

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

Rodolfo Brunetto Machado Borges

**DESENVOLVIMENTO DE HARDWARE PARA UM SISTEMA DE CONTROLE DE  
TEMPERATURA DE BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO**

Florianópolis

2022

Rodolfo Brunetto Machado Borges

**DESENVOLVIMENTO DE HARDWARE PARA UM SISTEMA DE CONTROLE DE  
TEMPERATURA DE BATERIAS DE ÍONS DE LÍTIO**

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

Orientador: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Florianópolis

2022

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

Borges, Rodolfo Brunetto Machado

Desenvolvimento de hardware para um sistema de controle de temperatura de baterias de íons de lítio / Rodolfo Brunetto Machado Borges ; orientador, Denizar Cruz Martins, 2022.

88 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2022.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de Potência. 3. Sistema de aquecimento. 4. Hardware eletrônico. 5. Conversor buck. I. Martins, Denizar Cruz. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Rodolfo Brunetto Machado Borges

**Desenvolvimento de hardware para um sistema de controle de temperatura de baterias  
de íons de lítio**

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

Florianópolis, 20 de setembro de 2022.



Documento assinado digitalmente  
**Miguel Moreto**  
Data: 21/09/2022 17:07:58-0300  
CPF: \*\*\*.850.100-\*\*  
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

---

**Prof. Miguel Moreto, Dr.**  
Coordenador do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

**Banca Examinadora:**



Documento assinado digitalmente  
**DENIZAR CRUZ MARTINS**  
Data: 23/09/2022 07:20:31-0300  
CPF: \*\*\*.016.609-\*\*  
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

---

**Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.**  
Orientador  
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente  
**Roberto Francisco Coelho**  
Data: 21/09/2022 07:01:05-0300  
CPF: \*\*\*.034.249-\*\*  
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

---

**Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.**  
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente  
**Antonio Luiz Schalata Pacheco**  
Data: 20/09/2022 18:06:12-0300  
CPF: \*\*\*.959.919-\*\*  
Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

---

**Antonio Luiz Schalata Pacheco, Dr. Eng.**  
INEP - Universidade Federal de Santa Catarina



Este trabalho é dedicado ao povo brasileiro.



## AGRADECIMENTOS

Agradeço à minha família pela criação e por serem a base de minha jornada. Este trabalho só existe devido ao tempo investido por vocês em mim.

Agradeço a Eduardo Jara, conterrâneo, pela companhia durante os longos anos de graduação, rodas de tereré e por ser um irmão de outra mãe.

Agradeço a Matheus Wagner, grande amigo e colega de curso, pelas inesgotáveis conversas sobre matemática, filosofia, engenharia, música e a vida.

Agradeço a Lucas Borges, grande amigo e colega de casa, pelo tempo compartilhado, conversas desconstruídas e uma diferente forma de ver o mundo.

Agradeço a Pedro Lueders, grande amigo e colega de curso, pela amizade desde o primeiro semestre da graduação e por ter fomentado minha curiosidade pela língua alemã.

Agradeço a Bernardo Cambuzzi, grande amigo e colega de curso, pela proatividade e otimismo inabalável.

Agradeço à Luísa Torquato Nino, amiga e colega de curso, pela ajuda com o intercâmbio, dicas sobre a vida na Alemanha e conversas divertidas.

Agradeço à Agustina Etchury e Dirlei Inês Thiel, professoras de alemão, sem as quais eu não teria aprendido o idioma que me possibilitou viver um ano fora do Brasil.

Agradeço aos meus colegas de curso pelas horas compartilhadas fora das salas de aula, onde o desenvolvimento pessoal, ao invés do profissional, acontece.

Agradeço a meu orientador, Prof. Denizar Cruz Martins, pelas observações e direcionamento do trabalho, além de ter ministrado-me a disciplina de Eletrônica de Potência I.

Agradeço a banca de avaliação pelos comentários valiosos para o aprimoramento do trabalho.

Agradeço a Universidade Federal de Santa Catarina pela oportunidade de aprender uma profissão, de forma gratuita e de qualidade, afirmando a competência do ensino superior público brasileiro.

Agradeço a Universidade Técnica da Renânia do Norte-Vestfália pela oportunidade de frequentar suas aulas e instalações.





A grandeza de uma profissão é talvez, antes de tudo, unir os homens; só há um luxo verdadeiro, o das relações humanas (de Saint-Exupéry, 1939).



## RESUMO

Baterias de íons de lítio estão em constante estudo devido à necessidade de mais conhecimento a respeito da influência da temperatura sobre diversas características das células. Nesse contexto, o presente trabalho tem como objetivo o projeto de hardware para um sistema de controle de temperatura de baterias de íons de lítio. Os principais parâmetros de interesse são a taxa de aumento da temperatura e a homogeneidade da distribuição de temperatura. Para a implementação do sistema, desenvolveu-se uma placa de aquecimento a ser controlada por uma placa de desenvolvimento da STMicroelectronics. Na estrutura do trabalho, primeiramente, é feita uma introdução mostrando os requisitos que se deseja atingir, então é apresentada a fundamentação teórica dos tópicos importantes. Em seguida, parte-se para as etapas de desenvolvimento de hardware, incluindo a seleção de componentes, projeto dos circuitos e leiaute da placa de circuito impresso. Por fim, os resultados dos testes de temperatura e de operação são apresentados e uma discussão é feita.

**Palavras-chave:** bateria de íons de lítio; aquecimento; conversor *buck*, hardware.



## ABSTRACT

Lithium-ion batteries are under constant study due to the need for more knowledge regarding the influence of temperature on several cell characteristics. In this context, the present work has as objective the design of hardware for a lithium-ion battery temperature control system, being the main parameters of interest the temperature increase rate and the homogeneity of the temperature distribution. To implement the system, a heating board was developed, which will be controlled by a STMicroelectronics development board. In the structure of the work, first, an introduction is made showing the requirements to be achieved, then the theoretical fundamentals of the important topics are presented. Next, the hardware development steps were performed, including component selection, circuit design and PCB layout. Finally, the results of the temperature and operation tests are presented, and a discussion is made.

**Keywords:** lithium-ion battery; heating; buck converter, hardware.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Métodos de aquecimento de baterias de íons de lítio. ....	29
Figura 2 - Aquecimento com filme de poliimida. ....	30
Figura 3 - Placa de instrumentação. ....	31
Figura 4 - Diagrama do sistema de aquecimento. ....	32
Figura 5 - Diagrama da placa de aquecimento. ....	35
Figura 6 – Modelo da placa NUCLEO-F429ZI. ....	36
Figura 7 - Placa de interface CAN-SPI. ....	37
Figura 8 - Placa de interface One-Wire to CAN. ....	37
Figura 9 - Função de transferência ideal de um DAC. ....	38
Figura 10 - Geração de um sinal PWM. ....	39
Figura 11 - Conversor <i>Buck</i> síncrono. ....	40
Figura 12 - Corrente no indutor. ....	41
Figura 13 – Formas de onda sobre o transistor Q1: corrente (a) e tensão (b). ....	42
Figura 14 - Isolação galvânica. ....	42
Figura 15 - Isolação por meio de isolador digital. ....	43
Figura 16 - Isolação por meio de transformador. ....	44
Figura 17 - Comparação do tamanho entre diferentes soluções de circuito de comando isolado: com transformador (a), isolador digital (b) e CI isolado (c). ....	44
Figura 18 – Tempo morto. ....	45
Figura 19 - Placa da prova de conceito. ....	46
Figura 20 - Diagrama do modulador PWM. ....	48
Figura 21 - Função de transferência do LTC6992 em relação ao bit POL. ....	49
Figura 22 - Diagrama de blocos do Si82394. ....	50
Figura 23 - Diagrama de blocos do Si8238. ....	51
Figura 24 - Conversor <i>Buck</i> . ....	56
Figura 25 - Esquemático de simulação do conversor. ....	59
Figura 26 - Tensão de saída para razão cíclica de 20% (a), 50% (b) e 90% (c). ....	60
Figura 27 - Corrente no indutor para razão cíclica de 20% (a), 50% (b) e 90% (c). ....	61
Figura 28 - Circuito do PWM. ....	63
Figura 29 - Conectores da placa e circuito dos sensores. ....	64
Figura 30 – Leiaute da placa de aquecimento. ....	65
Figura 31 – Representação da placa de aço. ....	66



Figura 32 - Protótipo 2 da placa de aquecimento. ....	66
Figura 33 - Fotos termográficas após: 1 minuto (a), 5 minutos (b) e 10 (c) minutos. ....	68
Figura 34 - Perfil de aquecimento. ....	68
Figura 35 - PWM A no canal 1, PWM B no canal 2 e PWM de saída no canal 4 para razão cíclica de 20% (a), 40% (b), 60% (c) e 80% (d). ....	70
Figura 36 - <i>Setup</i> do ensaio. ....	71
Figura 37 - PWM de saída no canal 1 e tensão de saída no canal 2 para razão cíclica de 12,5% (a), 37,5% (b), 62,5% (c) e 87,5% (d). ....	72
Figura 38 - Tensão de saída do DAC no canal 1 para código de 100 (a), 150 (b) e 200 (c). ....	73
Figura 39 - Programa para alteração do endereço dos sensores. ....	74
Figura 40 - Leitura da temperatura no MATLAB. ....	74
Figura 41 - Perfil de temperatura para diferentes <i>duty cycles</i> . ....	75
Figura 42 - Temperatura da placa após 10 minutos com razão cíclica de 20% (a), 40% (b) e 60% (c). Por último, a temperatura após 5 minutos com razão cíclica de 80% (d). ....	76
Figura 43 - Eficiência do conversor. ....	77

## LISTA DE QUADROS

Quadro 1 - Requisitos do sistema.....	33
---------------------------------------	----



## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Perdas nos transistores.....	53
Tabela 2 - Valores de indutância.....	54
Tabela 3 – Resultados das simulações. ....	62
Tabela 4 - Desempenho do conversor <i>Buck</i> .....	72



## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CAN	Rede de Área do Controlador (do inglês, <i>Controller Area Network</i> )
CC	Corrente Contínua
CI	Circuito Integrado
DAC	Conversor Digital-Analógico (do inglês, <i>Digital-Analog Converter</i> )
EIE	Espectroscopia de Impedância Eletroquímica
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (do inglês, <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> )
ISEA	Instituto de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (do alemão, <i>Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe</i> )
LC	Indutor-Capacitor
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo de Óxido Metálico Semicondutor (do inglês, <i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> )
NMC	Óxido de Lítio Níquel Mangânes Cobalto (do inglês, <i>Lithium-Nickel-Manganese-Cobalt-Oxide</i> )
PCI	Placa de Circuito Impresso
PCM	Material de Mudança de Fase (do inglês, <i>Phase Change Material</i> )
PN	<i>Part Number</i>
PoC	Prova de Conceito (do inglês, <i>Proof of Concept</i> )
PWM	Modulação por Largura de Pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i> )
RC	Resistor-Capacitor
RLC	Resistor-Indutor-Capacitor
SMT	Tecnologia de Montagem em Superfície (do inglês, <i>Surface-Mount Technology</i> )
SPI	Interface Periférica Serial (do inglês, <i>Serial Peripheral Interface</i> )
SQNR	Razão Sinal-Ruído de Quantização (do inglês, <i>Signal to Quantization Noise Ratio</i> )
THT	Tecnologia de Furo Passante (do inglês, <i>Through-Hole Technology</i> )
TIM	Material de Interface Térmica (do inglês, <i>Thermal Interface Material</i> )



## LISTA DE SÍMBOLOS

$n$	Número de bits	
$V_{\text{out}}$	Tensão de saída	V
$V_{\text{REF}}$	Tensão de referência do DAC	V
$D_n$	Palavra binária em formato decimal	
$v_{\text{control}}$	Tensão de referência do PWM	V
$v_{\text{tri}}$	Tensão triangular de alta frequência	V
$\delta$	Razão cíclica	
$t_{\text{on}}$	Duração de nível lógico alto	s
$T_s$	Período do sinal PWM	s
$\eta$	Eficiência	
$V_{\text{in}}$	Tensão de entrada	V
$I_L$	Corrente do indutor	A
$L$	Indutância	H
$C_{\text{out}}$	Capacitância de saída mínima	F
$f$	Frequência de chaveamento	Hz
$V_{\text{GS}}$	Tensão porta-fonte do MOSFET	V
$l$	Comprimento	m
$S_T$	Seção transversal	m <sup>2</sup>
$R_A$	Resistência de aquecimento	$\Omega$
$\rho_{\text{Cu}}$	Resistividade elétrica do cobre	$\Omega\text{m}$
$N_{\text{DIV}}$	Divisor de frequência interno	
$R_{\text{SET}}$	Resistência conectada ao pino SET	$\Omega$
$V_{\text{MOD}}$	Tensão no pino MOD	V
$t_m$	Tempo morto	s
$R_{\text{DT}}$	Resistência conectada ao pino DT	$\Omega$
$V_{\text{DS}}$	Tensão dreno-fonte do MOSFET	V
$R_{\text{DS}}$	Resistência de condução do MOSFET	$\Omega$
$Q_G$	Carga elétrica na porta do MOSFET	C
$T_j$	Temperatura de junção	°C
$P_{\text{COND}}$	Perda por condução do MOSFET	W
$I_{\text{out}}$	Corrente de saída	A



$P_{SW}$	Perda por chaveamento do MOSFET	W
$t_r$	Tempo de subida da corrente no MOSFET	s
$t_f$	Tempo de descida da corrente no MOSFET	s
$P_{gate}$	Perda na porta do transistor	W
$\delta_{bbm}$	Período de condução do diodo parasita	
$V_{sat}$	Queda de tensão direta do diodo parasita	V
$I_{rr}$	Corrente de recuperação reversa do diodo parasita	A
$Q_{rr}$	Carga de recuperação do diodo parasita	C
$t_{rr}$	Tempo de recuperação do diodo parasita	s
$R_{\theta_{ja}}$	Resistência térmica junção-ambiente	°C/W
$P_{TOT}$	Perda total no MOSFET	W
$T_a$	Temperatura ambiente	°C
$P_L$	Perda no indutor	W
$R_G$	Resistência externa na porta do MOSFET	$\Omega$
$V_{DD2}$	Tensão do lado de alta do circuito de comando	V
$I_{OPK}$	Corrente de acionamento de pico	A
$R_N$	Resistência de <i>pull-down</i>	$\Omega$
$Q_{CB}$	Carga total fornecida pelo capacitor de <i>bootstrap</i>	C
$I_{VDDA}$	Corrente de bias no pino VDDA	A
$C_B$	Capacitância de <i>bootstrap</i>	F
$t_{H_{min}}$	Menor tempo de condução de Q2	s
$R_B$	Resistência de <i>bootstrap</i>	$\Omega$
$P_{GD}$	Perda no circuito de comando	W
$V_{DDI}$	Tensão do lado de baixa do circuito de comando	V
$I_{DDI}$	Corrente de bias no pino VDDI	A
$I_{DD2}$	Corrente de bias nos pinos VDDA e VDDB	A
$R_P$	Resistência de <i>pull-up</i>	$\Omega$
$C_{INT}$	Capacitância interna parasita do circuito de comando	F
$\zeta$	Fator de amortecimento	

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>27</b>
1.1	OBJETIVOS .....	28
<b>1.1.1</b>	<b>Objetivo Geral.....</b>	<b>28</b>
<b>1.1.2</b>	<b>Objetivos Específicos .....</b>	<b>28</b>
1.2	REVISÃO DO ESTADO DA ARTE .....	29
1.3	METODOLOGIA.....	31
1.4	REQUISITOS DO SISTEMA .....	33
<b>2</b>	<b>DESENVOLVIMENTO.....</b>	<b>35</b>
2.1	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA.....	35
<b>2.1.1</b>	<b>Placa de controle .....</b>	<b>36</b>
<b>2.1.2</b>	<b>Placas de interface .....</b>	<b>36</b>
<b>2.1.3</b>	<b>Conversor Digital-Analógico .....</b>	<b>38</b>
<b>2.1.4</b>	<b>Modulação por largura de pulso .....</b>	<b>38</b>
<b>2.1.5</b>	<b>Transistores .....</b>	<b>39</b>
<b>2.1.6</b>	<b>Conversor <i>Buck</i>.....</b>	<b>40</b>
2.1.6.1	<i>Isolação galvânica.....</i>	42
2.1.6.2	<i>Circuito de comando para MOSFETs .....</i>	43
2.1.6.3	<i>Tempo morto.....</i>	44
2.2	DESENVOLVIMENTO DO HARDWARE .....	45
<b>2.2.1</b>	<b>Prova de conceito .....</b>	<b>45</b>
<b>2.2.2</b>	<b>Seleção dos componentes.....</b>	<b>47</b>
2.2.2.1	<i>DAC .....</i>	47
2.2.2.2	<i>Controlador PWM .....</i>	48
2.2.2.3	<i>CI Si82394 .....</i>	49
2.2.2.4	<i>CI Si8238 .....</i>	50
2.2.2.5	<i>Transistores .....</i>	51

