 44 – Monitoramento da Potência Instantânea Dissipada pelo *DUT* (25 W / 70 °C).

Fonte: O autor.

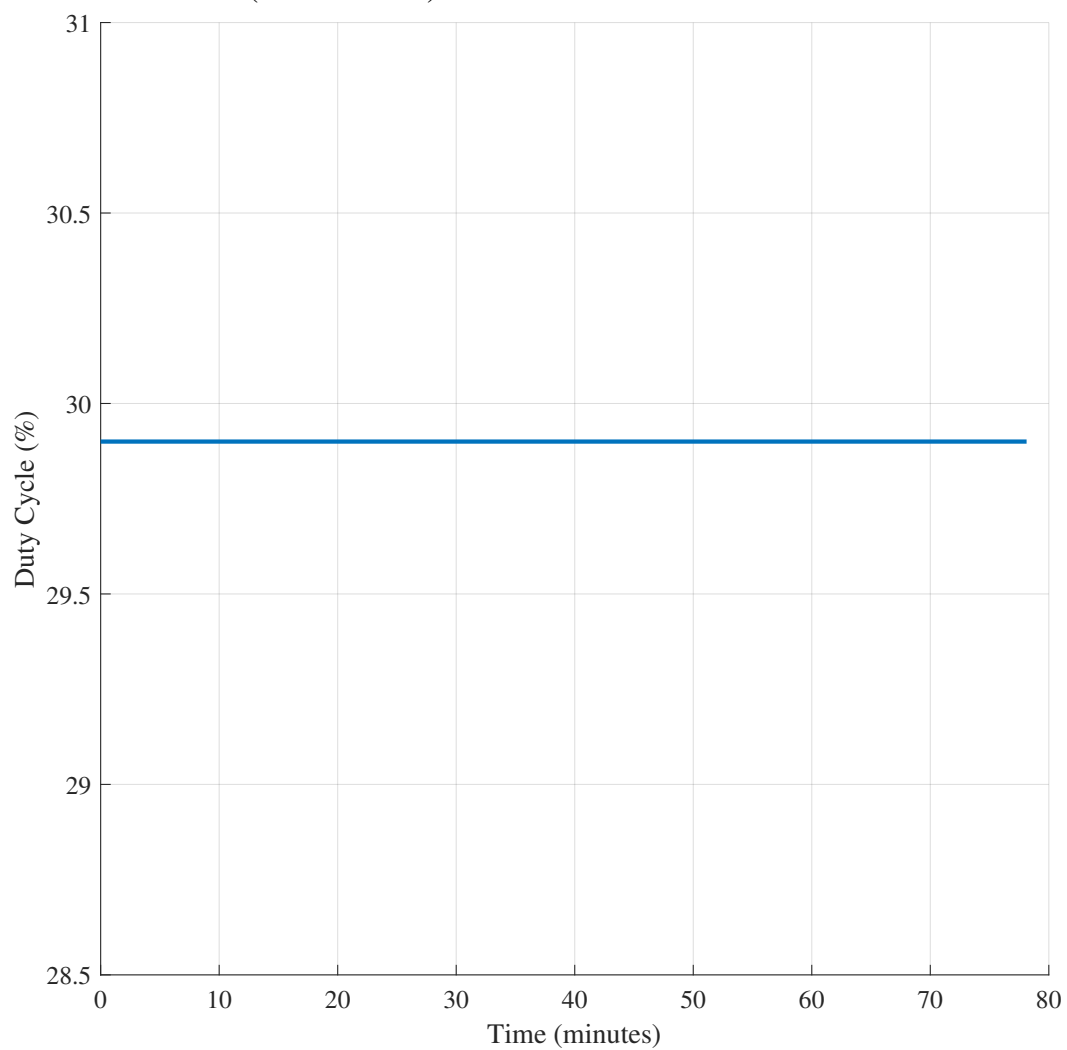
O ensaio foi interrompido em virtude de que a temperatura estava encaminhando para estabilização cerca de em 60 °C, bem inferior ao *Setpoint* de 70 °C. O ensaio demonstra a limitação do calorímetro para um dos extremos, nesse caso a baixa potência e a temperatura alvo elevada, o que acontece é que a troca natural de calor da água com o ambiente impede que a câmara interna aqueça mais, forçando um regime flutuante de acordo com as condições do sistema.

Figura 45 – Sinal de Controle (*Duty Cycle*) da Ventoinha Externa sob Controlador PI (25 W / 70 °C).



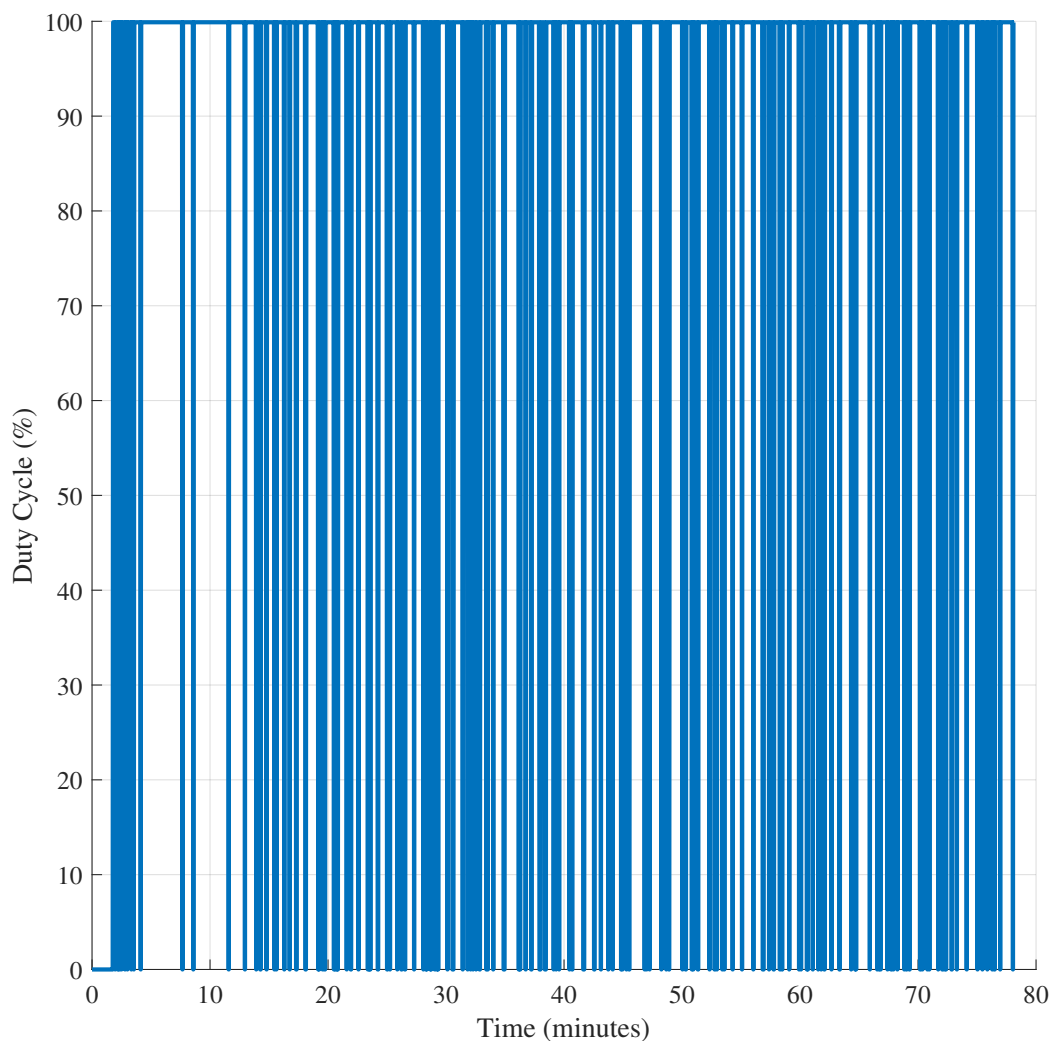
Fonte: O autor.

Figura 46 – Sinal de Controle (*Duty Cycle*) da Ventoinha Interna sob Controlador por Histerese em Cascata (25 W / 70 °C).



Fonte: O autor.

Figura 47 – Sinal de Controle (*Duty Cycle*) do Aquecedor do Gap sob Controlador On-Off (25 W / 70 °C).



Fonte: O autor.

É possível notar que mesmo os controladores trabalhando no mínimo a troca de calor não consegue ser reduzida para que a câmara aqueça

### 6.1.3 Ensaio 3: Potência de 45 W e Setpoint de 50 °C

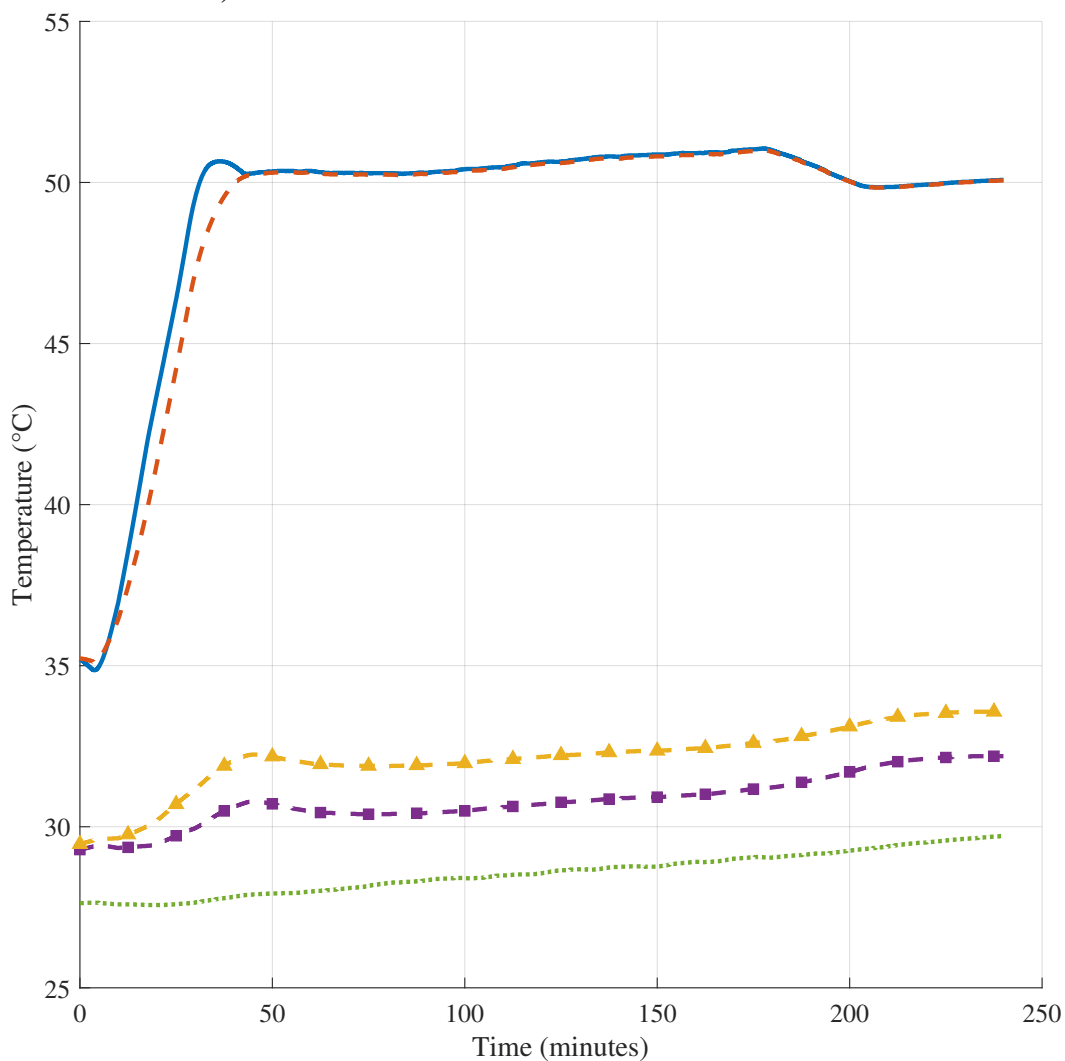
Ensaio para Potência de 45 W e Setpoint de 50 °C. As condições de alta carga térmica e temperatura moderada são apresentadas na Tabela 26.