2.2.2.6	<i>Indutor</i> .....	53
2.2.2.7	<i>TIM e isolante térmico</i> .....	54
<b>2.2.3</b>	<b>Projeto da placa de aquecimento</b> .....	<b>55</b>
2.2.3.1	<i>Elemento de aquecimento</i> .....	55
2.2.3.2	<i>Desenvolvimento da eletrônica</i> .....	56
2.2.3.2.1	Projeto do conversor <i>Buck</i> .....	56
2.2.3.2.2	Projeto do circuito do PWM .....	62
2.2.3.2.3	Conectores e sensores .....	63
2.2.3.3	<i>Leiaute e estrutura mecânica</i> .....	64
<b>2.2.4</b>	<b>Segundo protótipo</b> .....	<b>66</b>
2.3	RESULTADOS .....	67
<b>2.3.1</b>	<b>Primeiro protótipo</b> .....	<b>67</b>
<b>2.3.2</b>	<b>Segundo protótipo</b> .....	<b>69</b>
2.3.2.1	<i>Testes dos circuitos</i> .....	69
2.3.2.1.1	Conversor <i>Buck</i> com CI Si8238 .....	69
2.3.2.1.2	Conversor <i>Buck</i> com CI Si82394 .....	70
2.3.2.1.3	Teste do DAC .....	73
2.3.2.1.4	Teste dos sensores de temperatura.....	74
2.3.2.2	<i>Avaliação da temperatura na placa</i> .....	75
2.4	ANÁLISE DOS RESULTADOS .....	76
<b>2.4.1</b>	<b>Desempenho dos circuitos</b> .....	<b>76</b>
<b>2.4.2</b>	<b>Desempenho do aquecimento</b> .....	<b>78</b>
<b>3</b>	<b>CONCLUSÃO</b> .....	<b>81</b>
3.1	SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS .....	81
3.2	CONCLUSÕES .....	82
	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>85</b>

## 1 INTRODUÇÃO

As baterias de íons de lítio foram introduzidas comercialmente em 1991.<sup>1</sup> O mercado de veículos elétricos é um dos grandes fomentadores do seu desenvolvimento tecnológico, devido à alta energia específica (Wh/kg) e densidade de energia (Wh/l).<sup>2</sup> Um dos tópicos de pesquisa atuais desses dispositivos é a obtenção de modelos matemáticos que permitam a detecção de estados críticos, como a deposição de lítio metálico em volta do ânodo (*lithium plating*), ocorrência de avalanche térmica e detecção de curtos-circuitos.<sup>3</sup> Para a obtenção dos modelos, diversos ensaios são realizados, por exemplo, a medição da impedância da bateria em diversas temperaturas.

Esse trabalho foi executado na divisão de sistemas de armazenamento e integração veicular do Instituto de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (ISEA, do alemão *Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe*) da Universidade Técnica da Renânia do Norte-Vestfália. Um dos projetos do Instituto consiste em realizar a medição da temperatura interna das células por meio da Espectroscopia de Impedância Eletroquímica (EIE), visto que a impedância varia em função da temperatura.<sup>4</sup> Para isso, é necessário, primeiro, medir a impedância interna em diversas temperaturas, fornecendo dados para a posterior modelagem da célula.

Antes do desenvolvimento deste trabalho, uma placa de instrumentação das baterias foi desenvolvida, permitindo a medição da EIE. Para a variação da temperatura, câmaras climáticas, contendo um sistema de resfriamento e aquecimento, eram utilizadas. Contudo, em virtude de uma insuficiência na precisão e controlabilidade do sistema de aquecimento, uma nova forma de regular a temperatura das células, de forma individual e precisa, era desejada. Em razão disso, o projeto de um novo sistema de aquecimento foi iniciado e um software de controle de temperatura foi desenvolvido, porém sem o hardware associado.

O presente trabalho trata do desenvolvimento de hardware para um sistema de controle de temperatura de baterias de íons de lítio, mais especificamente, de células de Óxido de Lítio Níquel Manganês Cobalto (NMC, do inglês *Lithium-Nickel-Manganese-Cobalt-Oxide*) em formato *pouch bag*. O sistema final, composto por placas de aquecimento, de controle, de instrumentação e de interface, será utilizado para a realização de ensaios nas baterias, a fim de estudar a relação de diversos parâmetros com a temperatura, como a impedância, tensão e capacidade, uma vez que esses parâmetros afetam diretamente a ocorrência de estados críticos.

O capítulo 2 traz a fundamentação teórica, introduzindo o conhecimento necessário para o projeto do hardware e integração do sistema. Em seguida, é apresentado o processo de

projeto do hardware, com a exposição dos cálculos, das simulações e dos protótipos desenvolvidos. Após, os resultados obtidos por intermédio de ensaios de operação são analisados e uma discussão é realizada. Finalmente, o capítulo 3 conclui o trabalho e apresenta sugestões para futuras pesquisas.

## 1.1 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho é desenvolver um sistema de aquecimento que possa ser utilizado para a realização de ensaios em baterias de íons de lítio. Não foram utilizadas normas formais para avaliar o desempenho do sistema, em razão disso, os requisitos utilizados (Quadro 1, p. 33) foram estipulados pelo engenheiro responsável pelo projeto.

A fim de avaliar o desempenho do aquecimento, uma câmera infravermelha foi utilizada, permitindo a medição da temperatura e a inspeção visual de sua distribuição no hardware.

O presente trabalho trata apenas do desenvolvimento da eletrônica, sendo que a parte do software de controle não será comentada.

### 1.1.1 Objetivo Geral

Projetar hardware para um sistema que permita o aquecimento de baterias de íons de lítio, avaliando:

- a) a taxa de variação da temperatura;
- b) a homogeneidade da distribuição de temperatura;
- c) a máxima temperatura atingível;
- d) a eficiência.

### 1.1.2 Objetivos Específicos

Com o intuito de obter um dispositivo capaz de realizar o aquecimento de forma controlada, os objetivos específicos consistem nas seguintes etapas:

- a) escolha de componentes que atendam aos requisitos do sistema;
- b) desenvolvimento de um elemento de aquecimento;
- c) desenvolvimento de uma fonte de alimentação;

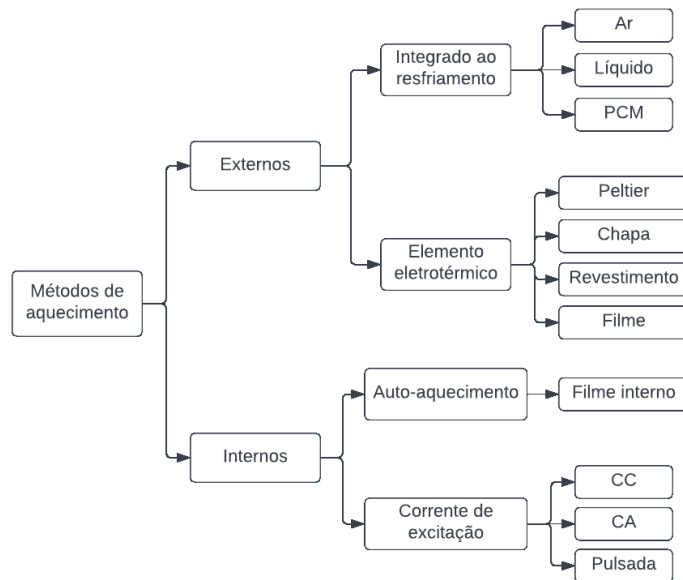
- d) desenvolvimento de uma placa de aquecimento;
- e) realização de testes de operação e de medição da temperatura.

Além disso, o hardware a ser desenvolvido precisa ser compatível com a placa de instrumentação das células, para obter uma fácil instalação e bom acoplamento térmico, e com o software de controle.

## 1.2 REVISÃO DO ESTADO DA ARTE

Os métodos de aquecimento de baterias de íons de lítio são divididos em externos e internos.<sup>5</sup> Na Figura 1, um diagrama resumindo os diferentes métodos é apresentado.

Figura 1 - Métodos de aquecimento de baterias de íons de lítio.



Legenda: Material de mudança de fase (PCM, do inglês *Phase Change Material*), Corrente Contínua (CC) e Corrente Alternada (CA).

Fonte: Adaptada de (5).

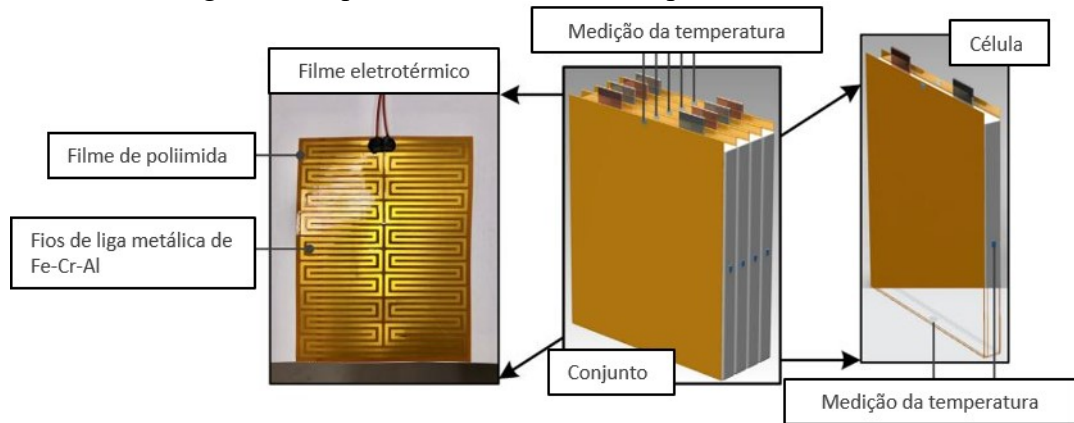
O aquecimento externo pode ser integrado ao sistema de resfriamento e é tipicamente mais simples de implementar que o interno, entretanto oferece pior homogeneidade na distribuição de temperatura na célula.<sup>5</sup>

Dentre os métodos integrados ao resfriamento, o aquecimento com ar oferece uma taxa de aumento da temperatura de 0,5 °C/min a 3 °C/min. Além de ar, líquidos são utilizados como meio de transferência de calor devido a maior condutividade e capacidade térmica, contudo

requerem sistemas mais complexos. O uso de PCMs ainda está limitado a estudos em laboratório.<sup>5</sup>

Dentre os métodos com elemento eletrotérmico, o uso de elemento de efeito Peltier pode atingir uma taxa de aquecimento de  $1\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{min}$  e com chapas metálicas,  $0,35\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{min}$ . Os revestimentos eletrotérmicos oferecem boa uniformidade na distribuição de temperatura, porém atrapalham a dissipação térmica e o resfriamento das células.<sup>5</sup> Em (6), um filme eletrotérmico foi utilizado (Figura 2). A dissipação foi controlada por um conversor CC/CC e a malha de controle fechada por meio de medições da temperatura nos vários filmes. Uma taxa de  $4,43\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{min}$  foi atingida.

Figura 2 - Aquecimento com filme de poliimida.



Fonte: Adaptada de (6).

No contexto do aquecimento interno, o autoaquecimento exige células com um filme metálico interno, o que limita a sua aplicação. Em CC, ocorre a polarização da bateria, o que pode levar a sua degradação. Uma taxa de  $4,29\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{min}$  pode ser obtida, todavia o ciclo de vida da bateria é reduzido e, em razão disso, é um método pouco utilizado na prática. Em CA, a polarização e perda de capacidade são eliminadas. Assim, comparado ao aquecimento em CC, é um método mais eficaz e uma taxa de  $3,79\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{min}$  pode ser atingida. Há, contudo, uma falta na literatura sobre quais os valores ótimos de amplitude e frequência a serem utilizados. A excitação pulsada oferece distribuição de temperatura uniforme, sem degradar a bateria, porém só foi testada em laboratório.<sup>5</sup>

### 1.3 METODOLOGIA

Visto que o resfriamento das baterias é realizado pelo ar condicionado das câmaras, não há como conciliá-lo com o aquecimento, portanto, os métodos de aquecimento integrados ao resfriamento foram descartados. Dentre os elementos eletrotérmicos, o Peltier e as chapas oferecem baixa taxa de variação da temperatura e os revestimentos atrapalham a dissipação de calor. Dentre os métodos internos, o autoaquecimento exige baterias especiais; com excitação CC pode ocorrer a degradação das células e com CA ou pulsada são necessários circuitos de controle e geração de sinais complexos. Logo, foi escolhido o método com filme eletrotérmico, já que oferece boa variação de temperatura, estrutura simples, fácil instalação e baixo impacto no volume total do sistema.<sup>5</sup>

A bateria é sustentada pela placa de circuito impresso (PCI) da Figura 3. Essa placa possui dimensões de 160 mm×100 mm. A célula é de NMC, com tensão nominal de 3,7 V e 1 Ah de capacidade, com dimensões de 66 mm×50,5 mm. Deseja-se montar o filme eletrotérmico em uma PCI, a fim de obter uma estrutura mais robusta. Além disso, utilizando uma placa rígida, a função de sustentar a célula será assumida pelas placas de aquecimento. Dado que essas placas serão instaladas diretamente na placa de instrumentação, são limitadas em 130 mm×100 mm. Também, 4 furos de 10 mm devem estar presentes para a fixação.

Figura 3 - Placa de instrumentação.



Fonte: Autor.

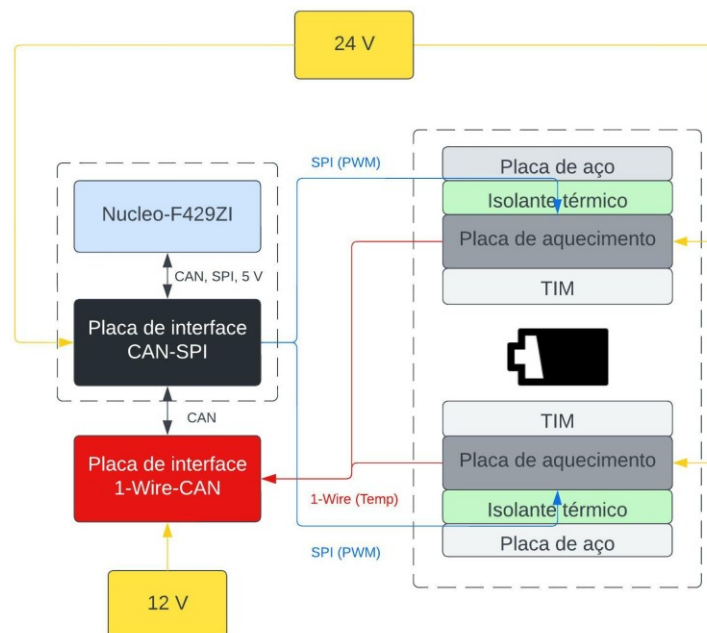
Primeiramente, uma PCI composta apenas pelo filme eletrotérmico e pelos sensores de temperatura foi desenvolvida como prova de conceito (PoC, do inglês *Proof of Concept*). Em seguida, a placa de aquecimento completa foi projetada. Por causa de um problema de disponibilidade de componentes, foi necessária uma modificação na placa. Com isso, um



segundo protótipo foi fabricado. Testes foram realizados para confirmar a operação dos circuitos e inspecionar a evolução da temperatura na placa. Posteriormente, o componente que fora substituído foi novamente disponibilizado no mercado. A placa com esse componente não chegou a ser fabricada no período do trabalho. Contudo, os testes realizados no segundo protótipo e a similaridade entre as duas versões são suficientes para validar o projeto da placa de aquecimento.

O sistema final a ser alcançado, composto pelas placas de aquecimento, de instrumentação, de interface e de controle (NUCLEO-F429ZI), pode ser visto na Figura 4.

Figura 4 - Diagrama do sistema de aquecimento.



Fonte: Autor.

Um Material de Interface Térmica (TIM, do inglês *Thermal Interface Material*) será utilizado entre a bateria e as placas de aquecimento para melhorar a condutividade térmica. Já entre as placas de aquecimento e de aço (adicionadas para oferecer maior robustez mecânica à estrutura) um isolante térmico será empregado. A placa NUCLEO-F429ZI embarcará o software de controle e realizará a comunicação com a placa de aquecimento por meio de um barramento de Interface Periférica Serial (SPI, do inglês *Serial Peripheral Interface*). Os sensores de temperatura serão lidos através de um barramento 1-Wire, que é convertido para Rede de Área de Controlador (CAN, do inglês *Controller Area Network*) na placa de interface

One-Wire, CAN. Um conversor isolado 24 V/5 V, na placa de interface CAN-SPI, alimentará a placa de controle. Duas fontes externas, de 12 V e 24 V, serão utilizadas.

#### 1.4 REQUISITOS DO SISTEMA

Para a placa de aquecimento, foi utilizada uma PCI com núcleo em alumínio devido à maior condutividade térmica. O uso de mais de uma camada de cobre e de componentes de Tecnologia de Furo Passante (THT, do inglês *Through-hole Technology*) aumenta significativamente o custo de fabricação dessas PCIs, por esse motivo, o leiaute foi limitado em apenas uma face e componentes de Tecnologia de Montagem em Superfície (SMT, do inglês *Surface-mount Technology*). Em consequência da alimentação do microcontrolador ser isolada, o conversor da placa de aquecimento também precisa ser isolado, visto que em uma situação de falha, os circuitos digitais poderiam ser expostos à tensão de 24 V por meio dos transistores ou de seus circuitos de acionamento.

Diante do exposto, um resumo dos principais requisitos pode ser visto no Quadro 1:

Quadro 1 - Requisitos do sistema.

Tensão de alimentação	24 V, isolada
Potência	> 10 W
Temperatura mínima a ser atingida	60 °C
Sinal de controle	Modulação por Largura de Pulso (PWM, do inglês <i>Pulse Width Modulation</i> )
Componentes	SMT
Leiaute	Face única

Fonte: Autor.



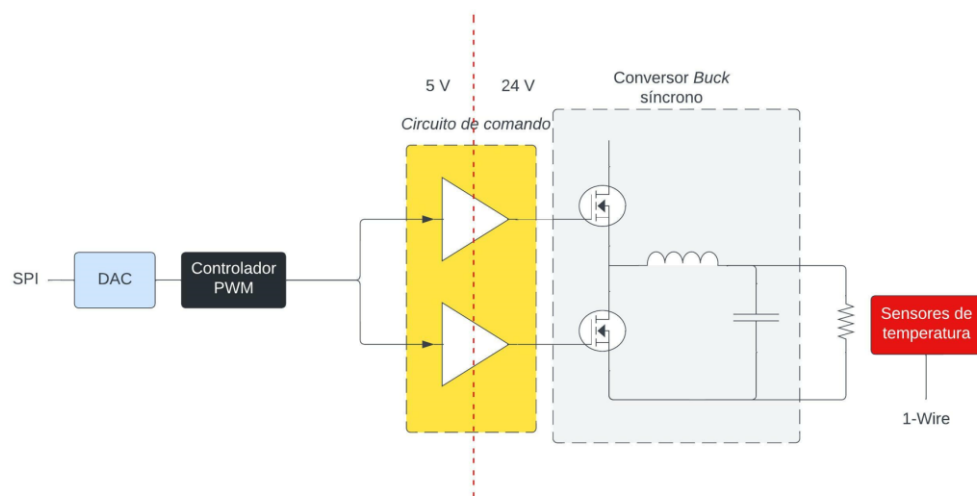
## 2 DESENVOLVIMENTO

A placa de aquecimento é o principal elemento a ser desenvolvido. Neste capítulo é apresentado todo o seu processo de desenvolvimento. Primeiramente, a fundamentação teórica do trabalho é apresentada. Em seguida, o projeto da placa de aquecimento é exposto, composto pela seleção dos componentes e desenvolvimento da eletrônica. Para dar suporte ao projeto dos circuitos, simulações foram realizadas no PLECS. São apresentados também os esquemas elétricos e o leiaute da placa, desenvolvidos no Altium Designer. Por fim, os resultados dos testes realizados são relatados.

### 2.1 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Conforme a Figura 5, a placa de aquecimento é dividida em um lado de 5 V e um lado de 24 V, isolados galvanicamente por meio do circuito de comando das chaves eletrônicas. No lado de 5 V, têm-se um Conversor Digital-Analógico (DAC, do inglês *Digital-Analog Converter*) e um controlador PWM. No lado de 24 V, tem-se um conversor *Buck* composto por uma meia ponte controlada e um filtro Indutor-Capacitor (LC). Um resistor desenhado com trilhas de cobre é utilizado como elemento de aquecimento e sensores de temperatura estão distribuídos em torno do resistor. Os sensores são segregados do resto dos circuitos, possuindo alimentação e barramento de dados próprios.

Figura 5 - Diagrama da placa de aquecimento.



Fonte: Autor.

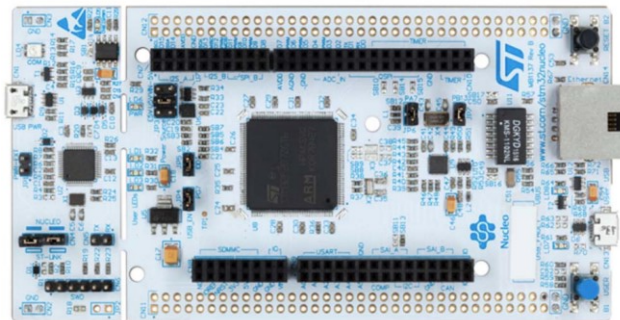
### 2.1.1 Placa de controle

A placa de desenvolvimento NUCLEO-F429ZI da STMicroelectronics embarca o algoritmo de controle de temperatura. O controle ocorre por meio do cálculo da razão cíclica ( $\delta$ ) necessária para se atingir uma determinada temperatura e a malha é fechada por meio da leitura dos transdutores.

Na execução do software, devido a limitação de processamento do microcontrolador da placa de controle, foi calculado que um PWM com uma frequência máxima de 2,46 kHz podia ser implementado. Tal limitação técnica gerou a necessidade da sintetização do PWM ser realizada de forma externa por um modulador dedicado, visto que uma frequência de comutação mais alta é essencial para manter a fonte chaveada compacta.

Devido à placa de controle não possuir conectores adequados às comunicações CAN, SPI e 1-Wire, duas placas de interface são necessárias para oferecer tais funcionalidades. Finalmente, no sistema completo, uma placa de controle (Figura 6) será responsável por controlar duas placas de aquecimento.

Figura 6 – Modelo da placa NUCLEO-F429ZI.



Fonte: (7).

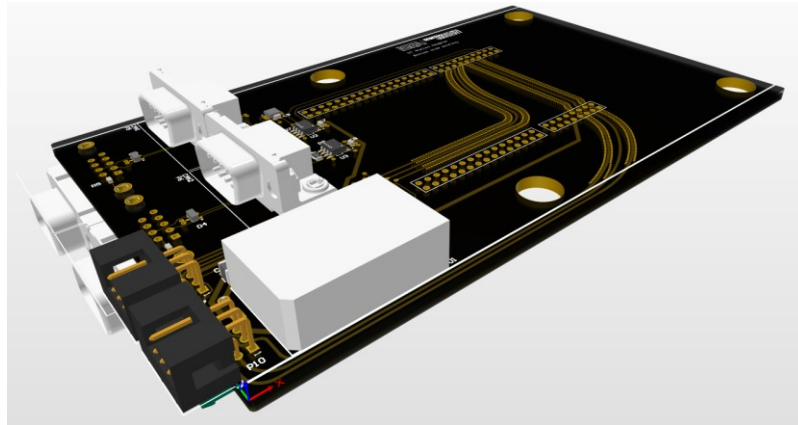
### 2.1.2 Placas de interface

Duas placas de interface serão utilizadas no sistema final.

A placa NUCLEO-F429ZI será montada diretamente na placa de interface CAN-SPI. Essa placa será responsável por fornecer a alimentação de 5 V ao microcontrolador por meio de um conversor isolado 24 V/5 V e facilitar a comunicação SPI com a placa de aquecimento e comunicação CAN com o microcontrolador. Essa placa ainda não estava disponível no

momento de execução do trabalho, no entanto, uma representação no Altium pode ser vista na Figura 7.

Figura 7 - Placa de interface CAN-SPI.



Fonte: Autor.

A placa One-Wire to CAN, Figura 8, realiza a conversão entre a comunicação 1-Wire dos sensores de temperatura para CAN do microcontrolador. O protocolo 1-Wire é um esquema de comunicação serial da Maxim Integrated com apenas uma linha de dados e que permite a comunicação de um *master* com diversos *slaves* no mesmo barramento. O sensor DS18B20 da Maxim Integrated é um termômetro digital que opera utilizando o protocolo 1-Wire e que já era empregado na placa de instrumentação (Figura 3, p. 31).

Figura 8 - Placa de interface One-Wire to CAN.

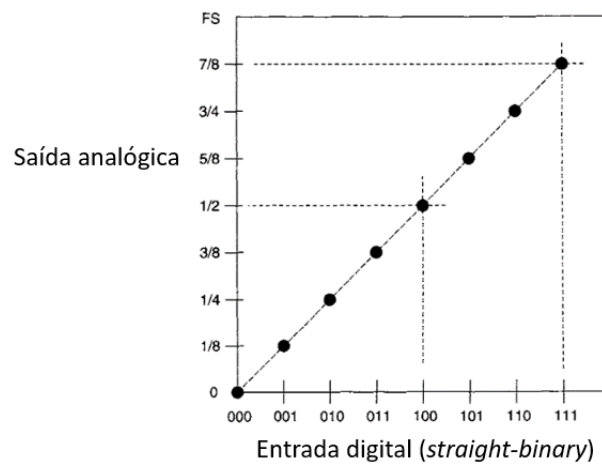


Fonte: Autor.

### 2.1.3 Conversor Digital-Analógico

Os DACs são utilizados para transformar dados digitais em variáveis analógicas para controle, exibição de informações ou condicionamento de sinais.<sup>8</sup> Como a entrada é limitada a um número finito de valores ( $2^n$ ), a saída analógica possui o mesmo comportamento. Cada palavra binária representa uma fração do fundo de escala do conversor, o que é exemplificado na Figura 9.

Figura 9 - Função de transferência ideal de um DAC.



Fonte: Adaptada de (8).

A resolução do conversor é essencial para garantir que o sinal gerado possua boa Razão Sinal-Ruído de Quantização (SQNR, do inglês *Signal to Quantization Noise Ratio*), o que pode ser crítico, dependendo da aplicação. Segundo (9), a tensão de saída ( $V_{out}$ ) desses conversores é tipicamente dada pela equação 1:

$$V_{out} = \frac{V_{REF} \times D_n}{2^n}, \quad (1)$$

em que  $V_{REF}$  é a tensão de referência do conversor e  $D_n$  a palavra binária recebida.

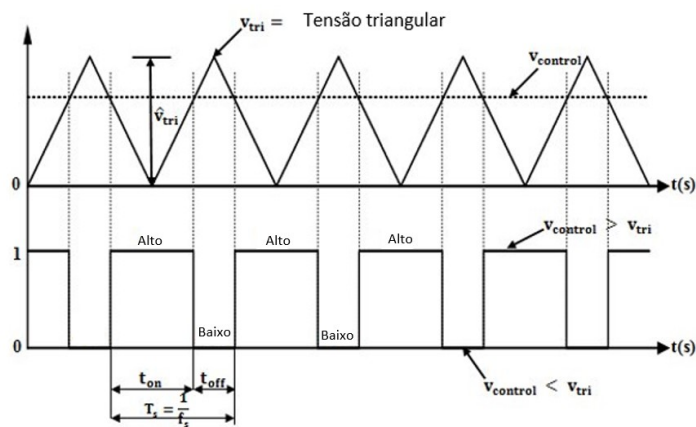
### 2.1.4 Modulação por largura de pulso

A modulação por largura de pulso é uma técnica de modulação na qual pulsos de largura variável emulam a amplitude de um sinal de referência. Ademais, permite que microcontroladores controlem circuitos analógicos por meio de saídas digitais e é utilizada em diversas aplicações, como comunicações, conversão de energia e acionamentos elétricos.<sup>10</sup>

Uma onda quadrada com largura variável é tradicionalmente realizada por meio da comparação de um sinal de referência ( $v_{\text{control}}$ ) com uma portadora de alta frequência ( $v_{\text{tri}}$ ), como uma onda triangular ou dente de serra (Figura 10). A razão cíclica representa a razão entre a duração de nível lógico alto ( $t_{\text{on}}$ ) dentro de um período ( $T_s$ ) e é normalmente expressa em porcentagem, segundo a equação 2:

$$\delta = \frac{t_{\text{on}}}{T_s} \times 100. \quad (2)$$

Figura 10 - Geração de um sinal PWM.



Fonte: Adaptada de (11).

### 2.1.5 Transistores

Em aplicações de fontes chaveadas, dois tipos de transistores dominam a maioria das aplicações: os de efeito de campo de óxido metálico semiconductor (MOSFET, do inglês *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) e bipolares de porta isolada (IGBT, do inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*).<sup>12</sup> A escolha do tipo de chave depende principalmente dos níveis de tensão, corrente e frequência da aplicação.

Os MOSFETs são utilizados em aplicações de baixa e média potência e podem operar até a faixa de 1 MHz. Os IGBTs são capazes de operar em tensões e correntes mais elevadas, contudo são limitados em frequência e não conduzem reversamente, necessitando de um diodo em paralelo.<sup>12</sup>

Em razão da aplicação do conversor desenvolvido ser em baixa tensão e requerer uma alta frequência de chaveamento, para utilizar componentes passivos pequenos, MOSFETs foram selecionados como a chave apropriada.

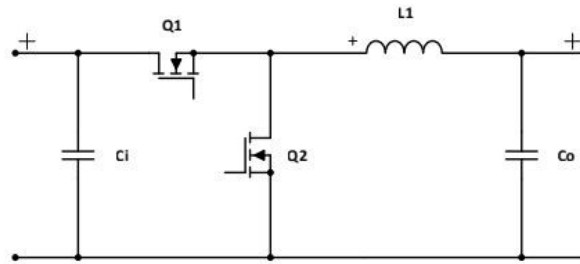


Para a escolha do componente é importante levar em consideração os esforços de tensão e corrente ao qual estará submetido. Para a tensão reversa máxima é recomendado um fator de segurança de 50% acima da tensão de alimentação. O transistor deve também ser capaz de conduzir a corrente eficaz máxima de operação, considerando as perdas por condução e por chaveamento, sem ultrapassar a temperatura de junção máxima.

### 2.1.6 Conversor *Buck*

Foi escolhida a topologia do conversor *Buck* síncrono (Figura 11) para alimentação do elemento de aquecimento. O *Buck* tradicional contém um diodo ao invés de Q2, mas, por meio da sua substituição por um MOSFET, as perdas por condução são reduzidas, já que a perda do MOSFET é menor que a perda do diodo. Contudo, existe um compromisso entre o aumento da eficiência e o aumento do custo.<sup>13</sup>

Figura 11 - Conversor *Buck* síncrono.



Fonte: (14).

Segundo (15), a função de transferência estática do conversor, dada pela equação 3, é igual ao produto da razão cíclica pela eficiência ( $\eta$ ):

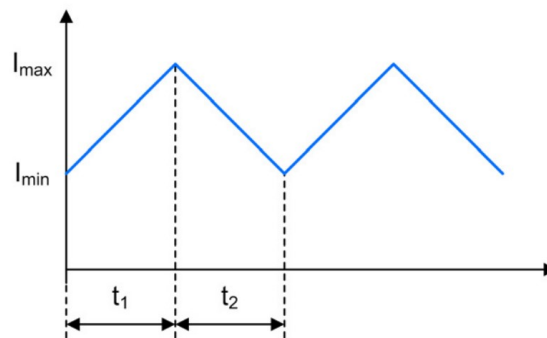
$$\frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \delta \times \eta, \quad (3)$$

sendo  $V_{\text{in}}$  a tensão de entrada.

Nesse conversor, a razão cíclica corresponde à parcela do período de chaveamento na qual o transistor Q1 está em condução. A transferência de energia da fonte para a carga ocorre por intermédio do indutor, enquanto o transistor Q1 conduz. Após Q1 entrar em corte e Q2 em condução, o indutor continua suprindo a carga em um esquema de roda livre por meio de Q2, brevemente por meio do diodo parasita e, após o acionamento da porta, por meio do canal dreno-fonte.

O conversor desenvolvido foi projetado para operar em modo de condução contínua (a corrente não atinge zero no período), visto que a eficiência e o aproveitamento das chaves e componentes passivos é superior em relação à operação em condução descontínua.<sup>13</sup> A corrente do indutor ( $I_L$ ) é um nível CC somado a uma variação de amplitude em rampa (*ripple*), como na Figura 12.

Figura 12 - Corrente no indutor.



Fonte: (14).