Tabela 26 – Parâmetros de Teste: Carga de 45 W e Referência de 50 °C.

Parâmetro	Valor	Observação
Potência do <i>DUT</i>	45 W	Carga Térmica Elevada
<i>Setpoint</i> Câmara Interna ( $T_{CI}$ )	50 °C	Referência de Controle
<i>Duty Cycle</i> da Bomba d'Água	40 %	Fluxo Hidráulico Constante
Aquecedor da Câmara Interna	0 %	Inativo

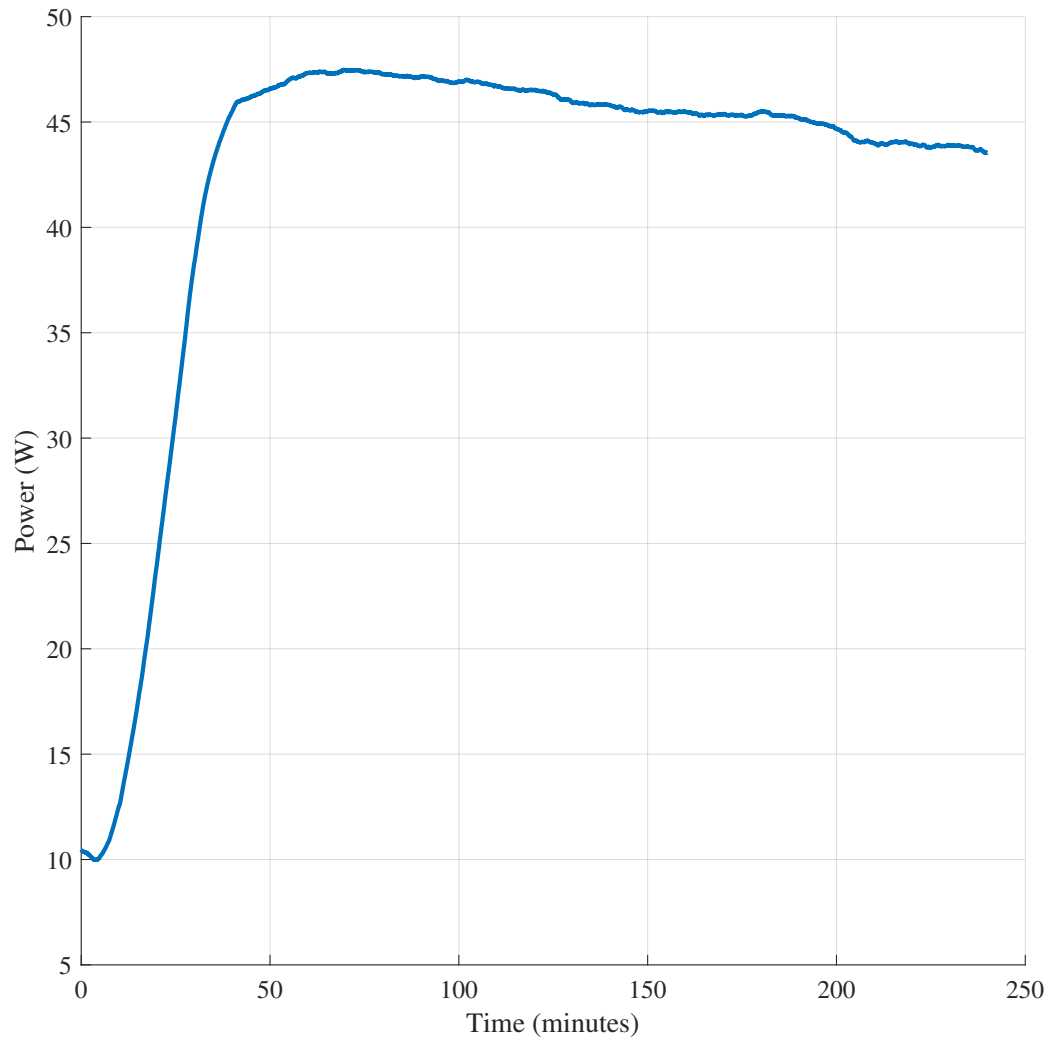
Fonte: O autor.

Figura 48 – Evolução Temporal das Temperaturas:  $T_{CI}$ ,  $T_{Gap}$ ,  $T_{water\_inlet}$ ,  $T_{water\_outlet}$  e  $T_{amb}$  (45 W / 50 °C).



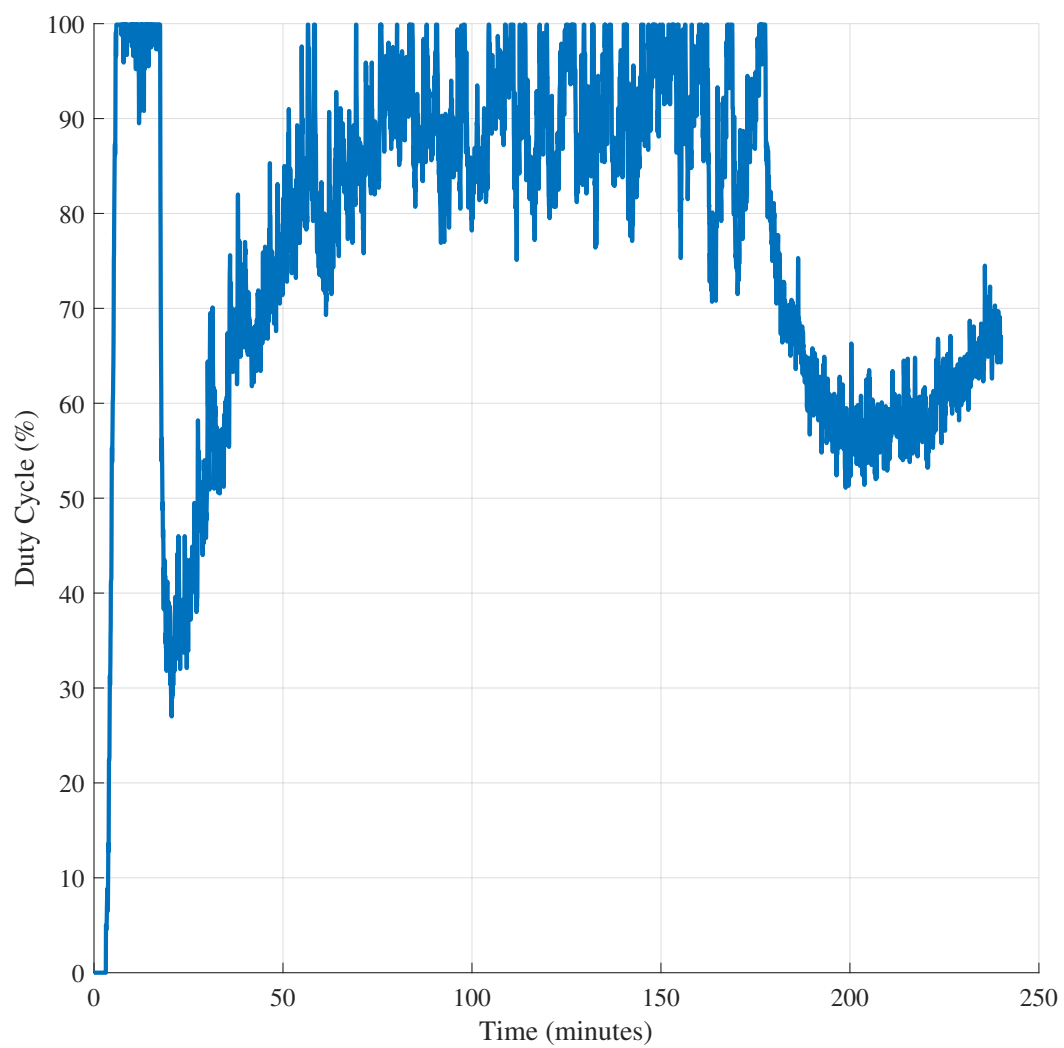
Fonte: O autor.

Nota: Contínua-Azul: Câmara Interna; Tracejada-Vermelha: Gap; Quadrada-Roxa: Água de Entrada; Triangular-Amarela: Água de Saída; Pontilhada-Verde: Ambiente.

Figura 49 – Monitoramento da Potência Instantânea Dissipada pelo *DUT* (45 W / 50 °C).

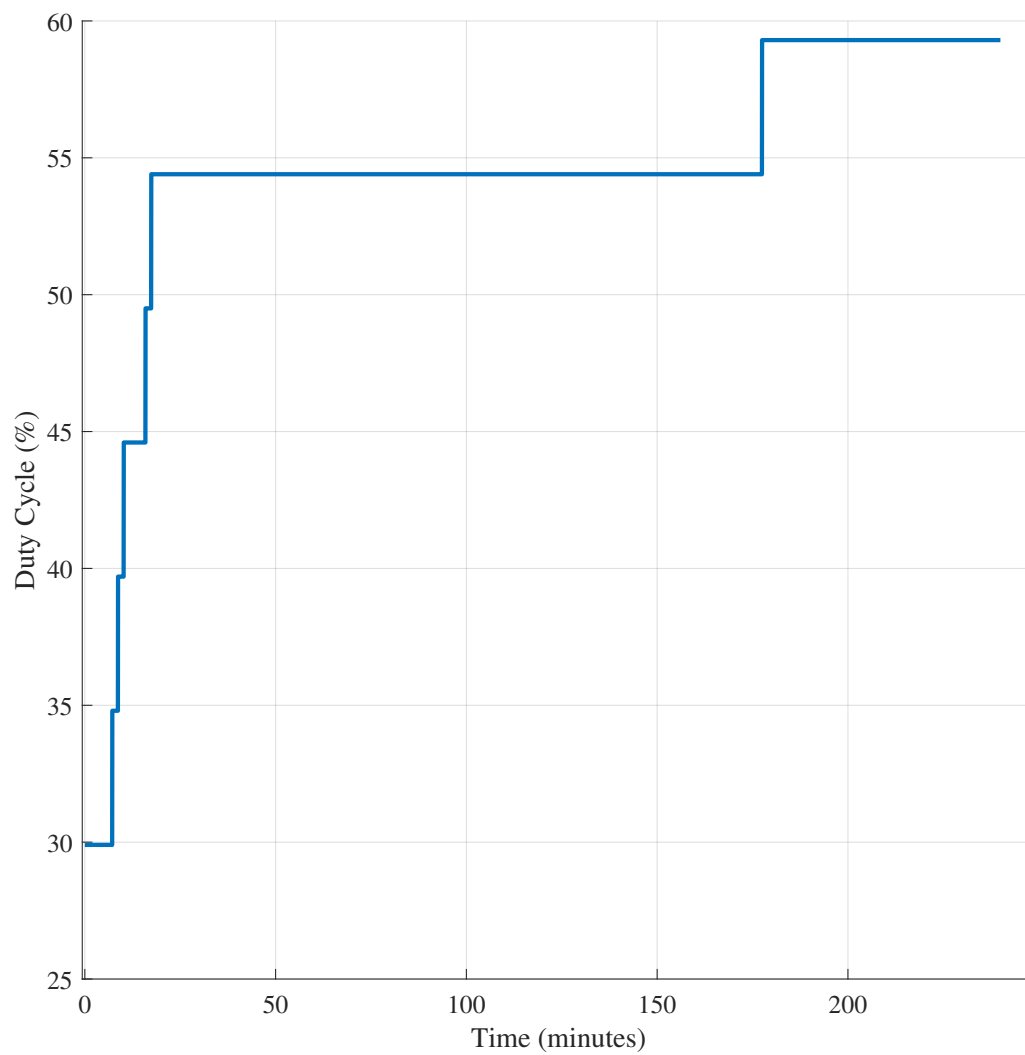
Fonte: O autor.

Figura 50 – Sinal de Controle (*Duty Cycle*) da Ventoinha Externa sob Controlador PI (45 W / 50 °C).



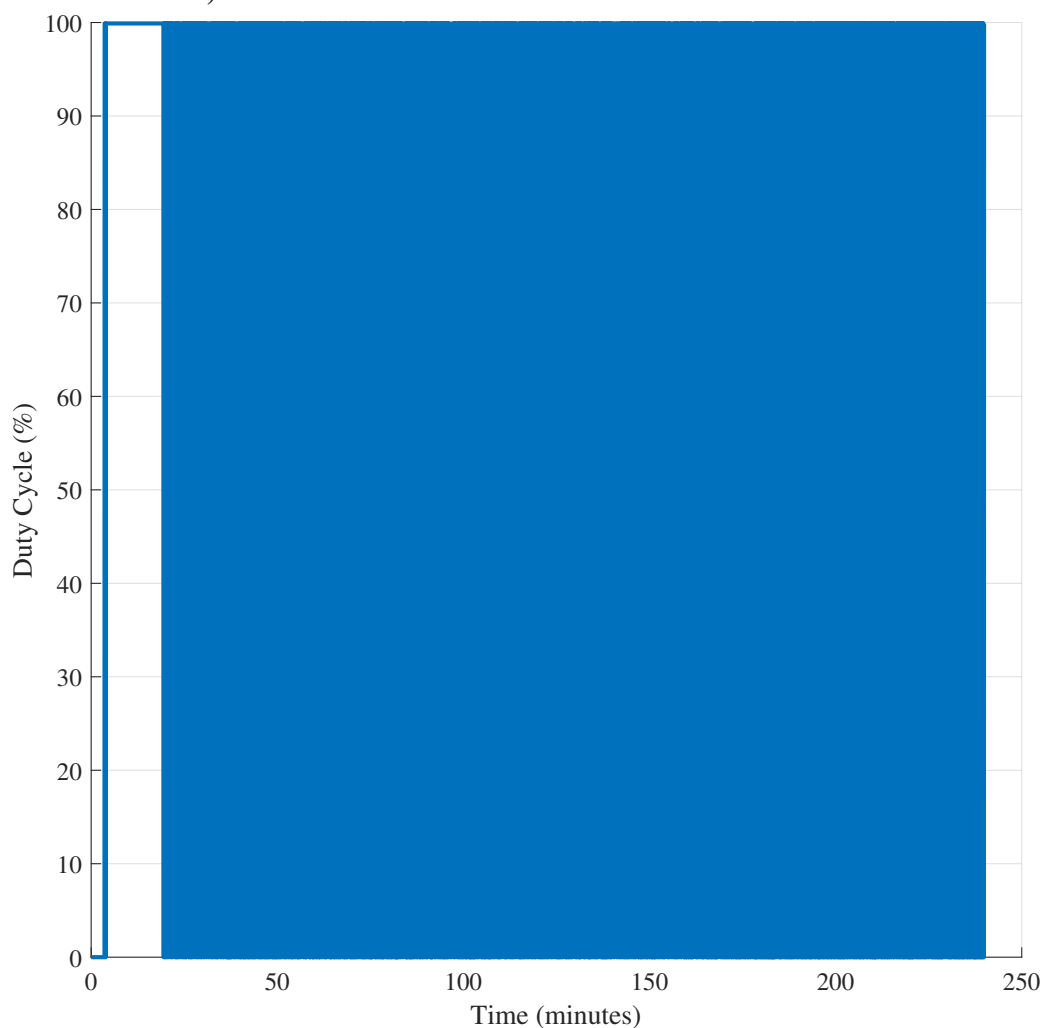
Fonte: O autor.

Figura 51 – Sinal de Controle (*Duty Cycle*) da Ventoinha Interna sob Controlador por Histerese em Cascata (45 W / 50 °C).



Fonte: O autor.

Figura 52 – Sinal de Controle (*Duty Cycle*) do Aquecedor do Gap sob Controlador On-Off (45 W / 50 °C).



Fonte: O autor.

É possível notar nesse ensaio a atuação clara dos controladores PI e histerese em cascata. Além disso, nota-se que para uma potência maior o sistema de controle tem mais margem para trabalhar, isso acontece até que os controladores saturem no máximo e a potência não possa mais ser removida, a carga que usamos para teste só suportava 50 W e não foi o suficiente para saturar o calorímetro quanto a potência.

#### **6.1.4 Ensaio 4: Potência de 45 W e Setpoint de 70 °C**

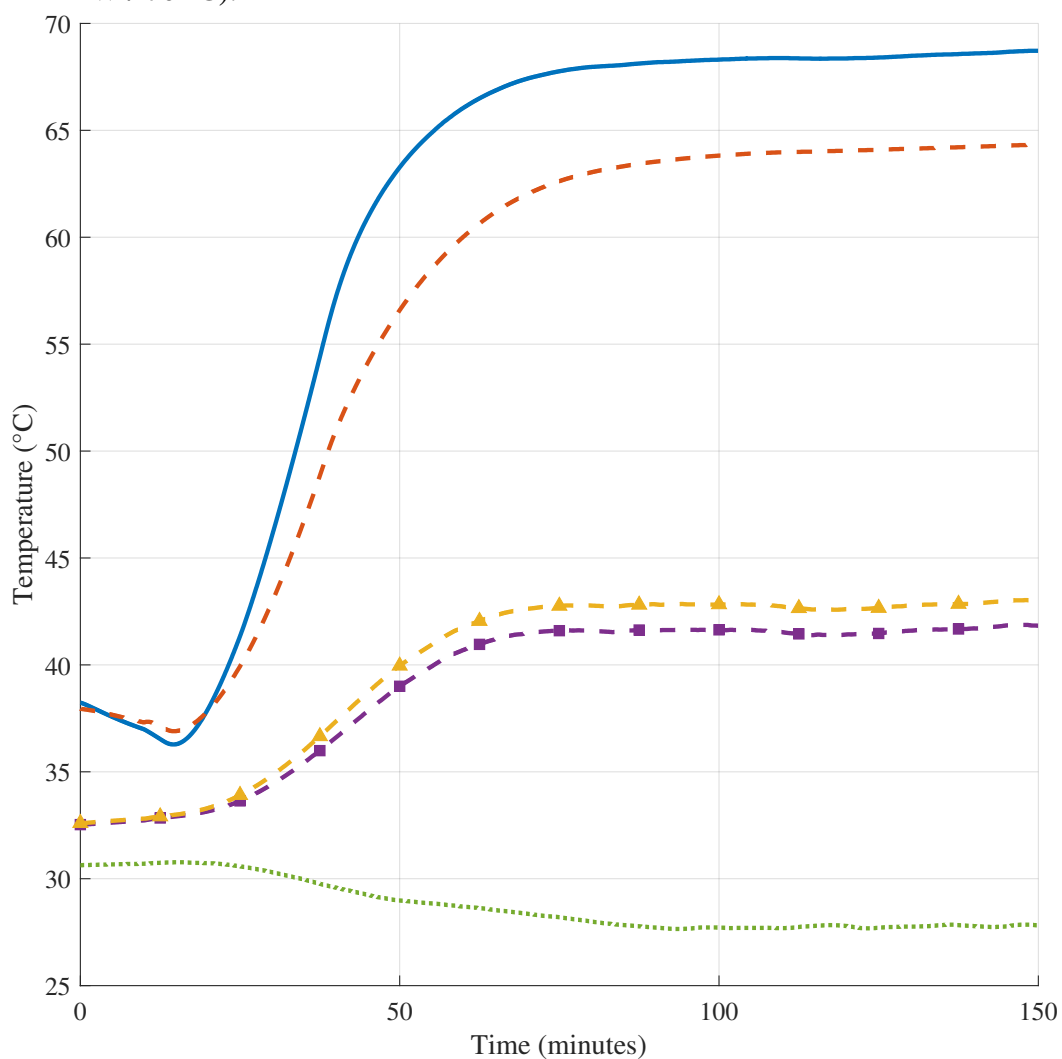
Ensaio para Potência de 45 W e *Setpoint* de 70 °C. Por fim, a Tabela 27 resume o cenário de maior estresse térmico do sistema.

Tabela 27 – Parâmetros de Teste: Carga de 45 W e Referência de 70 °C.

Parâmetro	Valor	Observação
Potência do <i>DUT</i>	45 W	Carga Térmica Máxima
<i>Setpoint</i> Câmara Interna ( $T_{CI}$ )	70 °C	Referência Crítica
<i>Duty Cycle</i> da Bomba d'Água	40 %	Fluxo Hidráulico Constante
Aquecedor da Câmara Interna	0 %	Inativo

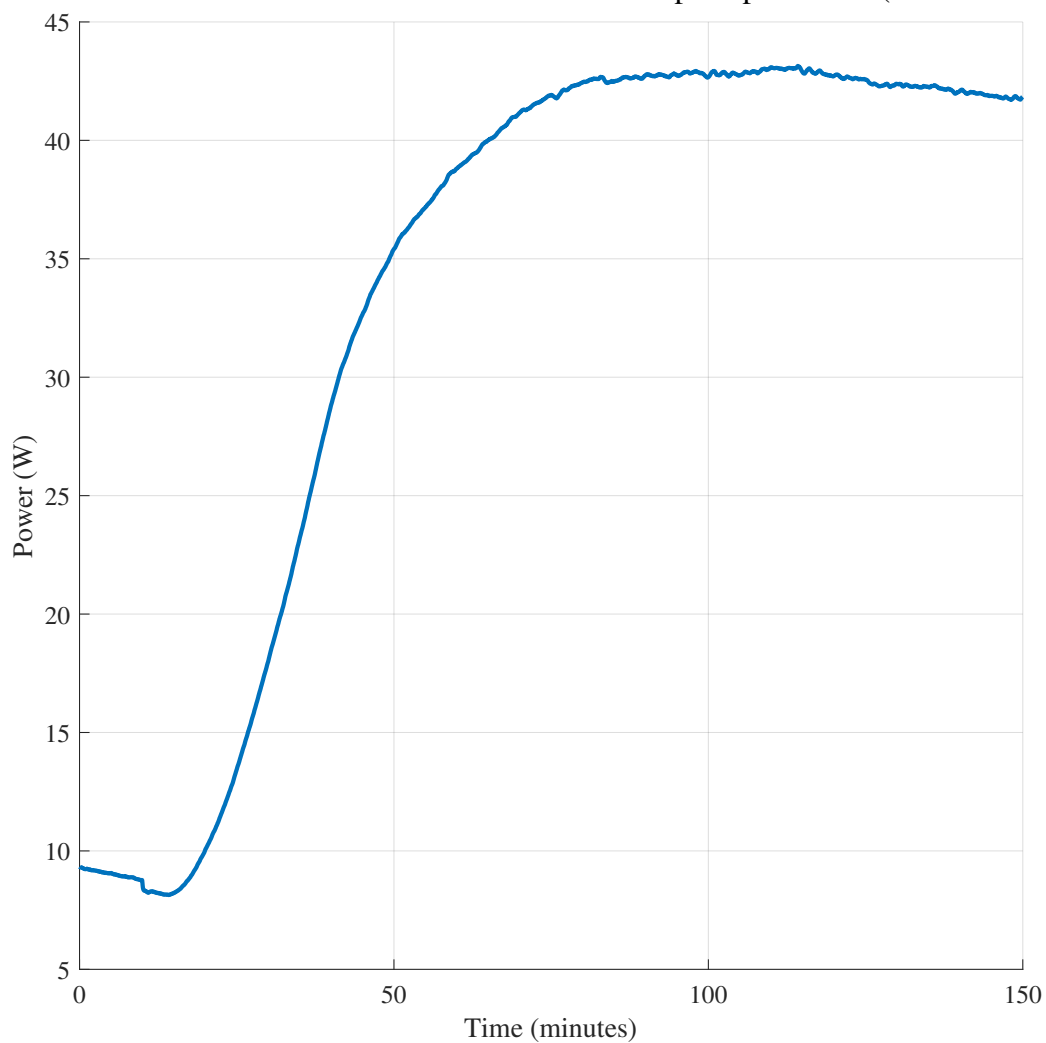
Fonte: O autor.