Segundo (14), pode-se utilizar a equação 4 para calcular a indutância necessária ( $L$ ) em relação ao *ripple* de corrente permitido:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} (V_{in} - V_{out}) t_{on}. \quad (4)$$

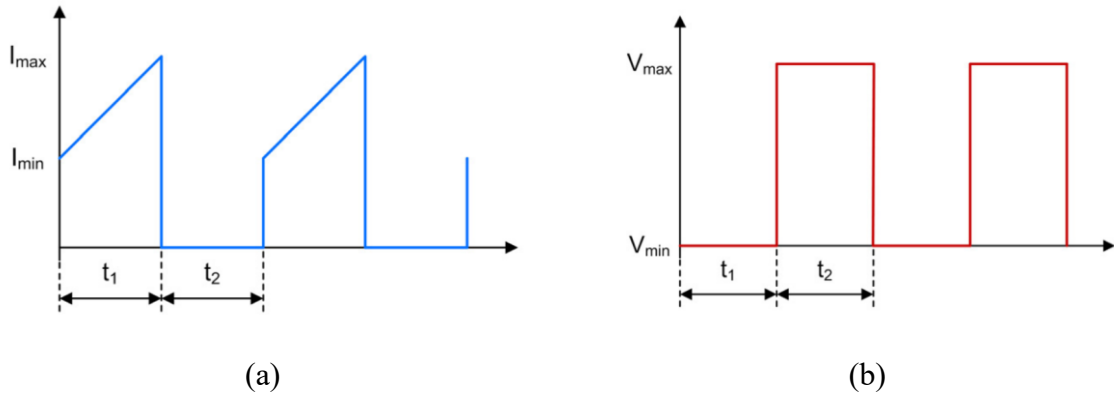
A função do capacitor  $C_o$  é reduzir o *ripple* da tensão de saída. Em (15), a capacitância de saída mínima necessária ( $C_{out}$ ) é estimada pela equação 5:

$$C_{out} \geq \frac{\Delta I_L}{8f \Delta V_{out}}, \quad (5)$$

em que  $f$  é a frequência de chaveamento.

Por fim, as formas de onda da tensão e corrente sobre o transistor Q1 são vistas na Figura 13.

Figura 13 – Formas de onda sobre o transistor Q1: corrente (a) e tensão (b).



Fonte: (14).

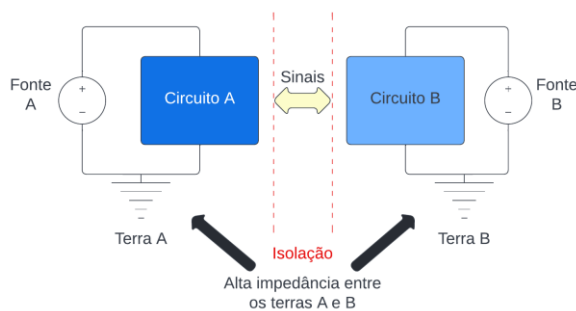
A corrente no transistor Q1 é igual a corrente no indutor enquanto o componente está em condução, decaindo abruptamente quando entra em corte. A tensão máxima imposta sobre o componente é a tensão de alimentação, mas na prática ocorrem sobretensões. O transistor Q2 está sujeito as mesmas condições de operação que Q1, porém de forma complementar.

#### 2.1.6.1 Isolação galvânica

A isolação galvânica é utilizada para oferecer maior segurança às pessoas e aos equipamentos em contato com tensões elevadas, além de reduzir a interferência eletromagnética e o nível de ruído por eliminar *loops* de aterramento entre dois circuitos.<sup>16</sup>

O método é exemplificado na Figura 14, na qual dois circuitos, com fontes diferentes, podem se comunicar por meio de uma barreira de alta impedância. A barreira permite ainda a transferência de potência e informação. O isolamento é comumente realizado utilizando acoplamento óptico, indutivo ou capacitivo.<sup>16</sup>

Figura 14 - Isolação galvânica.



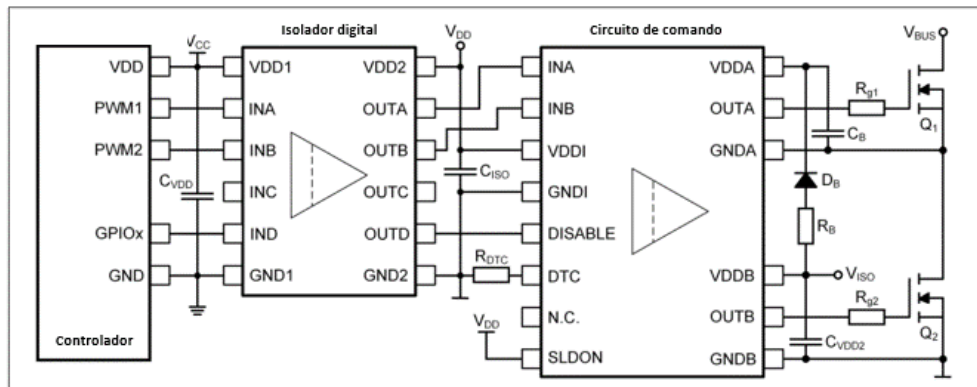
Fonte: Adaptada de (16).

### 2.1.6.2 Circuito de comando para MOSFETs

Circuitos de comando são empregados para realizar o acionamento eficiente de chaves eletrônicas. Esses circuitos são facilmente encontrados em formato de Circuito Integrado (CI), simplificando o acionamento dos transistores e reduzindo o número de componentes necessários. Sua principal função é a amplificação de potência dos sinais gerados por controladores digitais, pois esses controladores possuem baixa capacidade de corrente e tensão em seus pinos, logo são inadequados para acionar diretamente chaves de potência. Para se acionar MOSFETs, certos requisitos devem ser satisfeitos, como a tensão entre porta e fonte ( $V_{GS}$ ) e a carga elétrica na porta.

Para implementar fontes chaveadas isoladas utilizando um CI de comando, existem três topologias usualmente empregadas: o uso de isoladores digitais, de transformador ou de um CI isolado internamente.<sup>17</sup> A primeira solução consiste em adicionar um isolador digital entre o controlador e o CI, como na Figura 15. Contudo, tal solução requer o uso de um componente adicional e três fontes de alimentação:  $V_{CC}$ ,  $V_{DD}$  e  $V_{BUS}$ .

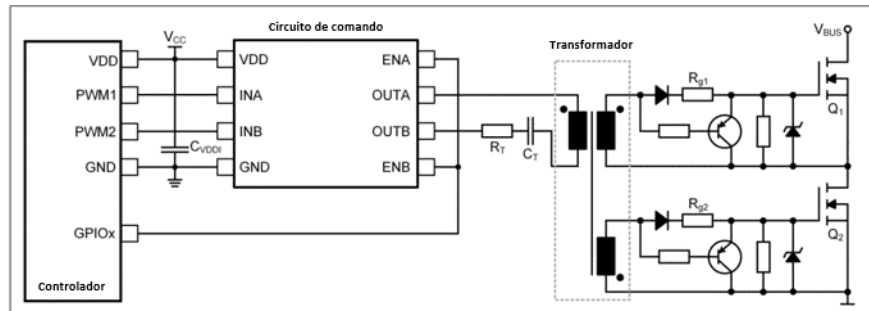
Figura 15 - Isolação por meio de isolador digital.



Fonte: Adaptada de (17).

Mediante o uso de um transformador entre o CI e os transistores (Figura 16), a isolação é garantida e apenas duas fontes são necessárias:  $V_{CC}$  e  $V_{BUS}$ . Todavia, transformadores são componentes volumosos e não operam satisfatoriamente com razões cíclicas acima de 50%.<sup>18</sup>

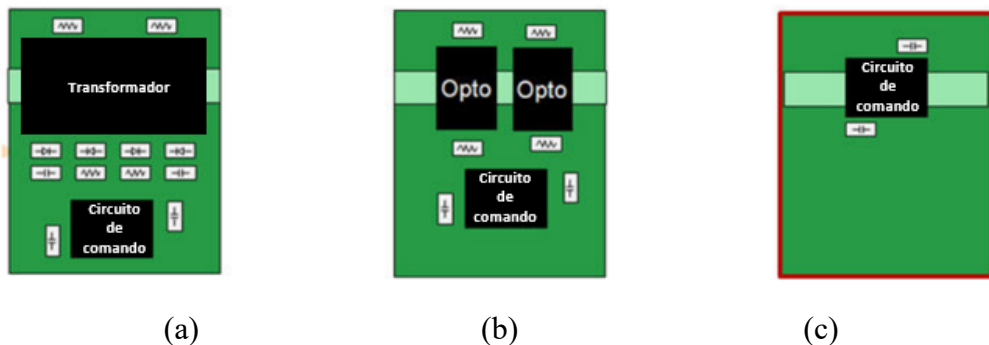
Figura 16 - Isolação por meio de transformador.



Fonte: Adaptada de (17).

Por fim, ao se utilizar um CI isolado internamente, apenas duas fontes são necessárias e o tamanho da solução é drasticamente reduzido, ilustrado na Figura 17. Em função disso, essa topologia foi escolhida como solução para a isolação galvânica no conversor.

Figura 17 - Comparação do tamanho entre diferentes soluções de circuito de comando isolado: com transformador (a), isolador digital (b) e CI isolado (c).



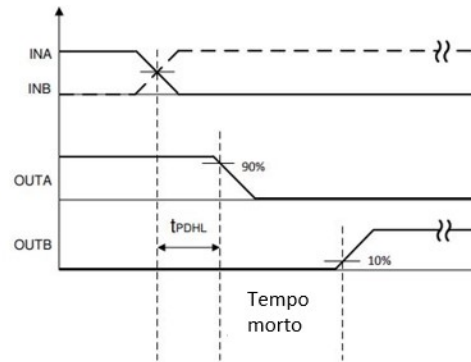
Fonte: Adaptada de (18).

### 2.1.6.3 Tempo morto

O tempo morto é indispensável em conversores com chaves em meia ponte. Caso os dois transistores conduzam ao mesmo tempo, ocorre um curto-circuito na fonte, o que pode resultar na destruição dos transistores, trilhas e outros componentes.

O tempo morto pode ser compreendido por meio da Figura 18. Quando as duas entradas (INA e INB) estão em nível lógico alto simultaneamente, as saídas (OUTA e OUTB) são impedidas de seguir os comandos. Apenas após a saída A cair para 90% do seu valor total, o tempo morto é iniciado e termina quando a saída B atinge 10% de seu valor total. Com isso, é garantido que os dois transistores nunca entrarão em condução simultaneamente.

Figura 18 – Tempo morto.



Fonte: Adaptada de (19).

## 2.2 DESENVOLVIMENTO DO HARDWARE

O desenvolvimento da placa de aquecimento pode ser dividido nas seguintes etapas: uma prova de conceito, na qual um primeiro elemento de aquecimento foi conceptualizado; a seleção dos componentes e o desenvolvimento da eletrônica necessária. À vista disso, como concretização do projeto, os esquemáticos e leiaute da PCI foram gerados e um protótipo foi fabricado.

### 2.2.1 Prova de conceito

Para iniciar o desenvolvimento da placa de aquecimento, um protótipo composto apenas por um elemento de aquecimento e sensores de temperatura foi realizado. O objetivo era testar a taxa de aumento da temperatura, a distribuição de temperatura na placa e a potência necessária.

Uma razão cíclica de 50% foi utilizada como ponto de operação nominal do conversor para atingir o requisito de 10 W, utilizando uma fonte de 24 V, e a eficiência foi considerada ideal. Logo, a tensão de saída será de 12 V. Com isso, dissipações maiores são possíveis, caso desejadas. Para a potência de 10 W, é necessária uma resistência de 14,4  $\Omega$ , que foi arredondada para 15  $\Omega$ . Com a equação 6, calcula-se o comprimento necessário do elemento de aquecimento:

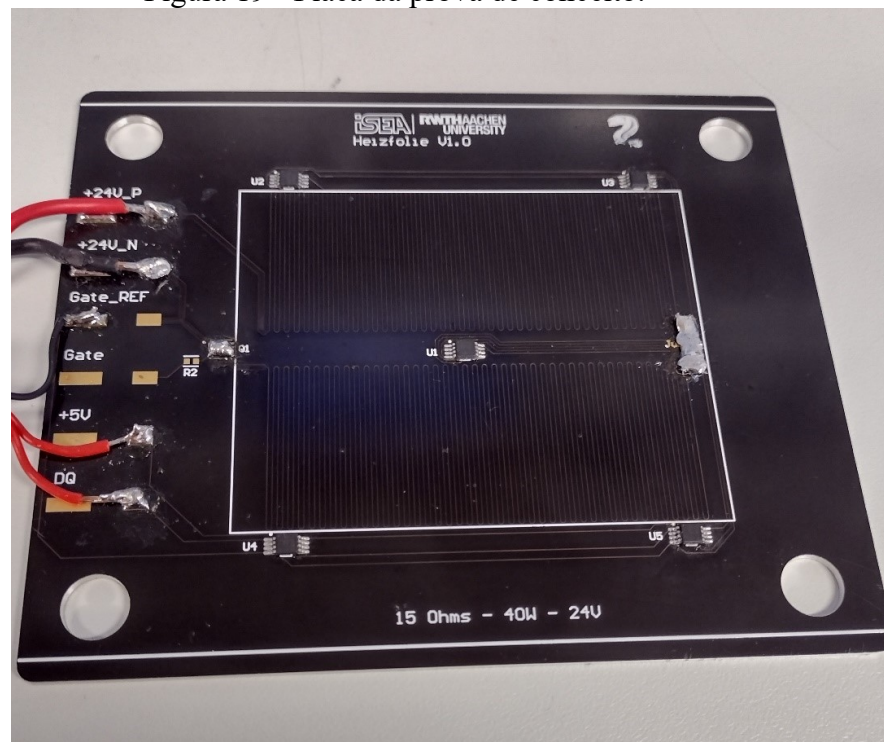
$$l = \frac{S_T R_A(25\text{ }^\circ\text{C})}{\rho_{\text{Cu}}(25\text{ }^\circ\text{C})} = \frac{35\text{ }\mu\text{m} \times 0,15\text{ mm} \times 15\text{ }\Omega}{1,72 \times 10^{-8}\text{ }\Omega\text{m}} = 4,58\text{ m}, \quad (6)$$

em que  $S_T$  é a seção transversal da trilha,  $R_A$  a resistência do elemento de aquecimento e  $\rho_{Cu}$  a resistividade elétrica do cobre. O valor de altura do cobre para uma placa de uma onça (35  $\mu\text{m}$ ) foi utilizado e 0,15 mm para a largura da trilha.

O comprimento final do resistor medido no Altium foi de 4,58 m e o mesmo possui dimensões compatíveis com as da célula: 64 mm×59 mm.

Na Figura 19, é visto o primeiro protótipo da placa de aquecimento.

Figura 19 - Placa da prova de conceito.



Fonte: Autor.

As dimensões dessa placa são de 120 mm×100 mm. Cinco sensores de temperatura DS18B20 foram distribuídos em volta do resistor. Para ser possível alocar um sensor no meio da placa, o resistor foi separado em duas partes conectadas externamente por meio de um *jumper* SMD. Com isso, as trilhas do sensor central passam por de baixo do *jumper*. Um simples circuito de chaveamento foi implementado para oferecer a funcionalidade de ligar ou desligar o aquecimento, consistindo de um MOSFET em série com o resistor.

Foi realizado um ensaio de temperatura na versão 1, apresentado em 2.3.1 (p. 68).

A resistência medida veio cerca de 5  $\Omega$  maior que a de projeto. Após o teste de temperatura, foi considerado que a resistência poderia ser menor para aumentar a dissipação. Uma vez que, no sistema final, o aquecimento possui como carga térmica a bateria, placas de

aço, a estrutura metálica, além do impacto da ventilação das câmaras de teste, a velocidade de aquecimento e a temperatura atingida poderiam ser insuficientes. Em razão disso, nas versões seguintes a resistência foi diminuída para  $10 \Omega$ .

### 2.2.2 Seleção dos componentes

A seleção dos componentes é parte fundamental do projeto, em virtude das suas características impactarem diretamente o processo de desenvolvimento dos circuitos e da PCI. Dado que os componentes serão montados na própria placa de aquecimento, a sua temperatura de operação nominal será maior que a temperatura ambiente. Devido a isso, é importante escolher componentes com alta temperatura de operação. Ademais, como o elemento de aquecimento precisa ocupar uma larga área na placa para melhorar a distribuição da temperatura, os circuitos eletrônicos ficarão limitados ao lado esquerdo e em uma área reduzida.

Os desafios de hardware que dependem dessa etapa são:

- a) escolher componentes com protocolos de comunicação e frequências de funcionamento compatíveis;
- b) permitir a interface mais simples possível entre as diversas partes do sistema;
- c) manter as duas fontes de alimentação isoladas;
- d) escolher componentes com capacidade de tensão e corrente suficientes;
- e) realizar o leiaute em uma área limitada a  $32 \text{ mm} \times 94 \text{ mm}$ .

#### 2.2.2.1 DAC

Como já comentado, a frequência máxima de  $2,46 \text{ kHz}$  do PWM do microcontrolador é muito baixa e requereria o uso de indutores e capacitores volumosos. Sendo assim, para aumentar a frequência de chaveamento do conversor, um outro meio de gerar o PWM foi utilizado. O software de controle será alterado para que apenas a razão cíclica seja disponibilizada como sinal de saída e um DAC converte o sinal de controle digital em analógico, o qual pode ser utilizado por um controlador PWM.