Figura 53 – Evolução Temporal das Temperaturas:  $T_{CI}$ ,  $T_{Gap}$ ,  $T_{water\_inlet}$ ,  $T_{water\_outlet}$  e  $T_{amb}$  (45 W / 70 °C).



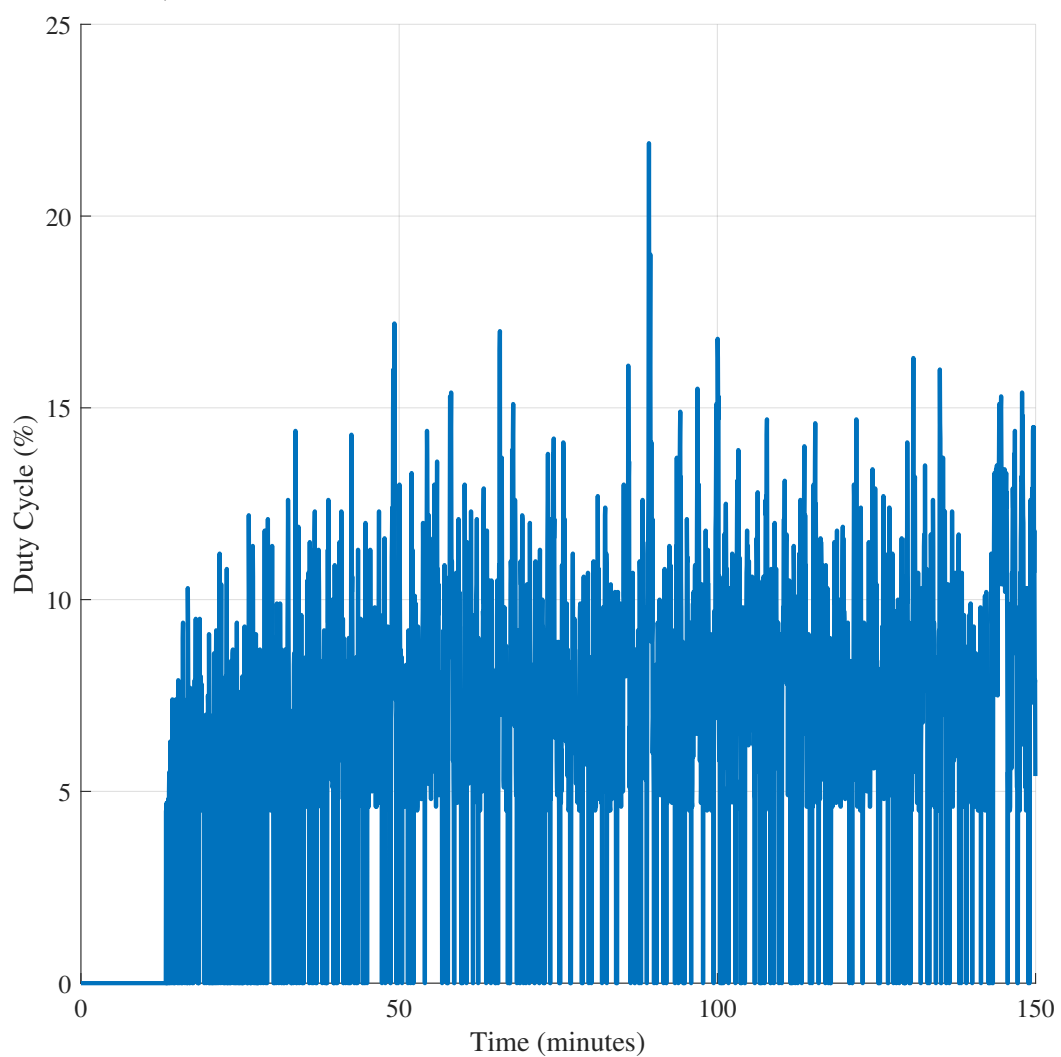
Fonte: O autor.

Nota: Contínua-Azul: Câmara Interna; Tracejada-Vermelha: Gap; Quadrada-Roxa: Água de Entrada; Triangular-Amarela: Água de Saída; Pontilhada-Verde: Ambiente.

Figura 54 – Monitoramento da Potência Instantânea Dissipada pelo *DUT* (45 W / 70 °C).

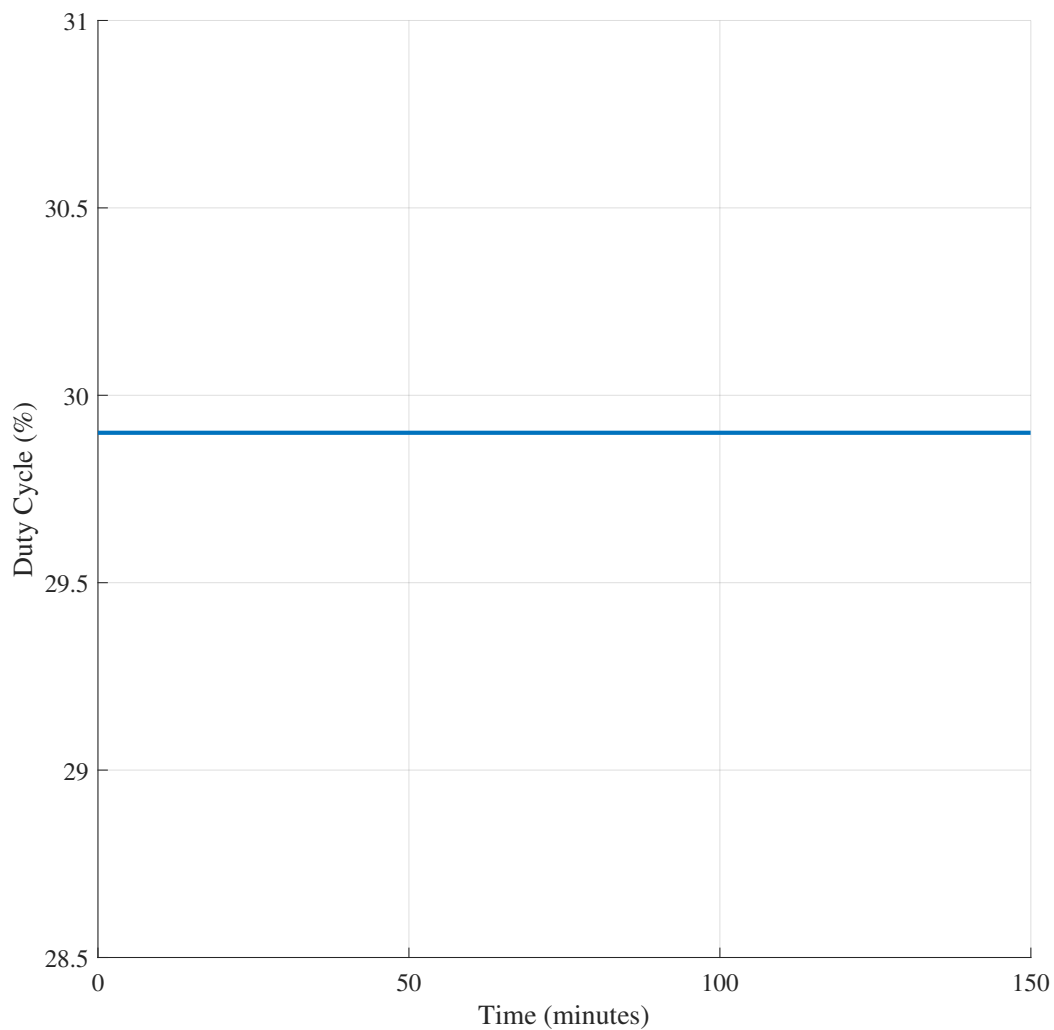
Fonte: O autor.

Figura 55 – Sinal de Controle (*Duty Cycle*) da Ventoinha Externa sob Controlador PI (45 W / 70 °C).



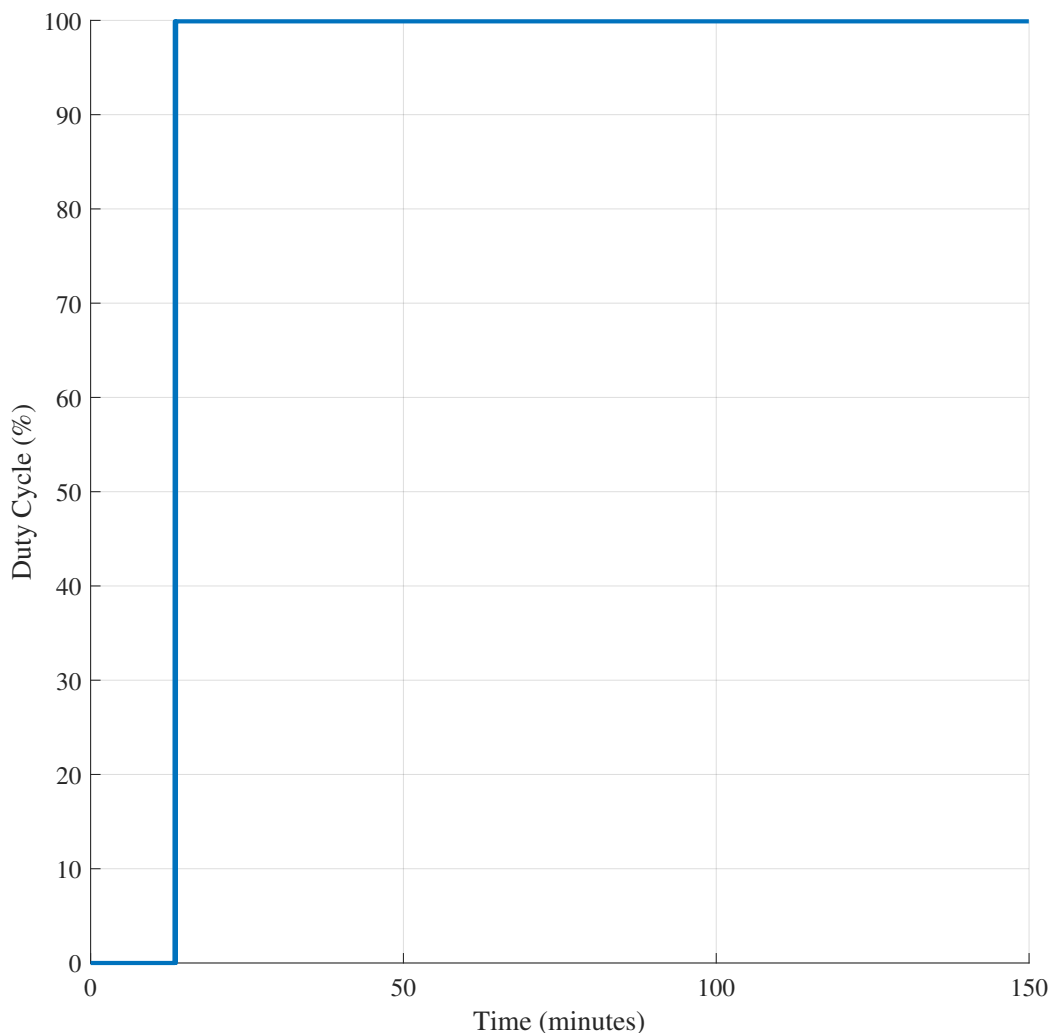
Fonte: O autor.