O DAC MCP4901 da Microchip foi escolhido.<sup>9</sup> Uma vez que o sinal fornecido pelo DAC varia apenas de  $0$  a  $1 \text{ V}$  e o controle de temperatura ocorre em malha fechada, a resolução do DAC não é crítica, portanto o *Part Number* (PN) de 8 bits foi escolhido. Como a planta do sistema é de natureza térmica, a variação da temperatura é relativamente lenta, assim, a velocidade de atualização do DAC também não é um problema na aplicação.

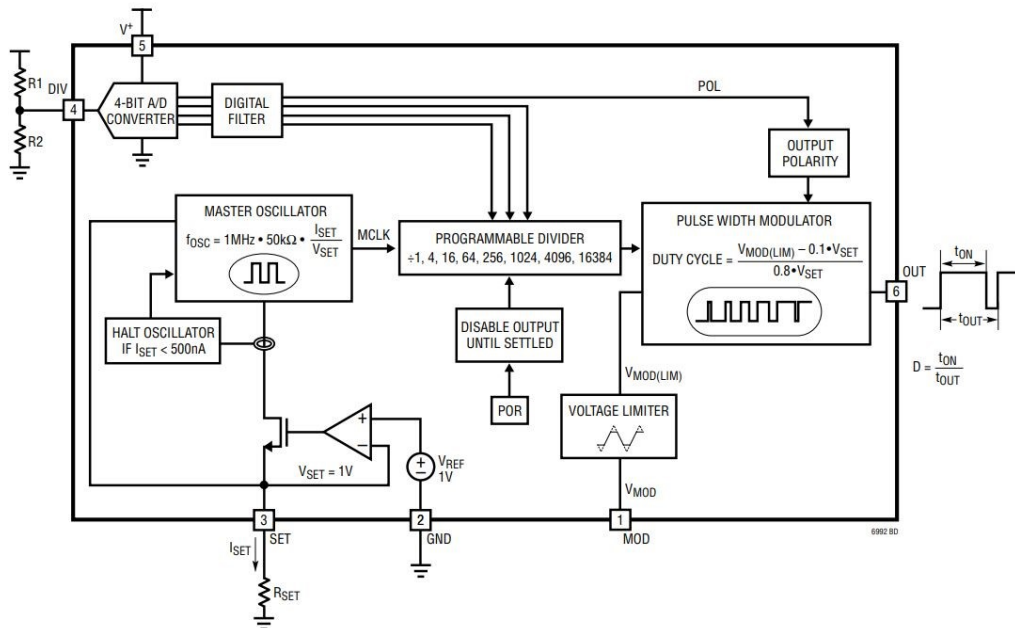


Esse conversor opera até 125 °C e utiliza uma referência de tensão externa, a qual é provida diretamente pelo controlador PWM. Por último, o DAC possui comunicação SPI, sendo compatível com o microcontrolador.

### 2.2.2.2 Controlador PWM

O LTC6992 é uma família de moduladores PWM da Analog Devices.<sup>20</sup> Esse CI utiliza um sinal de tensão como entrada, o qual representa a razão cíclica, e entrega na saída um PWM de 3,81 Hz a 1 MHz. O PN LTC6992-1 foi escolhido por oferecer operação com  $\delta$  de 0% a 100%. A temperatura de operação é até 125 °C e o CI possui um pequeno encapsulamento, além de requerer um baixo número de componentes externos.

Figura 20 - Diagrama do modulador PWM.



Fonte: (20).

A frequência é selecionada mediante um resistor externo conectado ao pino SET, de resistência  $R_{SET}$ , e um divisor de frequência interno ( $N_{DIV}$ ), programado por meio da tensão no pino DIV. A equação 7 é utilizada para o cálculo da frequência desejada:

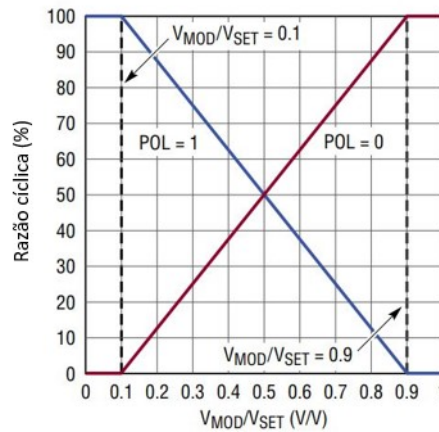
$$f = \frac{1 \text{ MHz} \times 50 \text{ k}\Omega}{N_{DIV} R_{SET}} \quad (7)$$

A relação da razão cíclica de entrada ( $V_{MOD}$ ) com a de saída é definida pela equação 8:

$$\delta = \frac{V_{\text{MOD}} - 100 \text{ mV}}{800 \text{ mV}}. \quad (8)$$

Por fim, a função de transferência estática do CI é selecionada por meio do bit POL, também configurado mediante a tensão no pino DIV. Com POL = 1, a função de transferência é invertida, como na Figura 21.

Figura 21 - Função de transferência do LTC6992 em relação ao bit POL.



Fonte: Adaptada de (20).

### 2.2.2.3 CI Si82394

O Si82394 da Skyworks Solutions foi escolhido para o comando dos MOSFETs. O CI é um *high-side/low-side driver* que opera com uma única entrada PWM. A isolamento galvânica é realizada por intermédio de uma barreira semicondutora, que oferece proteção até 5 kV eficazes. A tensão de alimentação é de até 24 V, corrente de pico máxima de 4 A para acionar as chaves, 30 ns de atraso de propagação e temperatura de operação de até 125 °C.<sup>21</sup>

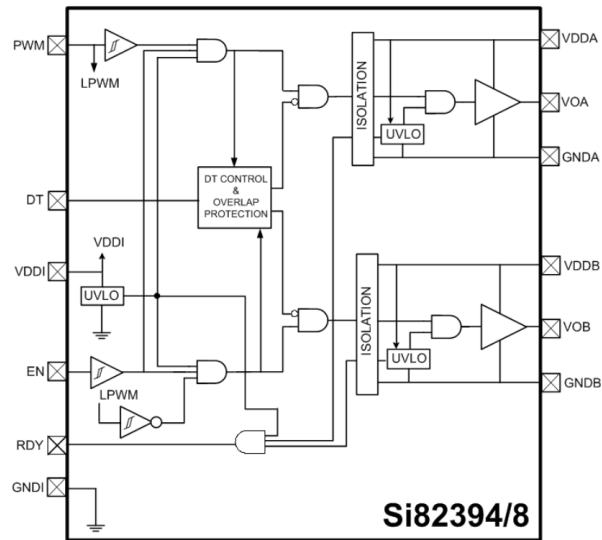
O tempo morto ( $t_m$ ) é realizado internamente e configurado por meio de um resistor externo, de resistência  $R_{DT}$ , conectado ao pino DT e calculado por meio da equação 9:

$$t_m(\text{ns}) = 1,97R_{DT}(\text{k}\Omega) + 2,75. \quad (9)$$

O pino ENABLE permite ligar ou desligar o CI e o pino RDY é uma saída que indica se o componente está em condições normais de operação.

Na Figura 22, vê-se o diagrama interno do componente.

Figura 22 - Diagrama de blocos do Si82394.



Fonte: (21).

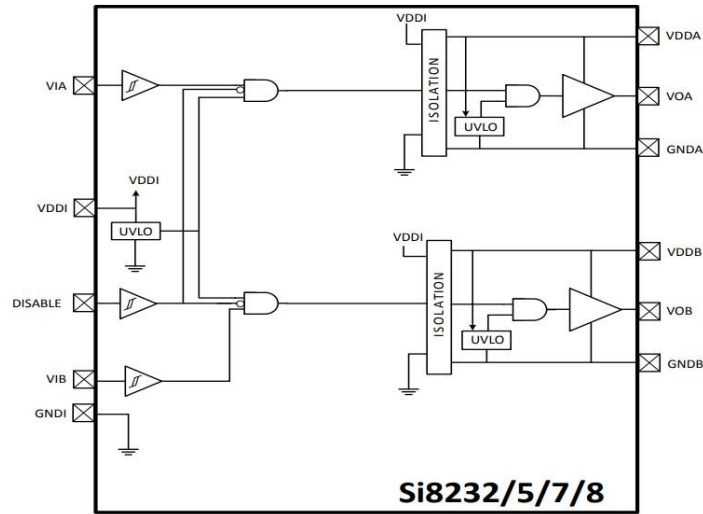
#### 2.2.2.4 CI Si8238

Inicialmente, no projeto do conversor, o Si82394, específico para meia ponte, foi escolhido. Não obstante, devido a problemas de disponibilidade de componentes, foi necessário utilizar outro CI. O único componente similar disponível no mercado no momento de fabricação do protótipo 2 era o Si8238, um *dual-driver* que não possui tempo morto interno e requer duas entradas PWM independentes.<sup>22</sup> Para gerar dois sinais PWM complementares e que não se sobrepusessem, foi adicionado no lado de 5 V uma porta lógica inversora e um circuito de atraso analógico.

Após alguns meses, o CI Si82394 foi novamente disponibilizado no mercado e adquirido. Graças a similaridade dos dois componentes no lado de potência e também nas especificações CA, podem ser substituídos sem problemas, desde que o lado digital esteja de acordo com a especificação de cada CI.

O diagrama de blocos desse componente pode ser visto na Figura 23.

Figura 23 - Diagrama de blocos do Si8238.



Fonte: (22).

### 2.2.2.5 Transistores

Para a escolha da tensão reversa máxima do MOSFET ( $V_{DS}$ ), foi utilizado um fator de segurança de 1,5. Assim, um transistor com capacidade acima de 36 V é suficiente. Após, foi buscado um componente com baixa resistência interna ( $R_{DS}$ ), para reduzir as perdas por condução, e com baixa carga na porta ( $Q_G$ ), para reduzir o tempo e as perdas por chaveamento. O transistor NTMYS8D0N04CTWG da ON Semiconductor foi escolhido.<sup>23</sup> Como parâmetros principais têm-se:  $V_{DS}$  de 40 V,  $R_{DS}$  de 8,1 m $\Omega$ ,  $Q_G$  total de 10 nC e temperatura de junção ( $T_j$ ) máxima de 175 °C.

Cálculos de perdas foram realizados, segundo (24), para analisar a eficiência e o aumento da  $T_j$ . Em razão da  $T_j$  afetar a resistência do canal, foi utilizado o valor em 125 °C, obtido a partir de informações do fabricante em 150% do valor nominal. Neste ponto do desenvolvimento, uma eficiência arbitrária de 90% foi utilizada no cálculo do conversor para considerar as perdas.<sup>15</sup> Além disso, uma razão cíclica de 90% foi utilizada como ponto de operação máximo.

A corrente de saída máxima do conversor ( $I_{out}$ ) é então dada pela equação 9:

$$I_{out} = \frac{V_{in} \delta \eta}{R_A} = \frac{24 \text{ V} \times 90\% \times 90\%}{10 \Omega} = 1,944 \text{ A.} \quad (9)$$

As perdas em Q1 são calculadas nas equações abaixo. Primeiro, calcula-se a perda por condução ( $P_{COND}$ ) com a equação 10:

$$P_{COND\_Q1} = 1,5 R_{DS} I_{out}^2 \delta = 1,5 \times 8,1 \text{ m}\Omega \times 1,944^2 \text{ A} \times 90\% = 41,32 \text{ mW.} \quad (10)$$

Já a perda por chaveamento ( $P_{SW}$ ) é obtida com a equação 11:

$$P_{SW\_Q1} = \frac{1}{2} V_{in} I_{out} (t_r + t_f) f = \frac{1}{2} \times 24 \text{ V} \times 1,944 \text{ A} \times 30 \text{ ns} \times 500 \text{ kHz} \quad (11)$$

$$= 349,92 \text{ mW},$$

em que  $t_r$  e  $t_f$  são os tempos de subida e descida da corrente no transistor, respectivamente. Por último, calcula-se também a perda na porta ( $P_{gate}$ ) por meio da equação 12:

$$P_{gate\_Q1} = Q_G V_{GS} f = 10 \text{ nC} \times 20 \text{ V} \times 500 \text{ kHz} = 100 \text{ mW}. \quad (12)$$

Em seguida, têm-se as perdas em Q2, considerando também o diodo parasita ( $D_{body}$ ). O período de condução do diodo ( $\delta_{bbm}$ ) é considerado igual ao tempo morto e expresso também em porcentagem, escolhido em 2,1075% do período de chaveamento. A perda por condução de Q2 é dada por:

$$P_{COND\_Q2} = 1,5 R_{DS} I_{out}^2 (100\% - \delta - \delta_{bbm}) \quad (13)$$

$$= 1,5 \times 8,1 \text{ m}\Omega \times 1,944^2 \text{ A} \times 7,8925\% = 3,62 \text{ mW}.$$

A perda por chaveamento de Q2 é aproximada como sendo igual a perda na porta.<sup>24</sup> Assim, a perda por chaveamento é obtida pela equação 14:

$$P_{SW\_Q2} = Q_G V_{GS} f = 100 \text{ mW}. \quad (14)$$

Em (24), para simplificar o cálculo das perdas em Q2, o componente foi dividido em um transistor e um diodo. Por essa razão, calcula-se a perda por condução no diodo, dada por:

$$P_{COND\_D_{body}} = V_{sat} I_{out} \delta_{bbm} = 0,84 \text{ V} \times 1,944 \text{ A} \times 2,1075\% = 34,41 \text{ mW}, \quad (15)$$

sendo  $V_{sat}$  a tensão de condução direta do diodo. A corrente de recuperação ( $I_{rr}$ ) é calculada na equação 16, assumindo a forma de onda da corrente como triangular:

$$I_{rr} = \frac{2Q_{rr}}{t_{rr}} = \frac{2 \times 11 \text{ nC}}{24 \text{ ns}} = 0,917 \text{ A}, \quad (16)$$

em que  $Q_{rr}$  é a carga de recuperação reversa e  $t_{rr}$  o tempo de recuperação reversa. No período de recuperação reversa do diodo parasita, as perdas ocorrem em D2 e Q1, segundo a equação 17:

$$P_{rr} = V_{in} t_{rr} \left( \frac{I_{rr}}{2} + I_{out} \right) f = 24 \text{ V} \times 24 \text{ ns} \times \left( \frac{0,917 \text{ A}}{2} + 1,944 \text{ A} \right) \times 500 \text{ kHz} \quad (17)$$

$$= 691,92 \text{ mW}.$$

Os resultados dos cálculos são sumarizados na Tabela 1.

Tabela 1 – Perdas nos transistores.

Componente	Perda (mW)
Q1	$P_{COND} = 41,32$
	$P_{SW} = 349,92$
	$P_{gate} = 100,00$
Q2	$P_{COND} = 3,62$
	$P_{SW} = 100,00$
D <sub>body</sub>	$P_{COND} = 34,41$
Q1 e D <sub>body</sub>	$P_{rr} = 691,92$

Fonte: Autor.

Para simplificar o cálculo da perda de recuperação reversa, essa foi dividida igualmente entre Q1 e D<sub>body</sub>. Desse modo, a perda total máxima em Q1 ( $P_{TOT}$ ) será de 837,71 mW e em Q2 de 482,73 mW.

Em condições idênticas às da folha de especificações, a resistência térmica junção-ambiente ( $R_{\theta_{ja}}$ ) do transistor seria de 39 °C/W, a qual poderia ser utilizada para estimar a sua temperatura de junção. Contudo, o componente está montado em uma placa de alumínio e com dimensões diferentes das fornecidas pelo fabricante, o que altera a sua  $R_{\theta_{ja}}$ .

Ainda assim, foi realizado um cálculo, com valores conservadores, para prever a  $T_j$  do MOSFET. Usando um valor de  $R_{\theta_{ja}}$  três vezes maior que o da folha de dados, a  $T_j$  é estimada na equação 18:

$$T_j = P_{TOT\_Q1} R_{\theta_{ja}} + T_a = 837,71 \text{ mW} \times 117 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W} + 60 \text{ } ^\circ\text{C} = 158,01 \text{ } ^\circ\text{C}, \quad (18)$$

sendo  $T_a$  a temperatura ambiente. Assim sendo, o MOSFET deve ser capaz de suportar a operação, uma vez que opera com  $T_j$  de até 175 °C.

#### 2.2.2.6 Indutor

Considerando a eficiência de 90%, agora uma razão cíclica de 55,55% é necessária para atingir a tensão de saída em 12 V. Nesse ponto de operação, a corrente média fluindo no indutor é de 1,2 A. Um valor típico de projeto é uma razão de 0,2 a 0,4 entre o *ripple* da corrente e a corrente média.<sup>15</sup> Uma razão de 0,4 foi escolhida e resulta em um *ripple* de 0,48 A.

Mediante os dados acima e a equação 4 (p. 41), foi realizada uma comparação (Tabela 2) entre a frequência e indutância necessária. Uma alta frequência de chaveamento é essencial para que valores práticos de indutância sejam alcançados. Todavia, quanto maior a frequência

de comutação, maior é a dissipação devido à perda por chaveamento e a geração de interferência eletromagnética.<sup>13</sup> Em vista disso, uma frequência de 500 kHz foi escolhida.

Tabela 2 - Valores de indutância.

Frequência (kHz)	Indutância (μH)
100	138,9
250	55,6
500	27,8
750	18,5
1000	13,9

Fonte: Autor.

Além da indutância adequada, o indutor deve ser capaz de suportar a corrente máxima (1,944 A) sem resultar em um sobreaquecimento. Com todos os parâmetros determinados, o indutor PA4342.273NLT da Pulse foi escolhido.<sup>25</sup> Esse componente possui uma indutância de 27 μH e 100 mΩ de resistência CC, além de um *footprint* máximo de 11,5 mm×10,3 mm.

A perda máxima no indutor ( $P_L$ ) pode ser calculada por meio da equação 19:

$$P_{L_{MAX}} = 100 \text{ m}\Omega \times 1,944 \text{ A}^2 = 377,91 \text{ mW}. \quad (19)$$

Na corrente nominal de 4 A do componente, ocorre um aumento da temperatura de 40 °C.<sup>25</sup> A temperatura de operação é até 125 °C; por conseguinte, visto que a temperatura ambiente considerada é de 60 °C e o indutor opera seguramente com 4 A em temperatura ambiente de até 85 °C, o mesmo suportará o ponto de operação máximo da aplicação.

#### 2.2.2.7 TIM e isolante térmico

Para melhorar o acoplamento térmico, materiais de interface térmica são utilizados, preenchendo espaços de ar entre superfícies rugosas. Tradicionalmente, no âmbito da eletrônica, são utilizados para reduzir a resistência térmica entre dissipadores de calor e componentes eletrônicos, uma vez que o ar apresenta uma baixa condutividade térmica (0,026 W/m°C).

Como os terminais da bateria estão expostos na placa de instrumentação e a placa de aquecimento é de alumínio, a conexão direta das duas poderia resultar em um curto-circuito na bateria. Em função disso, um TIM que seja isolante elétrico é imprescindível. Em virtude de as

baterias serem pressionadas na estrutura final, é desejado, também, que o material seja compressível.

O material 707-4783 da RS PRO foi escolhido.<sup>26</sup> Esse TIM possui uma condutividade térmica de 12 W/m°C e 1 mm de espessura, com compressibilidade de 90% e isolamento de 12 kV/mm.

Para evitar a perda de calor da placa de aquecimento para a placa de aço, um isolante térmico também foi previsto. O material EYG-Y0912QN3P da Panasonic foi selecionado.<sup>27</sup> O material possui condutividade térmica de 0,02 W/m°C, 1 mm de espessura e temperatura de operação de -20 °C a 100 °C.

### **2.2.3 Projeto da placa de aquecimento**

Após a prova de conceito ser testada e avaliada, e os componentes selecionados, a etapa de projeto da placa de aquecimento completa foi desenvolvida. Primeiro, o elemento de aquecimento foi modificado. Em seguida, o projeto dos circuitos foi realizado, gerando os esquemáticos e leiaute da PCI.

#### *2.2.3.1 Elemento de aquecimento*

Devido ao erro de 5  $\Omega$  na resistência da PoC, o cálculo para o segundo protótipo foi feito para uma resistência de 6,5  $\Omega$ , inserindo uma margem de erro arbitrária, visando obter uma resistência próxima a 10  $\Omega$ . Foi utilizada a mesma espessura de cobre do primeiro protótipo (35  $\mu\text{m}$ ) e uma largura de trilha de 0,2 mm. Assim, o novo comprimento do resistor foi de 2,64 m. A estratégia de reduzir a resistência de projeto se mostrou efetiva, pois a resistência medida foi de  $9,623 \pm 0,191 \Omega$ .

Foi constatado no teste da PoC que a distribuição de temperatura era pouco homogênea fora do centro da placa. Devido à redução do comprimento necessário, a geometria do resistor foi melhorada, aumentando o espaço ocupado na placa e o espaçamento entre as trilhas. O resistor da versão 1 possui uma distância de 0,7 mm entre trilhas, enquanto a versão 2, 1,5 mm. Posto isso, as novas dimensões do resistor são de 77 mm×64 mm.



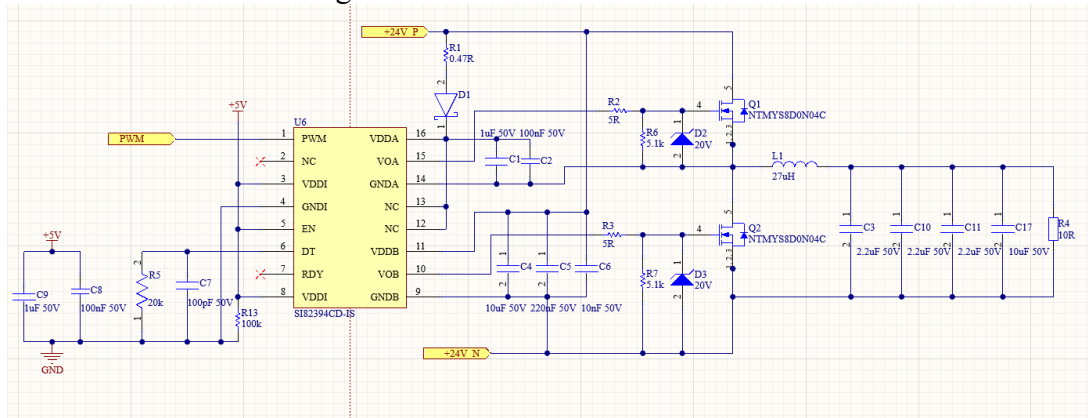
### 2.2.3.2 Desenvolvimento da eletrônica

O projeto da eletrônica foi feito segundo as especificações dos componentes e com o apoio das notas de aplicação (do inglês, *Application Notes*) disponibilizadas pelos fabricantes.

#### 2.2.3.2.1 Projeto do conversor *Buck*

O esquemático do conversor *Buck* empregado é visto na Figura 24.

Figura 24 - Conversor *Buck*.



Fonte: Autor.

O valor de 100 mV foi utilizado como variação permitida da tensão de saída entregue à carga. Assim, o valor da capacitância mínima necessária é obtido pela equação 20:

$$C_{\text{out}} \geq \frac{0,48 \text{ A}}{8 \times 500 \text{ kHz} \times 100 \text{ mV}} \geq 1,25 \mu\text{F}. \quad (20)$$

Capacitores cerâmicos sofrem perda de capacitância de acordo com a tensão a que estão submetidos, em virtude disso, é necessário considerar uma margem adicional.<sup>28</sup> A capacitância final de saída do conversor foi realizada com um capacitor cerâmico de 10  $\mu\text{F}$  e três de 2,2  $\mu\text{F}$ . Ademais, todos os capacitores da placa foram selecionados com uma tensão nominal de 50 V, exceto o capacitor de 10  $\mu\text{F}$  do DAC, de 10 V.

Um resistor de 20 k $\Omega$  e um capacitor de 100 pF foram conectados ao pino DT, o que resulta em um tempo morto de 42,15 ns. O pino ENABLE é conectado à alimentação de 5 V, de forma que o CI está sempre ativado, e conectado ao terra por meio de um resistor de 100 k $\Omega$ , de acordo com a folha de especificações. No lado de 5 V, foram adicionados capacitores de desacoplamento de 1  $\mu\text{F}$  e 100 nF ao pino VDDI. No lado de 24 V, foram adicionados

capacitores de 10  $\mu\text{F}$ , 220 nF e 10 nF para desacoplamento e para suprir as correntes necessárias para o acionamento dos transistores. Um outro capacitor de 10  $\mu\text{F}$  (C18) foi adicionado na entrada da alimentação de 24 V, como capacitor de entrada do conversor *Buck*, limitando o *ripple* na tensão de entrada, e pode ser visto na Figura 29 (p. 64).

O circuito de acionamento do Si82394 é limitado em 4 A de pico ( $I_{\text{OPK}}$ ) e possui uma resistência interna de *pull-up* de 2,7  $\Omega$  e de *pull-down* de 1  $\Omega$  ( $R_{\text{N}}$ ). Para limitar a corrente, usa-se um resistor externo na porta, de resistência  $R_{\text{G}}$ , e por meio da equação 21, utilizando a menor resistência interna do CI, estima-se seu valor:

$$R_{\text{G}} = \frac{V_{\text{DD2}}}{I_{\text{OPK}}} - R_{\text{N}} = \frac{24 \text{ V}}{4 \text{ A}} - 1 \Omega = 5 \Omega. \quad (21)$$

Um resistor de 5,1 k $\Omega$  foi adicionado em paralelo à porta do MOSFET, agindo como *pull-down*. Esse resistor garante um nível de tensão determinado em  $V_{\text{GS}}$ , quando o transistor não estiver sendo acionado, além de reduzir o risco de acionamento indesejado por tensões induzidas.<sup>19</sup> Devido à tensão  $V_{\text{GS}}$  máxima do componente ser de 20 V, diodos zener de 20 V foram adicionados em paralelo. O diodo MMSZ4707T1G da Onsemi foi empregado.<sup>29</sup>

Em função da topologia de meia ponte, quando alimentada por apenas uma fonte, requerer uma tensão sobre a porta de Q1 acima da tensão de alimentação, um circuito de *bootstrap* é necessário. O esquema básico do *bootstrap* é o uso de um capacitor (aqui, C1 e C2) que supre a tensão e carga necessárias à porta de Q1 e é carregado por meio do resistor R1 e do diodo D1. A carga total ( $Q_{\text{CB}}$ ), a ser suprida por esse capacitor, é composta majoritariamente pela carga da porta do transistor e pela corrente de bias do canal VDDA ( $I_{\text{VDDA}}$ ) e é estimada pela equação 22:

$$Q_{\text{CB}} = Q_{\text{G}} + \frac{I_{\text{VDDA}}}{f} = 10 \text{ nC} + \frac{3 \text{ mA}}{500 \text{ kHz}} = 16 \text{ nC}. \quad (22)$$

A capacitância de *bootstrap* mínima ( $C_{\text{B}}$ ) pode ser calculada por meio da carga total necessária e da variação permitida na tensão  $V_{\text{DDA}}$ , cuja variação de 1% da tensão total foi utilizada, e é dada na equação 23:

$$C_{\text{B}} \geq \frac{Q_{\text{CB}}}{\Delta V_{\text{DDA}}} \geq \frac{16 \text{ nC}}{1\% \times 24 \text{ V}} \geq 66,67 \text{ nF}. \quad (23).$$

Com isso, para o circuito de *bootstrap*, os capacitores C1 (1  $\mu\text{F}$ ) e C2 (100 nF) foram utilizados. Devido à perda de capacitância por polarização, a capacitância total de *bootstrap* é de 210 nF.<sup>30, 31</sup> Segundo (32), é recomendado que a constante de tempo do circuito Resistor-Capacitor (RC) de *bootstrap* seja pelo menos 3 vezes menor do que o menor tempo de condução de Q2 ( $t_{\text{Hmin}}$ ), calculado na equação 24:

$$t_{Hmin} = \frac{1 - \delta_{MAX}}{f} - t_m = \frac{1 - 90\%}{500 \text{ kHz}} - 42,15 \text{ ns} = 157,85 \text{ ns}. \quad (24)$$

Por sua vez, a resistência de *bootstrap* ( $R_B$ ) é calculada levando em consideração o tempo mínimo de condução de Q2 e a capacitância de C2, por meio da equação 25:

$$R_B \leq \frac{157,85 \text{ ns}}{3 \times 210 \text{ nF}} \leq 0,25 \Omega. \quad (25)$$

Todavia, ao se utilizar um resistor de valor tão baixo, a corrente de partida sobre o diodo D1 seria de 96 A. Foi optado por utilizar uma constante RC igual a  $t_{Hmin}$ , assim o resistor deve ser menor que 0,71  $\Omega$ , em que R1 de 0,47  $\Omega$  foi utilizado. Ainda assim, o maior tempo de carregamento não será um problema, pois, como calculado na equação 23, a perda de carga desses capacitores a cada período de chaveamento será menor que 1% da carga total.

A corrente de partida ( $I_{inrush}$ ) é obtida pela equação 26:

$$I_{inrush} = \frac{24 \text{ V} - 0,8 \text{ V}}{0,47 \Omega} = 49,36 \text{ A}. \quad (26)$$

O diodo D1 deve ser capaz de conduzir essa corrente repetidamente sem sofrer esforços exacerbados. Logo, o diodo SS30100HE\_R1\_00001SS30100HE da PANJIT foi utilizado.<sup>33</sup> Esse componente possui tensão reversa de 100 V, corrente de pico de surto de 80 A e uma queda de tensão direta máxima de 0,8 V.

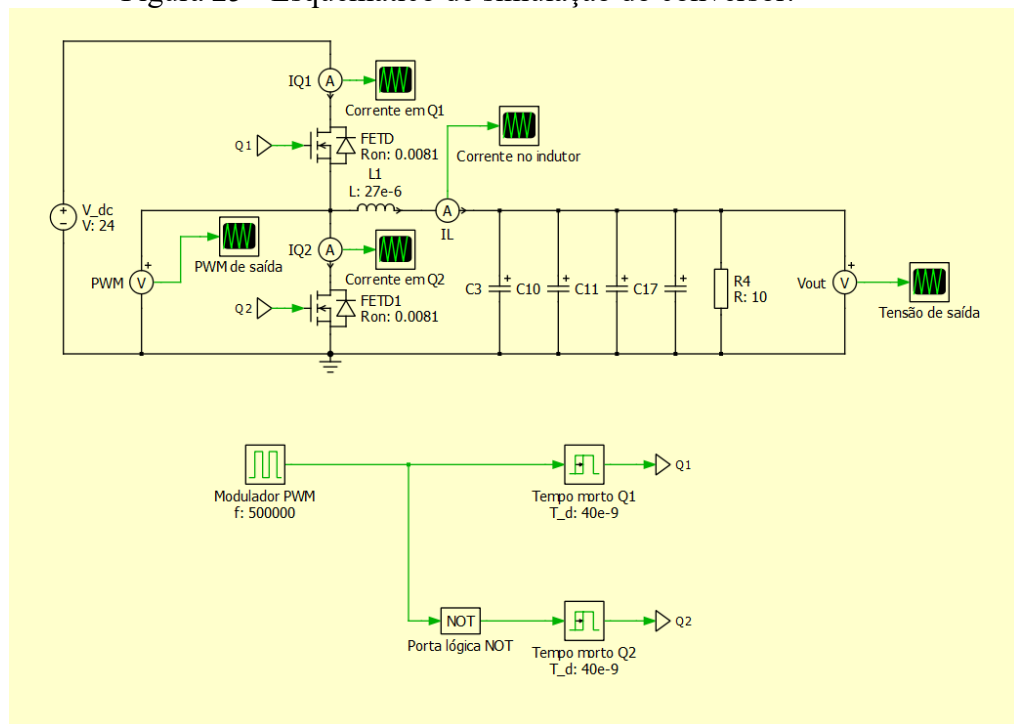
Diante do exposto, o cálculo de perdas no CI de comando foi realizado para confirmar se o ponto de operação é viável. Segundo o fabricante, as perdas podem ser estimadas fazendo uso da equação 27:

$$P_{GD} = V_{DD1}I_{DD1} + 2 V_{DD2}I_{DD2} + fQ_GV_{DD2} \frac{R_P}{R_P + R_G} + fQ_GV_{DD2} \frac{R_N}{R_N + R_G} + 2fC_{INT}V_{DD2}^2 = 606,2 \text{ mW}. \quad (27)$$

Utilizando o valor de  $R_{\theta_{ja}}$  fornecido pelo fabricante (59 °C/W), a temperatura de junção à temperatura ambiente de 60 °C seria de 95,76 °C, abaixo do máximo permitido, porém ainda imprecisa por motivo do não conhecimento da  $R_{\theta_{ja}}$  efetiva na placa. Por conseguinte, as maiores perdas no conversor foram estimadas e somam 2,3 W. Em operação com razão cíclica de 90%, a eficiência teórica é de 95,07%.

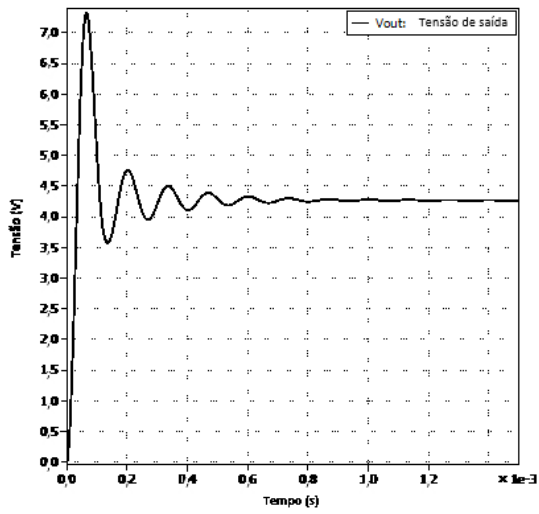
Com isso, conclui-se o projeto da eletrônica relacionada ao conversor *Buck*. Para confirmar a sua operação, uma simulação foi realizada. A simulação foi em malha aberta e a resposta ao degrau do conversor e a operação em regime permanente foram analisadas. O esquema da simulação (Figura 25) e as respostas transitórias (Figura 26 e Figura 27) podem ser vistos abaixo, em seguida, os resultados numéricos na Tabela 3.