Figura 56 – Sinal de Controle (*Duty Cycle*) da Ventoinha Interna sob Controlador por Histerese em Cascata (45 W / 70 °C).



Fonte: O autor.

Figura 57 – Sinal de Controle (*Duty Cycle*) do Aquecedor do Gap sob Controlador On-Off (45 W / 70 °C).



Fonte: O autor.

Novamente, é possível notar, que para temperaturas mais altas o sistema possui uma limitação. Uma maneira de diminuir essa troca de calor natural é diminuir o radiador externo, diminuindo a troca térmica que ocorre naturalmente com o ambiente devido ao aumento do gradiente de temperatura, outra maneira é reduzir o ciclo de trabalho da ventoinha interna, mas para isso é necessário outra ventoinha atuando como misturador do ar da câmara interna. Além disso outra limitação notada é que a potência dos aquecedores do Gap não foram suficientes para equilibrar a temperatura do Gap com a temperatura da câmara interna, demonstrando o aumento do vazamento de calor para o ambiente devido ao aumento do gradiente de temperatura.

O sucesso do experimento de precisão depende do alcance de um estado de equilíbrio térmico estável e bem definido, caracterizado por uma taxa de deriva de temperatura mínima. Os testes demonstraram que o calorímetro atingiu o equilíbrio térmico inicial em  $T_{est} \approx 60$  minutos a

partir da energização. O critério de estabilidade é alcançado, com a taxa de deriva de temperatura ( $dT/dt$ ) na câmara interna mantida inferior a  $5 \mu\text{K/s}$  por 15 minutos consecutivos. A constante de tempo térmica ( $\tau$ ) foi medida em  $\tau \approx 40$  minutos. Este valor reflete o isolamento e a capacidade térmica dos componentes internos.

A análise deste desempenho confirma que o calorímetro opera, para alguns casos, em condições virtualmente adiabáticas, estabelecendo a base necessária para a quantificação precisa da energia.

Os testes foram realizados monitorando-se o calorímetro em diferentes temperaturas estacionárias, o que simula a operação do *DUT* em diferentes regimes de operação.

## 6.2 Discussão dos Resultados

Esta seção sintetiza os achados experimentais obtidos nas baterias de testes de 25 W e 45 W, avaliando o desempenho do calorímetro em termos de acurácia, precisão e limites operacionais.

### 6.2.1 Análise de Acurácia e Erro Estático

O desempenho do calorímetro foi validado comparando a potência térmica calculada ( $P_{calc}$ ) com a potência elétrica dissipada pelo *DUT* ( $P_{elétrica}$ ).

- Erro Percentual: Observou-se que a acurácia do sistema é dependente da carga térmica. Para o ensaio de 25 W a 50 °C, o erro médio situou-se em torno de 5,4%, enquanto no cenário de maior estresse (45 W a 70 °C), o erro aproximou-se do limite de 10,0%. Esse comportamento é atribuído à não-linearidade das perdas térmicas não remanescentes e ao aumento da temperatura da água de retorno, que reduz a sensibilidade do  $\Delta T$  na entrada do radiador.
- Confiabilidade da Medição: Apesar do erro no pior caso, o sistema demonstrou ser eficaz na quantificação da energia, validando a integridade da cadeia de medição desde os sensores *PT100* até a conversão digital no *STM32*.

### 6.2.2 Precisão e Estabilidade do Controle Hierárquico

A precisão, que reflete a repetibilidade e estabilidade do sistema, foi um dos pontos de destaque nos resultados:

- Estabilidade do Gap ( $T_{Gap}$ ): O controle do Gap manteve o diferencial térmico em  $\Delta T_{Gap} \approx 0 \pm 0,1$  K. Essa estabilidade de décimos de grau serve para garantir a condição virtualmente adiabática do invólucro interno.
- Rejeição de Distúrbios: Nos gráficos de 45 W, observa-se que mesmo com a saturação do controlador PI da ventoinha externa, a entrada do controle por histerese da ventoinha interna (estratégia hierárquica) foi capaz de estabilizar a temperatura da Câmara Interna ( $T_{CI}$ ) com um erro residual de apenas  $\pm 0,2$  °C.

### 6.2.3 *Análise de Incertezas e Fontes de Ruído*

A análise dos sinais revelou limitações concentradas na instrumentação eletrônica:

- Ruído: Mesmo com a implementação de *oversampling* e média móvel no *ADC*, a flutuação residual de tensão nos amplificadores de instrumentação contribui com uma incerteza de aproximadamente  $\pm 3$  W na leitura final de potência.
- Limitação Dinâmica: A constante de tempo térmica identificada ( $\tau \approx 600$  s) impõe que o sistema necessita de pelo menos 45 a 60 minutos para atingir o regime permanente confiável. Portanto, o calorímetro é otimizado para medições estáticas de perdas, e não para perfis de carga dinâmicos.

### 6.2.4 *Eficácia da Dupla Camada*

O *design* de dupla camada demonstrou-se fundamental para a exatidão alcançada:

- Isolamento Virtualmente Adiabático: Ao anular o gradiente térmico através das paredes da câmara interna, eliminou-se a necessidade de coeficientes complexos de compensação de perdas para o ambiente.
- Filtro Térmico: Os gráficos mostram que variações na temperatura ambiente ( $T_{amb}$ ) de até 2 °C durante o período de teste não foram propagadas para a câmara interna, sendo totalmente absorvida pela camada do Gap.

## 6.3 Especificações Técnicas do Sistema

Com base nos ensaios de validação e na caracterização do hardware, as especificações finais do calorímetro de dupla camada são apresentadas na Tabela 28.

Tabela 28 – Resumo das especificações técnicas e limites operacionais.

<b>Parâmetro</b>	<b>Especificação / Valor</b>
Faixa de Medição de Potência	0 W a 50 W (Nominal)
Erro Máximo de Acurácia ( $P_{calc}$ vs $P_{eltrica}$ )	< 10,0%
Estabilidade Térmica da Câmara Interna ( $T_{CI}$ )	$\pm 0,2$ °C
Estabilidade Térmica da Guarda ( $T_{Gap}$ )	$\pm 0,1$ °C
Volume Útil da Câmara Interna	4,7 Litros
Volume da Câmara Externa (Gap)	45,4 Litros
Resolução do ADC (STM32)	12-bit (com <i>Oversampling</i> )
Fluido de Arrefecimento	Água Destilada

Fonte: O autor.

As especificações demonstram que o sistema é adequado para a medição de perdas em conversores estáticos de pequena e média potência, onde as perdas térmicas dissipadas situam-se dentro do envelope de 50 W. O volume interno de 4,7 litros permite a acomodação de protótipos de eletrônica de potência compactos, garantindo que o fluxo de ar interno (forçado pela ventoinha de 80 mm) seja suficiente para a homogeneização térmica.

Os ensaios práticos confirmaram a funcionalidade do protótipo e a robustez da estratégia de controlo hierárquico, atingindo os patamares de estabilidade previstos. A análise das fontes de erro forneceu subsídios para futuras melhorias. Com os dados analisados e discutidos, a seção seguinte encerra este trabalho com as conclusões finais e sugestões de continuidade.

## 7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

### 7.1 Conclusões

O desenvolvimento deste trabalho alcançou o objetivo principal de projetar, identificar e implementar um calorímetro de fluxo fechado com dupla camada e controle térmico ativo. O sistema mostrou-se capaz de manter a Temperatura da Câmara Interna ( $T_{CI}$ ) estável, independentemente das variações na carga térmica impostas pelo *DUT*, consolidando uma ferramenta robusta para a metrologia de perdas.

A principal descoberta técnica reside na validação da abordagem de controle digital no microcontrolador STM32. O controlador PI, formalmente discretizado via transformação *ZOH* e implementado na Forma de Velocidade, conferiu proteção inerente contra o *windup* integral, garantindo estabilidade mesmo em cenários de saturação dos atuadores. A identificação da planta através do modelo *FOPDT* permitiu uma sintonização precisa, resultando em uma estabilidade térmica de  $\pm 0,1$  °C no Gap e  $\pm 0,2$  °C na câmara interna durante o regime permanente.

A limitação inicial de margem de controle — manifestada pela saturação do ciclo de trabalho da ventoinha externa em cargas térmicas elevadas — foi mitigada pela introdução da Estratégia de Controle Hierárquica Baseada em Histerese sobre a ventoinha interna. Esta tática não apenas corrigiu o problema de saturação, mas expandiu a faixa operacional do calorímetro para até 45 W, restaurando a capacidade do PI primário de operar em sua região linear. Embora o problema físico de transferência de calor seja intrínseco ao projeto mecânico, a estratégia de controle mitigou seus efeitos de forma definitiva para o envelope de operação testado.

Os dados numéricos finais confirmam a viabilidade do protótipo: obteve-se uma acurácia superior a 90% (erro < 10%) em ensaios de estresse e uma precisão de repetibilidade elevada. O tratamento de sinais via *oversampling* e média móvel foi fundamental para reduzir o impacto do ruído nas leituras de temperatura, embora o ruído residual permaneça como o principal desafio para futuras melhorias de exatidão.

Em suma, o trabalho demonstra que a integração entre hardware de baixo custo, identificação sistêmica e controle hierárquico permite a construção de instrumentos científicos de alta performance, aptos a substituir metodologias elétricas convencionais.

## 7.2 Contribuições do Trabalho

As contribuições deste projeto estendem-se aos domínios da engenharia de controle, sistemas embarcados e metrologia térmica.

Estabeleceu-se um critério rigoroso para a delimitação do regime permanente (variação máxima de 1 °C em 20 minutos). Este protocolo é fundamental para garantir que os parâmetros do modelo *FOPDT* obtidos na identificação sejam confiáveis e representem fielmente a dinâmica da planta.

Demonstrou-se a viabilidade de converter um projeto de controle contínuo em uma aplicação de tempo real utilizando o *STM32*. Isso envolveu o tratamento de ponto flutuante, a discretização de controladores e a implementação de técnicas de sobreamostragem (Oversampling) e filtragem digital para mitigação de ruído EMI.

A principal contribuição científica deste trabalho reside na validação de uma estratégia de controle hierárquico aplicada a um calorímetro de dupla camada. Enquanto calorímetros convencionais sofrem com limitações de margem de controle em cargas elevadas, este projeto introduziu uma malha de controle por histerese (sobre a ventoinha interna) coordenada com um controlador PI (sobre a ventoinha externa). Essa arquitetura permitiu expandir a faixa operacional do instrumento, garantindo que o sistema de resfriamento consiga rejeitar o calor do DUT de forma estável. Assim, prova-se que a dissociação entre o fluxo de ar interno e a rejeição externa de calor é uma solução eficaz para aumentar a exatidão de medições térmicas.