Figura 25 - Esquemático de simulação do conversor.

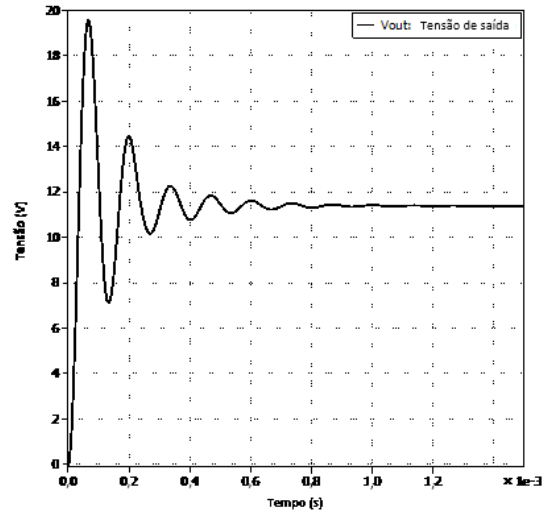


Fonte: Autor.

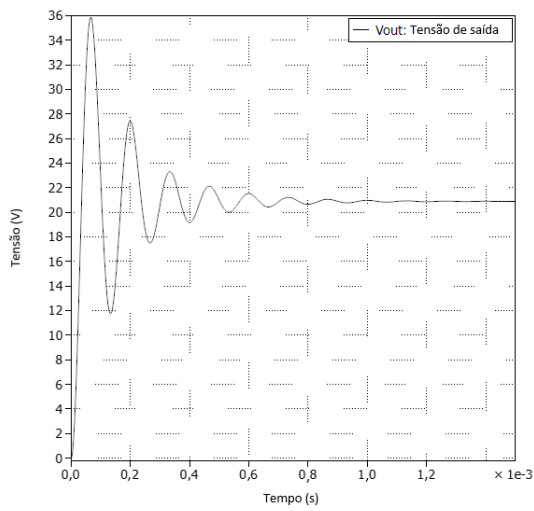
Figura 26 - Tensão de saída para razão cíclica de 20% (a), 50% (b) e 90% (c).



(a)



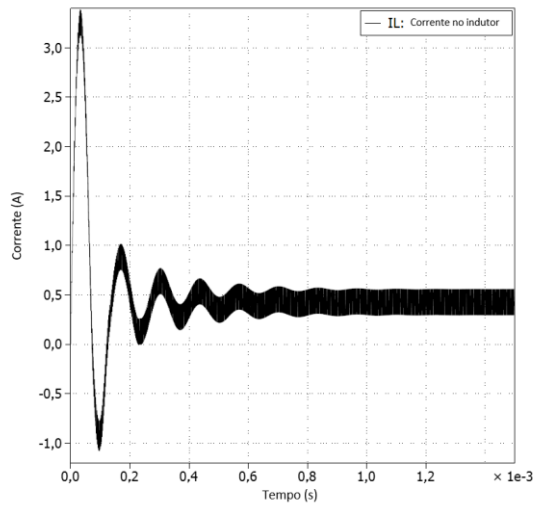
(b)



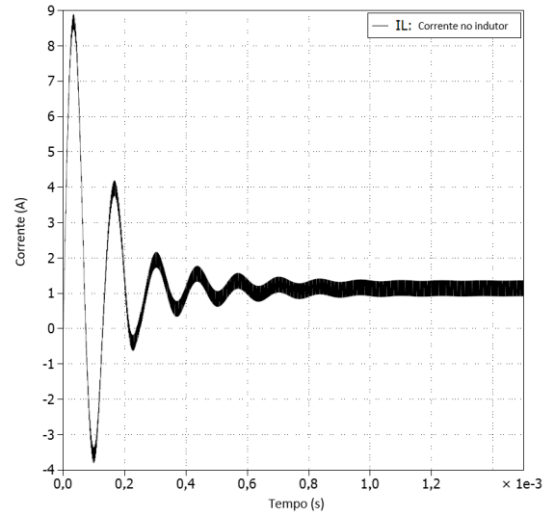
(c)

Fonte: Autor.

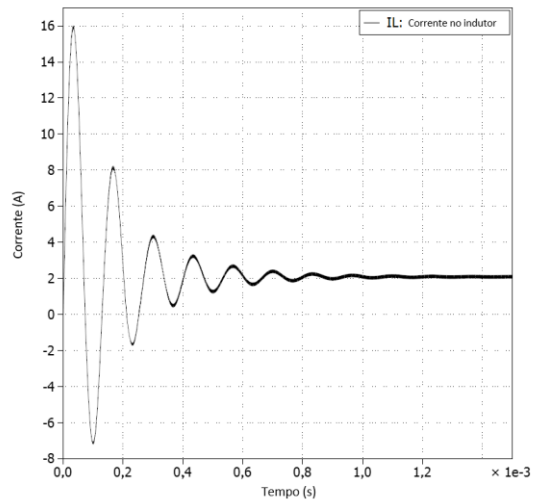
Figura 27 - Corrente no indutor para razão cíclica de 20% (a), 50% (b) e 90% (c).



(a)



(b)



(c)

Fonte: Autor.

Tabela 3 – Resultados das simulações.

	<i>Overshoot</i>	Regime permanente	<i>Ripple</i>
<b><math>\delta = 20\%</math></b>			
$V_{out}$ (V)	7,34	4,27	
$I_L$ (A)	3,36	0,42	0,26
<b><math>\delta = 50\%</math></b>			
$V_{out}$ (V)	19,56	11,40	
$I_L$ (A)	8,80	1,14	0,43
<b><math>\delta = 90\%</math></b>			
$V_{out}$ (V)	35,86	20,90	
$I_L$ (A)	16,01	2,09	0,19

Fonte: Autor.

A tensão de saída apresenta um comportamento oscilatório com um *overshoot* de 71,58%. O *overshoot* é indesejado, porém não crítico, já que permanece abaixo da tensão de dreno máxima do MOSFET. Esse mesmo comportamento é observado na corrente, o que gera picos de dissipação no indutor e nos transistores, mas apenas por alguns microsegundos. O fator de amortecimento do circuito ( $\zeta$ ) é dado pela equação 28:

$$\zeta = \frac{1}{2R_A} \sqrt{\frac{L}{C_{out}}} = 0,0638. \quad (28)$$

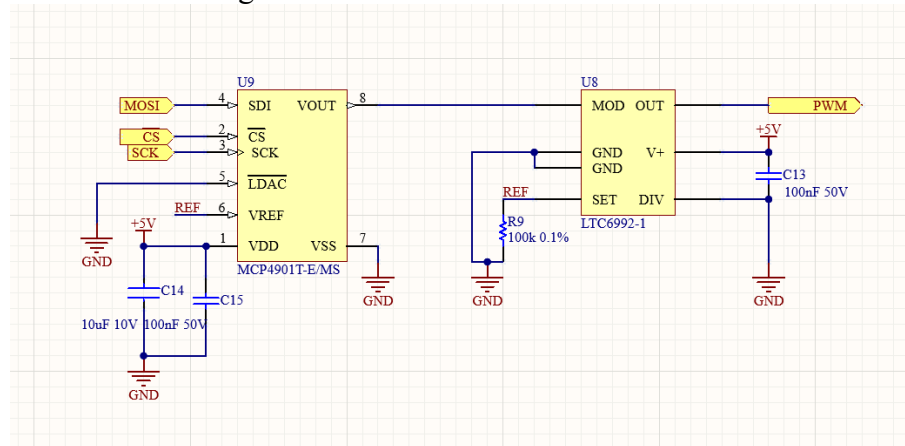
Seu valor é extremamente baixo e resulta em um *overshoot* teórico de 81,81%, calculado pela equação 29:

$$Overshoot = e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \times 100\% = 81,81\%. \quad (29)$$

#### 2.2.3.2.2 Projeto do circuito do PWM

O esquemático do circuito de geração do PWM é visto na Figura 28.

Figura 28 - Circuito do PWM.



Fonte: Autor.

Como tensão de referência do DAC (pino VREF), a tensão disponibilizada pelo pino SET do LTC6992-1 foi utilizada, já que é apropriada para isso. O pino LDAC foi conectado ao terra, assim, a saída do DAC é automaticamente atualizada após a recepção de uma mensagem válida. Capacitores cerâmicos de 10  $\mu\text{F}$  e de 100 nF foram adicionados ao pino de alimentação do DAC para desacoplamento, seguindo parcialmente a folha de especificações, que recomenda um capacitor de 10  $\mu\text{F}$  de tântalo.

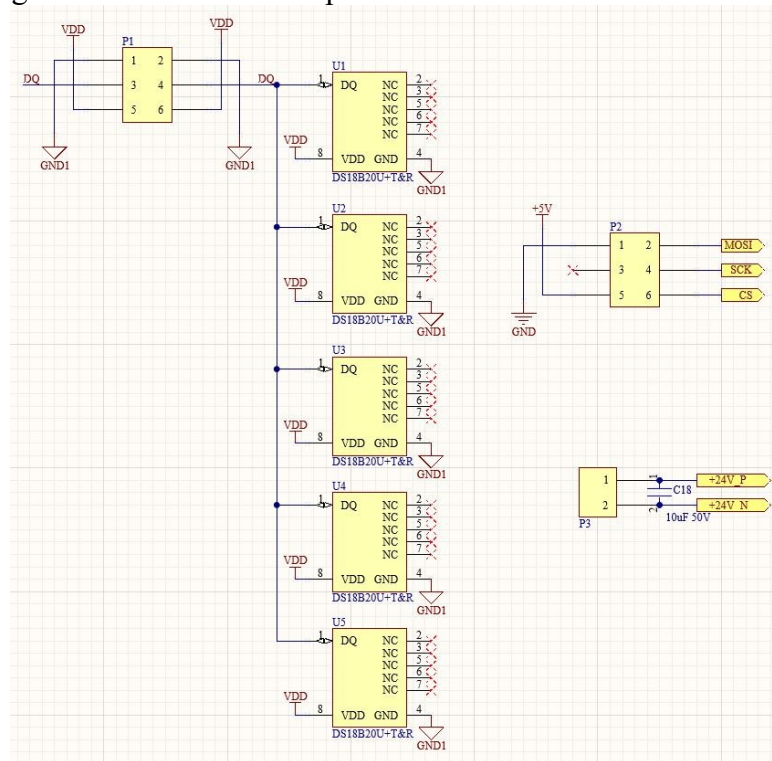
Em relação ao LTC6992, visto que se deseja que a razão cíclica na saída seja equivalente a de entrada, a função de transferência com  $\text{POL} = 0$  foi utilizada. Um resistor de 100 k $\Omega$ , conectado ao pino SET, e o pino DIV, conectado ao terra, resultam em uma frequência de 500 kHz. Esse resistor foi escolhido com tolerância de 0,1% para obter-se uma frequência de chaveamento com baixa variação. Um capacitor de 100 nF foi adicionado ao pino de alimentação, segundo recomendação do fabricante.

#### 2.2.3.2.3 Conectores e sensores

Por último, na execução dos circuitos, os conectores e sensores foram adicionados e o esquemático é visto na Figura 29. Para a alimentação de 24 V, foi utilizado o conector 2061-602/998-404 da WAGO.<sup>34</sup> Para o barramento 1-Wire dos sensores de temperatura, foi utilizado o conector 3020-06-0300-00 da CNC Tech e, para o barramento SPI e tensão de 5 V da placa de aquecimento, também.<sup>35</sup>



Figura 29 - Conectores da placa e circuito dos sensores.



Fonte: Autor.

### 2.2.3.3 Leiaute e estrutura mecânica

A etapa de leiaute é essencial à operação satisfatória dos circuitos e crucial para a conexão dos diversos componentes. Por causa da limitação do leiaute em apenas uma camada, vias e planos na camada inferior não puderam ser utilizados. Em razão disso, o posicionamento dos componentes foi crítico para que todas as conexões pudessem ser realizadas e também garantindo um bom caminho de retorno para as correntes, de forma a reduzir a interferência eletromagnética.

Com os esquemáticos prontos, o desenho da placa de aquecimento, compreendendo o conversor, os sensores, os conectores e o resistor de aquecimento, foi realizado. A placa possui 130 mm×100 mm. Cortes foram adicionados entre os circuitos e o resistor para reduzir o acoplamento térmico, com a finalidade de manter o lado esquerdo da placa a uma temperatura menor do que o direito.

No desenvolvimento do leiaute, foi buscado uma distribuição compacta dos componentes, principalmente dos transistores e de seus circuitos de chaveamento. O circuito dos transistores deve ser o menor possível e ocupar uma pequena área para reduzir a indutância parasita. No lado de 24 V, planos de cobre, ao invés de trilhas, foram largamente empregados

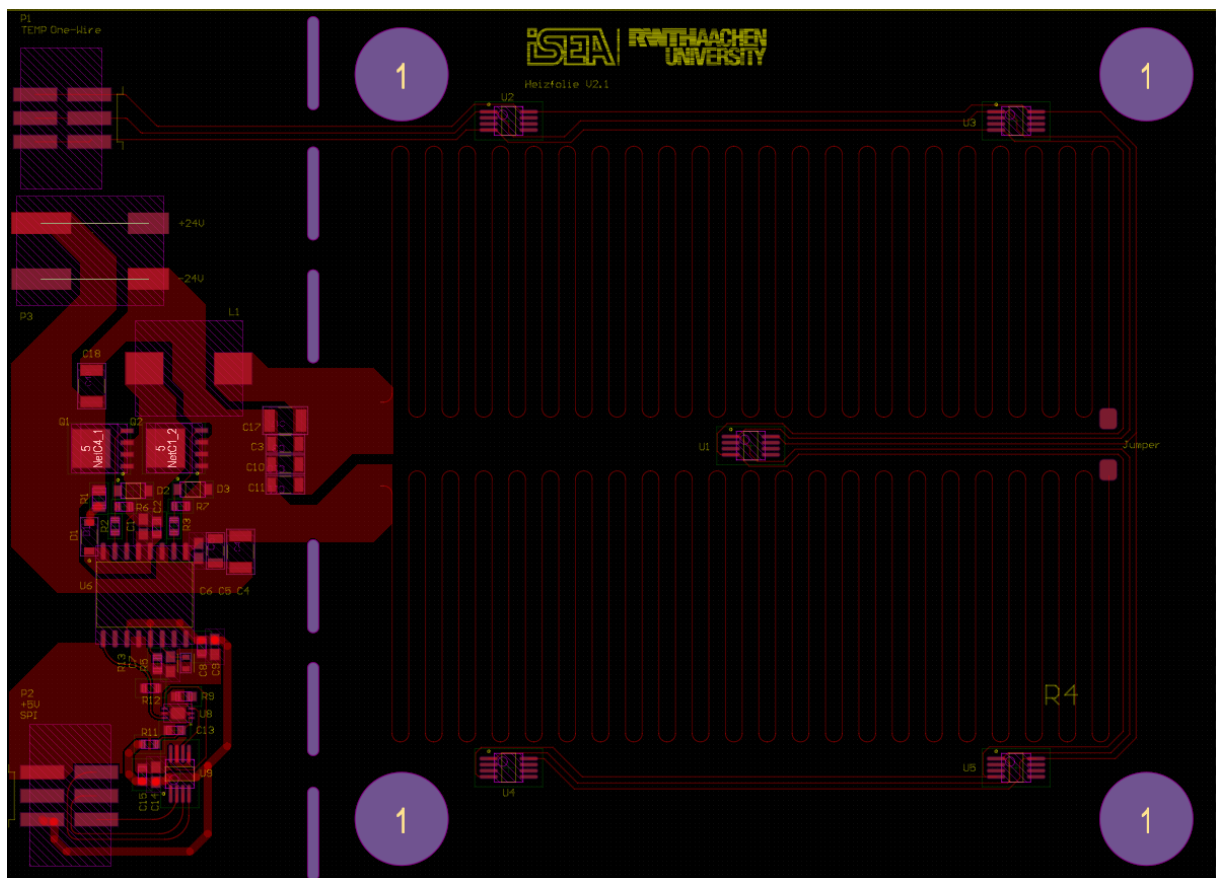
para reduzir a resistência e o aquecimento gerado. Como boa prática, os capacitores de desacoplamento foram posicionados o mais próximo possível dos pinos aos quais estão conectados.

Para o *jumper* SMD do resistor de aquecimento, o componente S1731-46R da Harwin foi utilizado.