## 7.3 Trabalhos Futuros

Para aprimorar o desempenho, a robustez e a capacidade de análise calorimétrica do sistema, as seguintes extensões e linhas de pesquisa são sugeridas:

- **Integridade de Sinal e Hardware:** Substituir a fiação atual por cabos blindados (malha de aterramento) e reduzir a quantidade de conectores intermediários. Estas medidas visam mitigar o acoplamento eletromagnético (*EMI*) observado e reduzir as resistências de contato que inserem erros nas pontes de medição sensíveis.
- **Instrumentação de Fluxo:** A medição da vazão do circuito de água deve ser automatizada pela integração de um Sensor de Fluxo Digital. Esta modernização eliminará o erro inerente ao tempo de reação humano no método de calibração por volume e permitirá o cálculo contínuo da Potência Calorimétrica ( $\dot{Q} = \dot{m} \cdot c_p \cdot \Delta T$ ) em tempo real.

- Controle Avançado: Elevar a estratégia de controle através de uma Estrutura em Cascata, na qual o controlador primário ( $T_{CI}$ ) forneça o *setpoint* para um controlador escravo (Temperatura da Água), conferindo maior rejeição a distúrbios térmicos do fluido.
- Ganho Adaptativo: Implementar o ajuste dinâmico dos ganhos do PI em função da potência dissipada (Baixa, Média e Alta), compensando a não-linearidade intrínseca da planta térmica.
- Resposta Dinâmica ao Degrau de Potência: Realizar ensaios específicos de degrau de potência para caracterizar a velocidade de resposta do sistema frente a variações súbitas de carga do *DUT*. Este teste é essencial para definir o tempo de acomodação necessário antes que a medição seja considerada válida.
- Protocolos de Calibração e Isolação: Desenvolver ensaios periódicos de balanço de energia utilizando cargas puramente resistivas calibradas para verificar a integridade da isolação térmica e a deriva dos sensores ao longo do tempo.
- Refinamento da Guarda Térmica: Substituir o controle *On-Off* da Câmara Externa (Gap) por um controle PI linear, visando manter o diferencial térmico ( $T_{CE} - T_{CI}$ ) em zero com menor oscilação residual.
- Otimização Hidráulica: Regular o fluxo de água para vazões menores em cargas reduzidas, permitindo um gradiente de temperatura ( $\Delta T$ ) maior no fluido, o que aumenta a resolução e a precisão do cálculo da potência dissipada.
- Eletrônica de Precisão: Migrar para uma leitura a quatro fios (*Kelvin*) para os sensores *PT100*, utilizar um *ADC* externo de 24-bits e implementar reguladores de tensão dedicados para a instrumentação, isolando-os da fonte de potência dos atuadores.

## REFERÊNCIAS

- AliExpress. **Bomba de Água SC600 com Tanque para Sistema de Refrigeração Líquida**. 2024. Acessado em: 12 jan. 2026. Disponível em: <<https://pt.aliexpress.com/item/1005006586956655.html>>.
- AliExpress. **Placa de Aquecimento de Borracha de Silicone 100x100mm 12V 20W**. 2024. Acessado em: 12 jan. 2026. Disponível em: <<https://pt.aliexpress.com/item/1005003312750646.html>>.
- AliExpress. **Radiador de Alumínio com Cooler Fan 12V para Sistema de Refrigeração**. 2024. Acessado em: 12 jan. 2026. Disponível em: <<https://pt.aliexpress.com/item/32263003396.html>>.
- AliExpress. **Radiador de Alumínio Universal 8 Linhas para Resfriamento a Óleo/Água**. 2024. Acessado em: 12 jan. 2026. Disponível em: <<https://pt.aliexpress.com/item/1005006199932831.html>>.
- AliExpress. **Ventilador Elétrico de Refrigeração Universal 10 Polegadas 12V 80W**. 2024. Acessado em: 12 jan. 2026. Disponível em: <<https://pt.aliexpress.com/item/1005005245633686.html>>.
- BRADLEY, K.; FERRAH, A.; MAGILL, R.; CLARE, J.; WHEELER, P.; SEWELL, P. Improvements to precision measurement of stray load loss by calorimeter. IET, 1999.
- BUFFOLO, M.; FAVERO, D.; MARCUZZI, A.; SANTI, C. D.; MENEGHESSO, G.; ZANONI, E.; MENEGHINI, M. Review and outlook on gan and sic power devices: Industrial state-of-the-art, applications, and perspectives. **IEEE Transactions on Electron Devices**, IEEE, v. 71, n. 3, p. 1344–1355, 2024.
- CAO, W.; BRADLEY, K. J.; FERRAH, A. Development of a high-precision calorimeter for measuring power loss in electrical machines. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, IEEE, v. 58, n. 3, p. 570–577, 2008.
- CENGEL, Y. A.; GHAJAR, A. J. **Heat and Mass Transfer: Fundamentals & Applications**. 6. ed. New York: McGraw-Hill Education, 2020.
- CHAPRA, S. C.; CANALE, R. P. **Métodos Numéricos para Engenharia-7ª Edição**. [S.l.]: McGraw Hill Brasil, 2016.
- CHRISTEN, D.; BADSTUEBNER, U.; BIELA, J.; KOLAR, J. W. Calorimetric power loss measurement for highly efficient converters. In: IEEE. **The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA-**. [S.l.], 2010. p. 1438–1445.
- Coleman. **Caixa Térmica 45,4L Adventure All Black Coleman**. 2024. Página de Produto na Loja Oficial. Acessado em 10 de dezembro de 2025. Disponível em: <[https://www.colemanstore.com.br/caixa-termica-adenture-48qt-45-4l-all-black-coleman/p?srsrtid=AfmBOorQIFloGRBe2RMvy\\_I EW C5NZL2w289iyp2prYeRdAEnVWSoGdJK](https://www.colemanstore.com.br/caixa-termica-adenture-48qt-45-4l-all-black-coleman/p?srsrtid=AfmBOorQIFloGRBe2RMvy_I EW C5NZL2w289iyp2prYeRdAEnVWSoGdJK)>.
- Coleman. **Caixa Térmica 4,7L Vermelha Coleman**. 2024. Página de Produto na Loja Oficial. Acessado em 10 de dezembro de 2025. Disponível em: <<https://www.colemanstore.com.br/caixa-termica-5qt-4-7l-vermelha-coleman/p?srsrtid=AfmBOop-iUMbCkK4caAFjbJIX1oVmQGo3FZSQzydtxiUEL7GrdkcUTL7>>.

- FISCHER, M. *et al.* Comparison of electrical and calorimetric power loss measurement for power electronic converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 4, p. 2225–2233, apr 2015.
- FRADEN, J. **Handbook of Modern Sensors: Physics, Designs, and Applications**. 4. ed. New York: Springer, 2010.
- GHAJAR, A. J.; IV, J. H. L. **Heat Transfer Textbook**. [S.l.]: Dover Publications, 2011.
- GUPTA, S.; ENGINEER, H. D. Power measurements and analysis: Challenges and solutions. **Tektronix White Paper**.
- HOROWITZ, P.; HILL, W. **The Art of Electronics**. 2. ed. Cambridge: Cambridge University Press, 1989.
- IERO, D.; CORTE, F. G. D.; FIORENTINO, G.; SARRO, P. M. A calorimetry-based measurement apparatus for switching losses in high power electronic devices. In: IEEE. **2016 IEEE International Energy Conference (ENERGYCON)**. [S.l.], 2016. p. 1–5.
- INCROPERA, F. P.; DEWITT, D. P.; BERGMAN, T. L.; LAVINE, A. S. **Fundamentals of Heat and Mass Transfer**. 7. ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2011.
- JALILIAN, A.; GOSBELL, V.; PERERA, B.; COOPER, P. Double chamber calorimeter (dcc): a new approach to measure induction motor harmonic losses. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, IEEE, v. 14, n. 3, p. 680–685, 1999.
- KAKAÇ, S.; LIU, H.; PRAMUANJAROENKIJ, A. **Heat exchangers: selection, rating, and thermal design**. [S.l.]: CRC press, 2002.
- MALLIBAND, P.; CARTER, D.; GORDON, B.; MCMAHON, R. Design of a double-jacketed, closed type calorimeter for direct measurement of motor losses. In: IET. **1998 Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE Conf. Publ. No. 456)**. [S.l.], 1998. p. 212–217.
- MALLIBAND, P.; SCHOUTEN, N. Van der D.; MCMAHON, R. Precision calorimetry for the accurate measurement of inverter losses. In: IEEE. **The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003**. [S.l.], 2003. v. 1, p. 321–326.
- MATTSSON, V. Comparison of calorimetric and electrical loss measurement methods in a frequency converter research and development application. In: IEEE. **2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.], 2011. p. 1026–1030.
- MILLERO, F. J.; HUANG, F. The density of seawater as a function of salinity (5 to 70 g kg<sup>-1</sup>) and temperature (273.15 to 363.15 k). **Ocean Science**, Copernicus Publications Göttingen, Germany, v. 5, n. 2, p. 91–100, 2009.
- MORE, S. A. **ADC Input Protection**. [S.l.], 2013. Acessado em 19 de dezembro de 2025. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/an/slaa593/slaa593.pdf>>.
- OGATA, K. **Modern Control Engineering**. 5. ed. Upper Saddle River, NJ: Pearson Prentice Hall, 2010.

ORIKAWA, K.; NIGORIKAWA, A.; ITOH, J.-i. Evaluation on chamber volume and performance for simple calorimetric power loss measurement by two chambers. In: IEEE. **2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEC)**. [S.l.], 2013. p. 914–919.

OSSWALD, T. A. **International plastics handbook: the resource for plastics engineers**. [S.l.]: Hanser Gardner Pubns, 2006.

OTT, H. W. **Noise Reduction Techniques in Electronic Systems**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2011.

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. [S.l.]: Butterworth-Heinemann, 2014.

RUER, J. Basics of air-flow calorimetry. **Journal of Condensed Matter Nuclear Science, JCMNS**, v. 33, n. 1, p. 252–267, 2020.

SEKULIC, D. P.; SHAH, R. K. **Fundamentals of heat exchanger design**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2023.

SMITH, S. W. The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing. **California Technical Publishing**, 1997.

STMicroelectronics. **AN5537: How to use ADC oversampling techniques to improve signal-to-noise ratio on STM32 MCUs**. [S.l.], 2023. Acessado em 19 de dezembro de 2025. Disponível em: <[https://www.st.com/resource/en/application\\_note/an5537-how-to-use-adc-oversampling-techniques-to-improve-signal-to-noise-ratio-on-stm32-mcus-stmicroelectronics.pdf](https://www.st.com/resource/en/application_note/an5537-how-to-use-adc-oversampling-techniques-to-improve-signal-to-noise-ratio-on-stm32-mcus-stmicroelectronics.pdf)>.

STMicroelectronics. **STM32F303ZE | Mainstream Mixed signals MCUs**. 2025. <<https://www.st.com/en/microcontrollers-microprocessors/stm32f303ze.html>>. Acessado em 1 de dezembro de 2025.

TE Connectivity. **PTF-FAMILY Platinum Temperature Sensors**. [S.l.], 2022. Revisão A7; Disponível em: <[https://www.mouser.com/datasheet/3/2640/1/ENG\\_DS\\_PTF-FAMILY\\_A7.pdf](https://www.mouser.com/datasheet/3/2640/1/ENG_DS_PTF-FAMILY_A7.pdf)>. Disponível em: <[https://www.mouser.com/datasheet/3/2640/1/ENG\\_DS\\_PTF-FAMILY\\_A7.pdf](https://www.mouser.com/datasheet/3/2640/1/ENG_DS_PTF-FAMILY_A7.pdf)>.

Texas Instruments / Analog Devices. **Analog Design for Sensor Conditioning: Application Notes**. 2020. Notas de Aplicação sobre Condicionamento de Sinal e Pontes de Wheatstone.

TURNER, D.; BINNS, K.; SHAMSADEEN, B.; WARNE, D. Accurate measurement of induction motor losses using balance calorimeter. In: IET. **IEE Proceedings B (Electric Power Applications)**. [S.l.], 1991. v. 138, n. 5, p. 233–242.

WEIER, S.; SHAFI, M. A.; MCMAHON, R. Precision calorimetry for the accurate measurement of losses in power electronic devices. **IEEE transactions on industry applications**, IEEE, v. 46, n. 1, p. 278–284, 2009.

WEIER, S. D. J.; MCMAHON, R. A.; MALLIBAND, P. Calorimetry for power electronics. In: **Proceedings of the 41st International Universities Power Engineering Conference**. [S.l.: s.n.], 2006. v. 2, p. 608–612.

XIAO, C.; CHEN, G.; ODENDAAL, W. G. Overview of power loss measurement techniques in power electronics systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IEEE, v. 43, n. 3, p. 657–664, 2007.

YOUNG, H. D.; FREEDMAN, R. A.; SEARS, F. W.; ZEMANSKY, M. **Sears e Zemansky Física II: termodinâmica e ondas.** [S.l.]: Pearson, 2003.

## APÊNDICE A – DISPOSITIVOS DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA E PERDAS

Dispositivos de eletrônica de potência, como *MOSFETs*, *Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT)* e diodos de potência, representam os componentes presentes em conversores eletrônicos de energia. A eficiência desses conversores é diretamente determinada pela magnitude das perdas de energia que ocorrem internamente a esses semicondutores.

As perdas de potência em semicondutores de potência podem ser classificadas em duas categorias, com implicações distintas para o desempenho e a eficiência do sistema.

Perdas por Condução (Estáticas) ocorrem quando o dispositivo semicondutor está em seu estado de condução, permitindo que uma corrente elétrica flua. Mesmo nesse estado, o dispositivo apresenta uma queda de tensão residual, atribuída à resistência ôhmica no caso de *MOSFETs*, ou à tensão de saturação em *IGBTs* e diodos de potência. A potência de perda por condução ( $P_{cond}$ ) é determinada pelo produto da queda de tensão no estado ligado ( $V_{ON}$ ) pela corrente que o atravessa ( $I_{ON}$ ), conforme a Equação A.1:

$$P_{cond} = V_{ON} \cdot I_{ON}. \quad (\text{A.1})$$

Especificamente para *MOSFETs*, essa perda é expressa como o produto do quadrado da corrente pela resistência Dreno-Source no estado ligado ( $R_{DS(on)}$ ), como visto na Equação A.2:

$$P_{cond} = I_{ON}^2 \cdot R_{DS(on)}. \quad (\text{A.2})$$

Há também as perdas por Chaveamento (Dinâmicas) são perdas mais significativas em aplicações de alta frequência, ocorrem durante as transições de estado do dispositivo, durante os processos de ligamento (*turn-on*) e desligamento (*turn-off*). Durante essas transições, a corrente e a tensão sobre o dispositivo são simultaneamente não nulas por um breve intervalo de tempo, resultando em picos de potência. As perdas de energia dissipadas em cada ciclo de chaveamento são denominadas energia de ligamento ( $E_{on}$ ) e energia de desligamento ( $E_{off}$ ). A potência de perda total de chaveamento ( $P_{chaveamento}$ ) em um período de chaveamento é calculada multiplicando a soma dessas energias pela frequência de chaveamento ( $f_{chaveamento}$ ), conforme a Equação A.3:

$$P_{chaveamento} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{chaveamento}. \quad (A.3)$$

Componentes magnéticos como indutores e transformadores também representam uma fonte de perdas de energia, especialmente em alta frequência. As perdas de potência em componentes magnéticos convertem energia elétrica em calor, e podem ser classificadas em três categorias: perdas no núcleo, perdas nos enrolamentos e perdas por correntes de Foucault.

As perdas no núcleo são intrínsecas ao material magnético e ocorrem devido à natureza do material a um campo magnético alternado. Elas são independentes da corrente de carga, dependendo da tensão aplicada, da frequência de operação e das características do material do núcleo. A soma das perdas por histerese e das perdas por correntes de Foucault constitui as perdas totais no núcleo.

As perdas por histerese ocorrem porque o material do núcleo precisa de energia para reorientar seus domínios magnéticos a cada ciclo do campo magnético. Essa energia, dissipada na forma de calor, é proporcional à área do laço (ou *loop*) de histerese do material.

A equação de Steinmetz é uma forma empírica amplamente utilizada que modela as perdas em elementos magnéticos de acordo com a Equação A.4 (OTT, 2011).

$$P_h = k_h \cdot f_m \cdot B_{max}^x, \quad (A.4)$$

onde  $P_h$  é a potência de perda por histerese,  $k_h$  é o coeficiente de histerese (dependente do material),  $f_m$  é a frequência de operação,  $B_{max}$  é a densidade máxima de fluxo magnético e  $x$  é o expoente de Steinmetz (geralmente entre 1.5 e 2.5), este expoente, que depende do material, é obtido a partir de ensaios e varia para diferentes materiais.

Um campo magnético alternado no núcleo induz correntes circulantes, conhecidas como correntes de Foucault, dentro do próprio material. Essas correntes geram perdas por aquecimento resistivo de acordo com a Lei de Joule. Para minimizar essas perdas, os núcleos são construídos com materiais de alta resistividade elétrica ou são laminados.

A potência de perda por correntes de Foucault é expressa pela Equação A.5 (OTT, 2011).

$$P_e \propto f_m^2 \cdot B_{max}^2 \quad (A.5)$$

Esta relação demonstra que o aumento da frequência de operação causa um crescimento das perdas por correntes de Foucault.

As perdas nos enrolamentos, perdas resistivas ou perdas de cobre, são causadas pela resistência elétrica dos fios condutores. A potência dissipada é uma função da corrente que flui através do enrolamento, de acordo com a Lei de Joule.

A perda de potência em corrente contínua (Corrente Contínua (CC)) é calculada diretamente a partir da resistência CC do enrolamento ( $R_{CC}$ ) e o valor *Root Mean Square* (RMS) da corrente, conforme a Equação A.6.

$$P_{cu} = I_{rms}^2 \cdot R_{CC} \quad (A.6)$$

Onde  $P_{cu}$  é a potência de perda no enrolamento,  $I_{rms}$  é o valor RMS da corrente e  $R_{DC}$  é a resistência em corrente contínua do enrolamento.

Em altas frequências, a corrente elétrica tende a se concentrar na superfície do condutor, efeito *skin*. Isso reduz a área transversal efetiva pela qual a corrente pode fluir, aumentando a resistência e elevando as perdas (RASHID, 2014). Para mitigar este efeito, fios de seção transversal maior são substituídos por múltiplos fios finos trançados em conjunto (*Litz wire*).

O campo magnético gerado pela corrente em um enrolamento vizinho induz correntes no condutor adjacente. Isso leva a uma distribuição de corrente não uniforme, aumentando a resistência efetiva e as perdas (RASHID, 2014). Assim como o efeito *skin*, o efeito de proximidade é mitigado com o uso de *Litz wire* e com o arranjo dos enrolamentos.

Além das perdas primárias de condução e chaveamento, outras fontes de perdas contribuem para a dissipação de energia.

Perdas nos Drivers de *Gate Electrode* / Eletrodo de Porta (*Gate*), nas quais a energia requerida para carregar e descarregar a capacitância de *Gate* de um *MOSFET* ou *IGBT* representa perda.

Em diodos de potência, uma corrente reversa (*reverse recovery current*) pode fluir por um breve período após a comutação para o estado de bloqueio, gerando perdas, especialmente em operações de alta frequência.

As perdas elétricas são desafiadoras de isolar e quantificar, especialmente em frequências elevadas e na presença de ruído eletromagnético. A capacidade de quantificar essas

perdas térmicas permite a validação experimental de modelos teóricos de perdas, a comparação de diferentes tecnologias de semicondutores e a otimização de dispositivos e conversores.

A Tabela 29 resume as principais fontes de perdas em semicondutores de potência, detalhando sua natureza e impacto.

Tabela 29 – Principais fontes de perdas em dispositivos semicondutores de potência.

Tipo de Perda	Descrição	Impacto/Ocorrência
Condução (Estáticas)	Dissipação de potência devido à queda de tensão e corrente no estado ligado.	Contínua enquanto o dispositivo está conduzindo.
Chaveamento (Dinâmicas)	Dissipação de energia durante as transições de ligamento e desligamento.	Predominante em alta frequência; proporcional à frequência de chaveamento.
Drivers de Gate	Energia necessária para carregar/descarregar a capacitância de gate.	Afeta a eficiência em altas frequências de chaveamento.
Recuperação Reversa	Corrente reversa transitória em diodos após a comutação.	Mais significativa em alta frequência.
Dielétricas	Perdas por polarização e dissipação em materiais isolantes.	Geralmente menores, mas presentes em isolamentos e capacitores.
Componentes Passivos	Perdas ôhmicas e em indutores e capacitores.	Contribuem para as perdas totais do sistema.

Fonte: o autor.

Nota: A minimização dessas perdas é alvo para o projeto de conversores de potência de alta eficiência.

## APÊNDICE B – COEFICIENTE GLOBAL DE TRANSFERÊNCIA DE CALOR (U)

O coeficiente  $U$  representa a eficiência do trocador de calor em transferência de energia por unidade de área. Sua derivação matemática decorre da análise da Resistência Térmica Total ( $\sum R_{th}$ ) que se opõe ao fluxo de calor entre o fluido e o meio externo. Pela analogia elétrica, o inverso do produto  $U \cdot A$  é equivalente à soma das resistências térmicas em série que compõem a trajetória do calor (KAKAÇ *et al.*, 2002):

$$\frac{1}{U \cdot A} = \sum R_{th} \quad (\text{B.1})$$

Em um trocador de calor do tipo aletado (radiador), o fluxo de calor atravessa múltiplas barreiras. A resistência térmica total é, portanto, determinada pela soma das resistências de convecção interna, condução pela parede e aletas, e convecção externa, além de eventuais resistências de incrustação ( $R_{th(f)}$ ):

$$\sum R_{th} = R_{\text{convecção\_int\_rad}} + R_{\text{condução\_parede\_rad}} + R_{th(f)\_int} + R_{th(f)\_ext} + R_{th(\text{convecção\_ext\_rad})} \quad (\text{B.2})$$

A expressão para o coeficiente global de transferência de calor  $U$ , considerando a eficiência das aletas ( $\eta_{aleta}$ ):

$$U = \frac{1}{\frac{1}{h_{int\_rad} A_{int\_rad}} + R_{f\_int\_rad} + \frac{d_{wall\_rad}}{k_{wall\_rad} A_{wall\_rad}} + R_{f\_ext\_rad} + \frac{1}{h_{ext\_rad} A_{ext\_rad}}} \quad (\text{B.3})$$

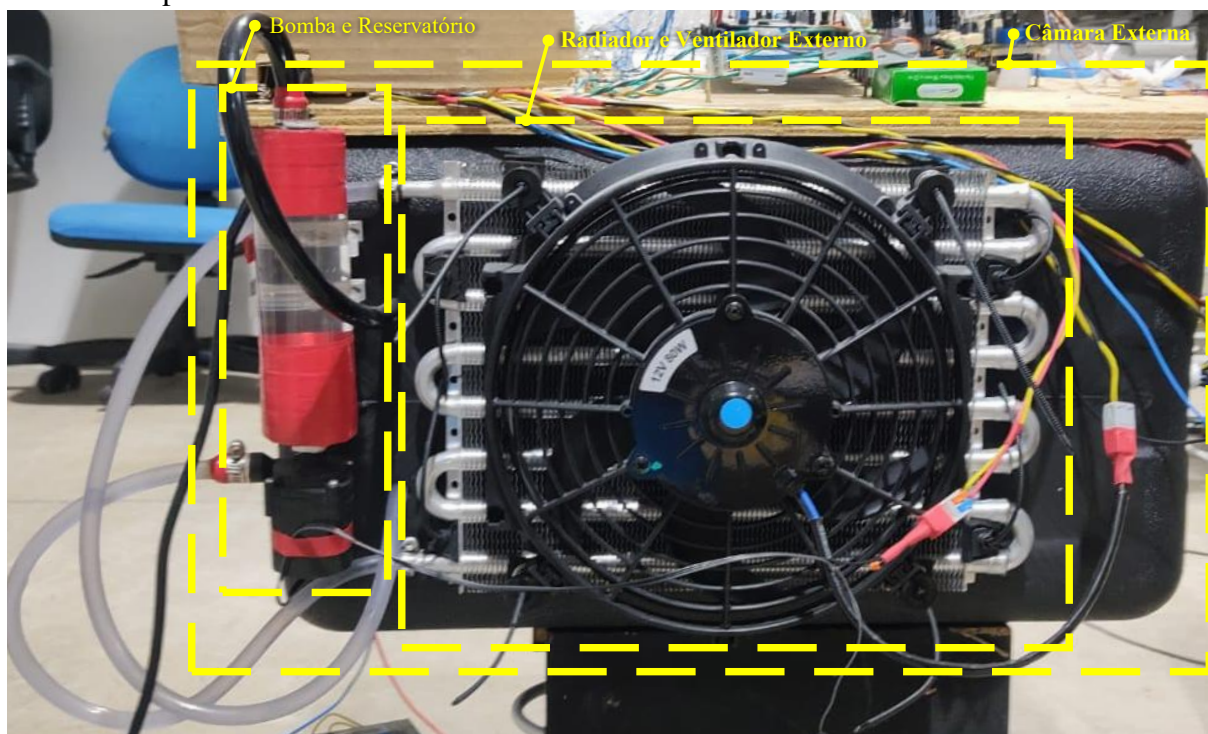
Onde  $A_{ext\_rad}$  é a área total de troca de calor do lado externo, definida como a soma da área da base ( $A_{base}$ ) e da área das aletas ( $A_{aleta}$ ), ponderada pela eficiência:  $A_{ext\_rad} = A_{base} + \eta_{aleta} A_{aleta}$ . Os coeficientes de transferência de calor por convecção,  $h_{int\_rad}$  e  $h_{ext\_rad}$ , são funções do Re, Número de Prandtl (Pr) e das geometrias do trocador. Estes coeficientes são calculados a partir de correlações empíricas ou numéricas, tipicamente envolvendo o Número de Nusselt (Nu) (CENGEL; GHAJAR, 2020; KAKAÇ *et al.*, 2002).

## APÊNDICE C – REGISTRO FOTOGRÁFICO DA BANCADA EXPERIMENTAL

Este apêndice apresenta os detalhes construtivos do calorímetro, permitindo a visualização da integração entre os sistemas térmico, hidráulico e eletrônico descritos ao longo deste trabalho. As imagens documentam a implementação física e a organização dos componentes na bancada de testes.

A vista externa destaca Figura 58 o isolamento térmico e a disposição do radiador externo responsável pela rejeição final de calor para o ambiente. As passagens de mangueiras e cabos foi realizada de forma a minimizar infiltrações de ar que poderiam comprometer a estabilidade térmica da Câmara Externa.

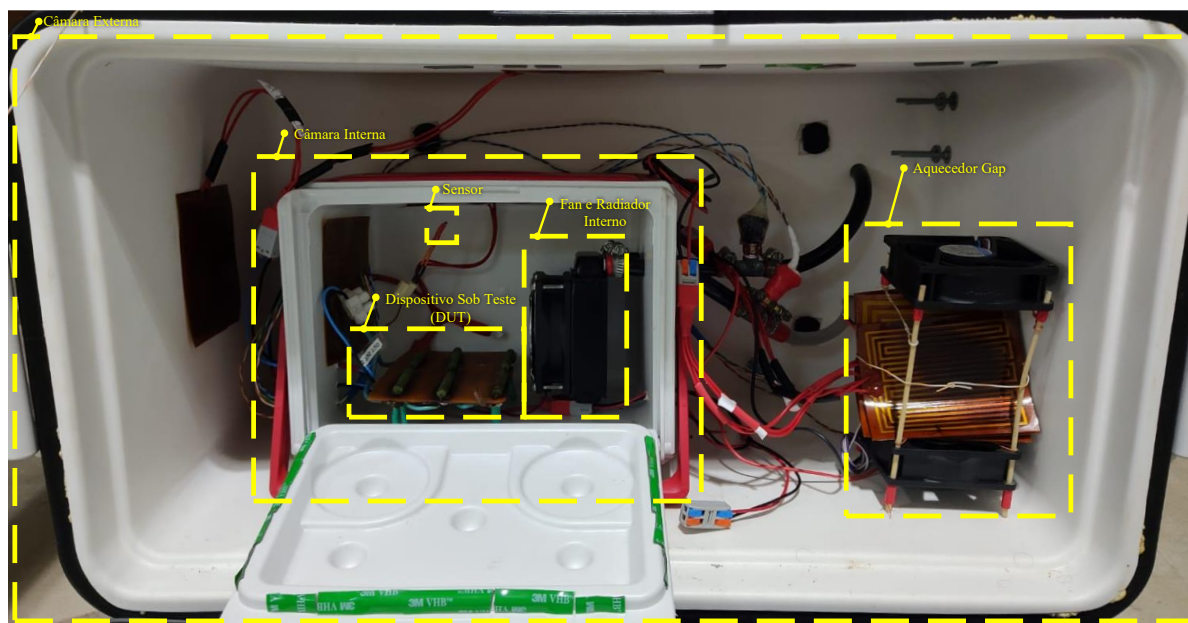
Figura 58 – Vista externa do sistema destacando o radiador de rejeição e o isolamento em poliuretano.



Fonte: O autor.

Visualiza-se o ambiente de medição onde o Dispositivo Sob Teste (*DUT*) é posicionado, juntamente com o radiador interno de 80 mm Figura 59. A organização interna foi projetada para maximizar a circulação de ar forçada pelo ventilador, garantindo que o coeficiente de troca térmica seja efetivo.

Figura 59 – Detalhe da Câmara Interna (CI): posicionamento do *DUT* e ventilação forçada sobre o radiador interno.

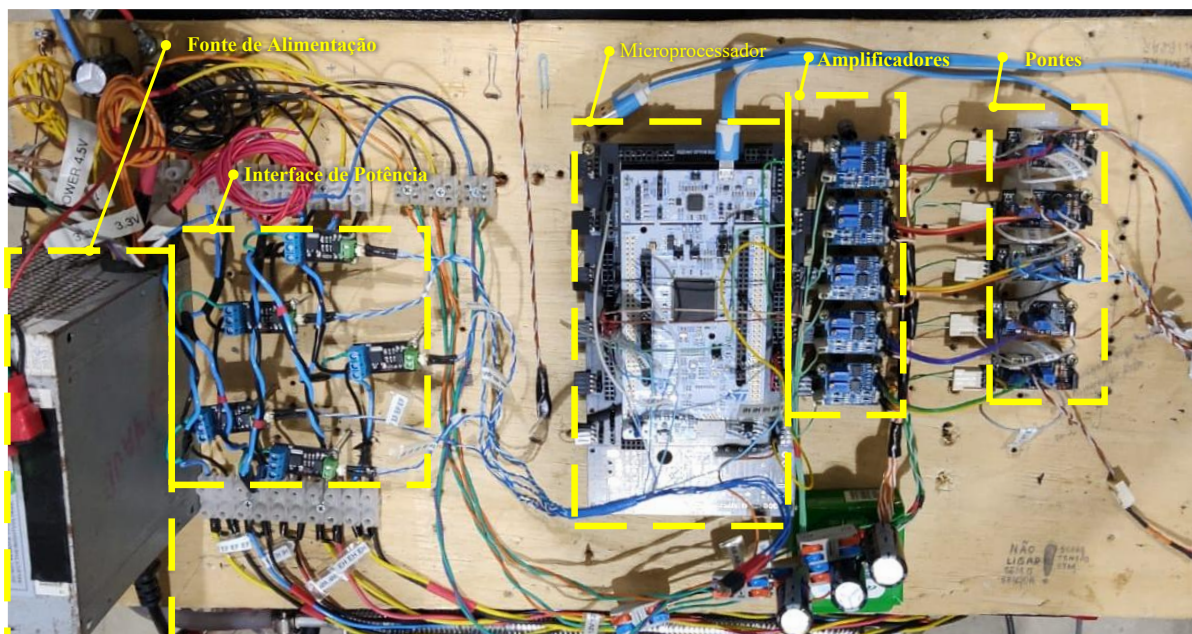


Fonte: O autor.

A unidade de processamento e potência concentra os subsistemas eletrônicos responsáveis pela execução das malhas de controle. Na Figura 60, é possível identificar a separação entre os sinais de baixa e alta potência.

- **Setor de Fonte de Alimentação:** Regulação de tensão para alimentação dos periféricos.
- **Circuito de Condicionamento:** Estágio composto pela Ponte resistiva e amplificadores para leitura dos sensores.
- **Interface de Potência:** Módulos MOSFET para o acionamento via PWM dos elementos de aquecimento e resfriamento.

Figura 60 – Detalhe do hardware de controle: Estágio de amplificação; Drivers de potência MOSFET.



Fonte: O autor.

## APÊNDICE D – REPOSITÓRIO DE CÓDIGOS E SIMULAÇÕES

Devido à extensão dos algoritmos desenvolvidos e à natureza iterativa das simulações em ambiente *MATLAB* e *STM32CubeIDE*, os arquivos fontes completos, scripts de processamento e o projeto de controle estão disponíveis para consulta pública no repositório oficial do projeto.

**Scripts de controle e simulação:** Algoritmos para extração de parâmetros *FOPDT* a partir dos logs de temperatura e simulação do calorímetro.

O acesso aos arquivos pode ser feito através do seguinte endereço eletrônico:  
<https://github.com/marnaud2024/MATLAB-Calorimetro>.

**Firmwares STM32:** Código-fonte em C utilizado para o controle de tempo real e aquisição de dados via sensores digitais. Os códigos fonte estão disponíveis nos endereços eletrônicos abaixo, usados para identificação e o para medição de potência.

O acesso aos arquivos pode ser feito através do seguinte endereço eletrônico:  
<https://github.com/marnaud2024/CoolingSystemIdentification1>.

O acesso aos arquivos pode ser feito através do seguinte endereço eletrônico:  
<https://github.com/marnaud2024/FinalSystemControl1>.