A fim de oferecer maior robustez mecânica ao sistema, uma chapa de aço foi elaborada no SOLIDWORKS, a qual é montada na placa de aquecimento. A necessidade dessa chapa é em virtude das baterias serem pressionadas. Uma distribuição de pressão homogênea melhora a resistência interna de baterias do tipo *pouch bag* e sua capacidade.<sup>36</sup> Devido à fina espessura da placa de alumínio (1,5 mm), uma flexão poderia ocorrer, o que é indesejado, uma vez que físsuras internas poderiam ocorrer nas baterias. A chapa mais grossa (10 mm) garante que a pressão seja transmitida à bateria adequadamente.

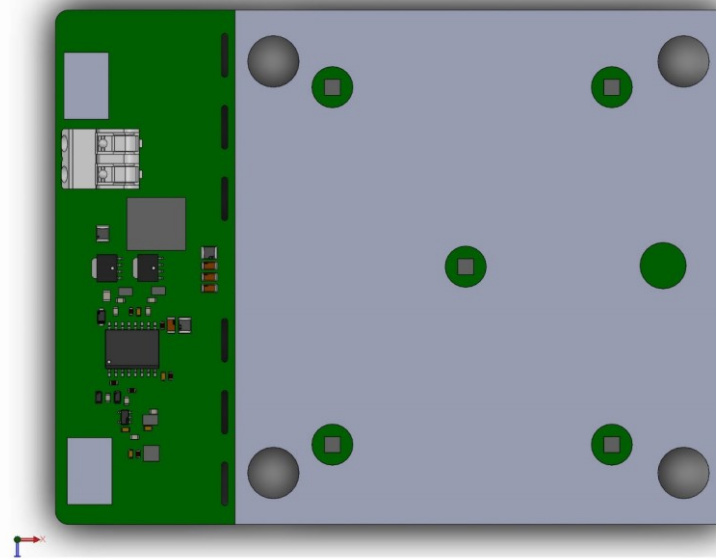
Finalmente, o leiaute da placa no Altium pode ser visto na Figura 30 e a chapa de aço na Figura 31.

Figura 30 – Leiaute da placa de aquecimento.



Fonte: Autor.

Figura 31 – Representação da placa de aço.



Fonte: Autor.

#### 2.2.4 Segundo protótipo

A versão da placa que chegou a ser produzida e submetida a testes pode ser vista na Figura 32. A única diferença entre esse protótipo e a placa final exposta na seção anterior é o lado de 5 V e o circuito do PWM, que possui componentes adicionais, comentados em 2.2.2.4 (p. 50). Neste protótipo, o CI Si8238 foi utilizado e a resistência de aquecimento medida era de 9,44  $\Omega$ .

Figura 32 - Protótipo 2 da placa de aquecimento.



Fonte: Autor.

## 2.3 RESULTADOS

Nesta seção são apresentados os ensaios realizados nos protótipos. O primeiro protótipo foi ensaiado apenas em relação à temperatura na placa. Já o segundo protótipo foi ensaiado tanto em temperatura quanto na operação dos circuitos. O *setup* utilizado para os testes é comentado, bem como os resultados obtidos.

Para a realização dos ensaios foram utilizados os seguintes equipamentos:

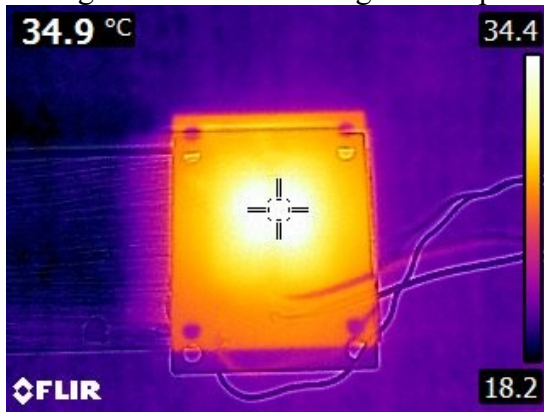
- a) Fonte de alimentação NGL202, 0 – 20 V, -3 – 6 A, 60 W, da ROHDE & SCHWARZ;
- b) Fonte de alimentação HMP2030, 0 – 32 V, 0 – 5 A, 80 W, da HAMEG Instruments;
- c) Gerador de funções DG1022Z, 2 canais, 25 MHz, 200 MSa/s, da RIGOL;
- d) Osciloscópio digital HM0724, 70 MHz, 2 GSa, da ROHDE & SCHWARZ;
- e) Multímetro 37XR-A, *TRUE-RMS*, da AMPROBE;
- f) Câmera infravermelha FLIR-E6390, da Teledyne FLIR.

### 2.3.1 Primeiro protótipo

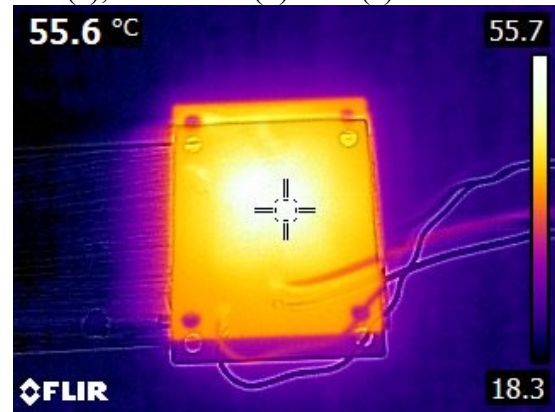
A prova de conceito da placa de aquecimento foi ensaiada em temperatura. A fim de medir a temperatura atingida e avaliar a sua distribuição na placa, a câmera infravermelha foi utilizada. Primeiramente, a placa foi coberta com uma camada de grafite fosco para aumentar a emissividade e eliminar irregularidades superficiais.<sup>37</sup> A fonte NGL202 foi utilizada neste ensaio.

A placa foi alimentada com 20 V, equivalente a uma operação com razão cíclica de 83,33%. A resistência da placa ensaiada era de 20,4  $\Omega$ , o que resulta em uma dissipação de cerca de 19,61 W. Na Figura 33, são vistas algumas fotos ao longo do ensaio. Foi medida a temperatura a cada minuto, durante 10 minutos, e o gráfico resultante pode ser visto na Figura 34.

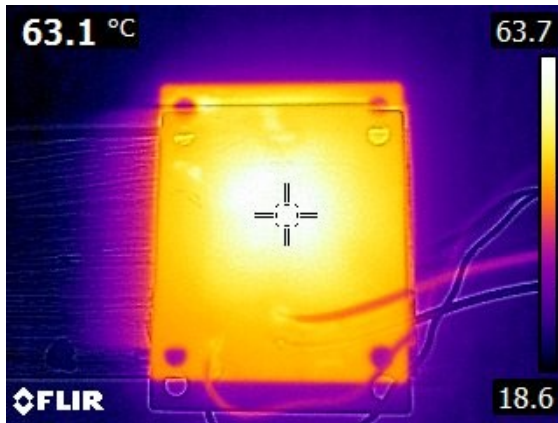
Figura 33 - Fotos termográficas após: 1 minuto (a), 5 minutos (b) e 10 (c) minutos.



(a)



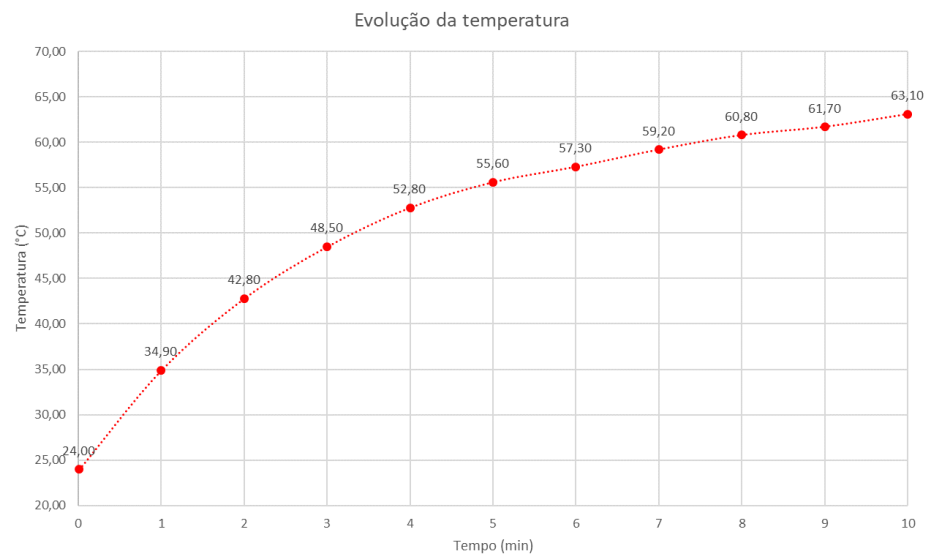
(b)



(c)

Fonte: Autor.

Figura 34 - Perfil de aquecimento.



Fonte: Autor.

A temperatura nos pontos é a média medida pelo termógrafo. Na Figura 33, vê-se que a distribuição da temperatura não é suficientemente homogênea, uma vez que o centro da placa está em branco e grande parte em amarelo e laranja, o que pode representar uma diferença de até 20 °C. O aquecimento ocorreu com uma taxa em torno de 3,91 °C/min, no entanto, o ponto de operação já era próximo do máximo.

O efeito de aumento da resistência, conforme a placa esquenta, não foi avaliado, porém resulta na redução da dissipação de potência e, conseqüentemente, da taxa de aumento da temperatura.

### 2.3.2 Segundo protótipo

Foram realizados testes para checar o funcionamento do protótipo 2. A princípio, o conversor *Buck* não funcionava e investigações foram realizadas para solucionar os problemas. O circuito de geração do PWM, que foi adaptado ao Si8238, não era eficaz em implementar o tempo morto corretamente. Devido a isso, o segundo protótipo não era funcional.

Foi realizada uma alteração no *setup* dos testes e na placa, de modo a permitir a realização dos ensaios e obter resultados sobre o equipamento desenvolvido até o momento. Com as mudanças realizadas, a placa pode ser ensaiada em temperatura, além da avaliação das formas de onda e desempenho do conversor *Buck*. O funcionamento do DAC e dos sensores de temperatura também foi evidenciado.

#### 2.3.2.1 Testes dos circuitos

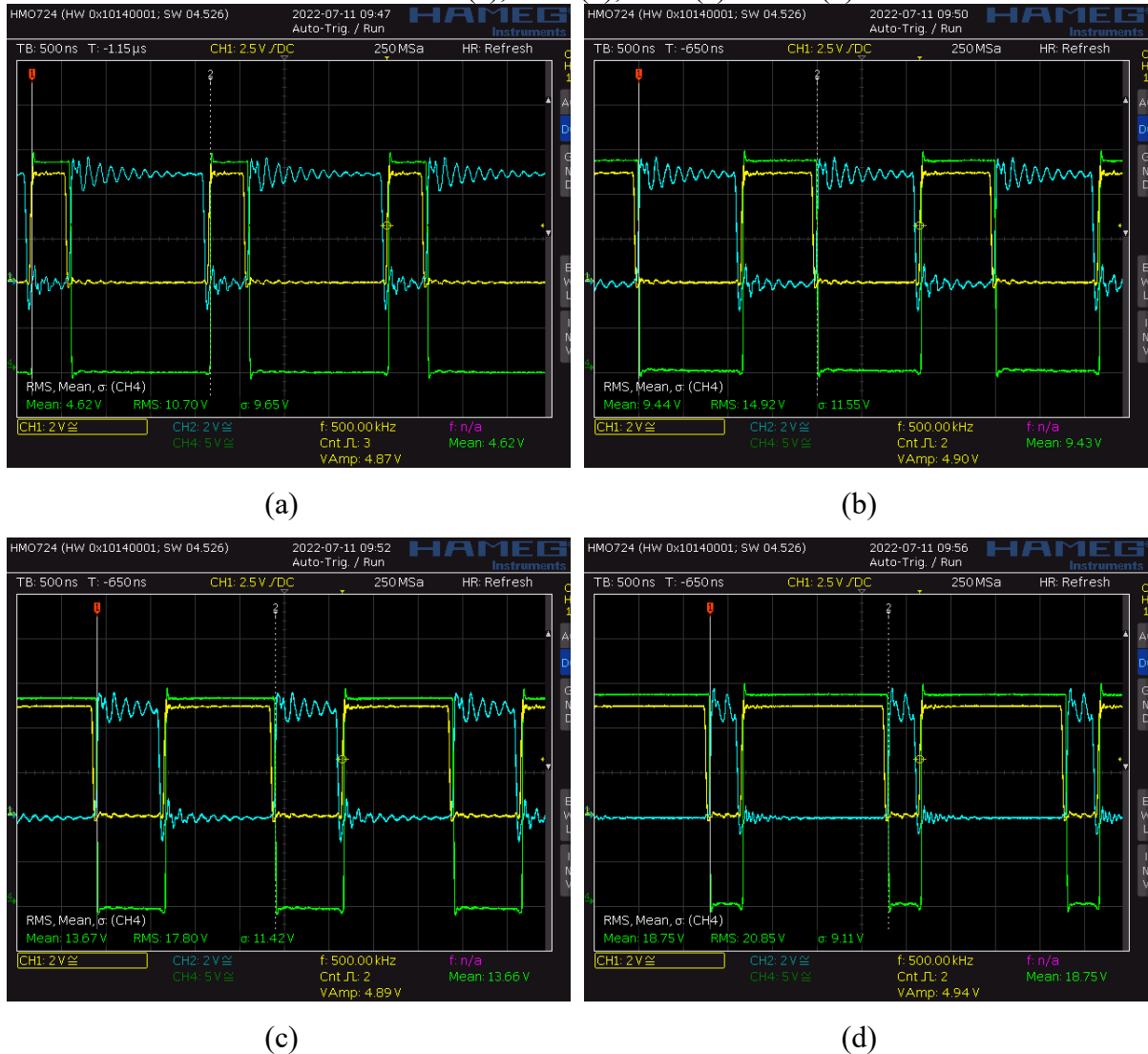
Diversos testes foram realizados averiguando a operação de todos os circuitos da placa.

##### 2.3.2.1.1 Conversor *Buck* com CI Si8238

Em consequência do problema de geração do PWM, para esse teste, os sinais foram gerados pelo gerador de funções e conectados diretamente à entrada do *driver*. Mediante isso, o conversor operou satisfatoriamente. A fonte HMP2030 foi utilizada para a tensão de 24 V e a fonte NGL202 para a tensão de 5 V. Essa mesma configuração foi utilizada para os testes de temperatura em 2.3.2.2 (p.75).

A forma de onda no nó de chaveamento da meia ponte foi analisada com o auxílio do osciloscópio. A razão cíclica foi avaliada em 20%, 40%, 60% e 80%. Os resultados obtidos são expostos na Figura 35.

Figura 35 - PWM A no canal 1, PWM B no canal 2 e PWM de saída no canal 4 para razão cíclica de 20% (a), 40% (b), 60% (c) e 80% (d).



Fonte: Autor.

### 2.3.2.1.2 Conversor *Buck* com CI Si82394

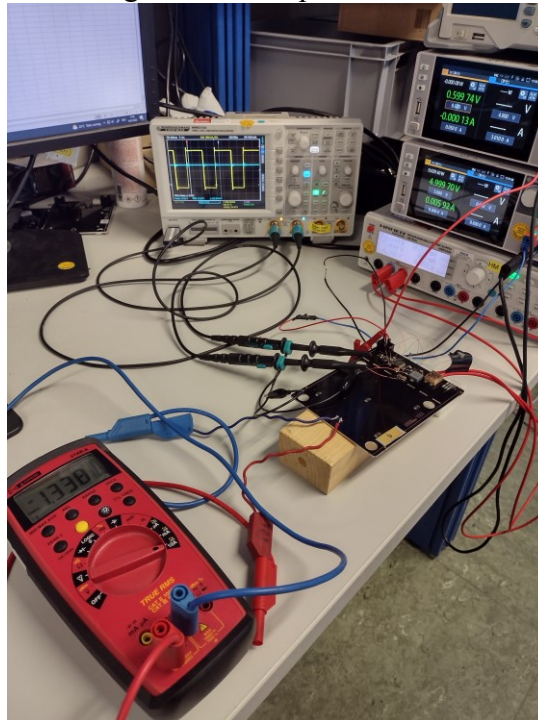
Visto que o Si82394 será utilizado na próxima versão da placa de aquecimento, foi realizado um teste também com esse componente. O protótipo 2 foi modificado recorrendo à adição de componentes externos, *jumpers* e cortes nas trilhas, permitindo a montagem desse CI. Como no teste anterior, a fonte HMP2030 foi utilizada para 24 V e a fonte NGL202 para 5 V.



Uma outra fonte NGL202 foi utilizada para alimentar diretamente a entrada analógica do LTC6992, ao invés de utilizar o gerador de funções ou o DAC. Foi entregue uma tensão de 0,2 V, 0,4 V, 0,6 V e 0,8 V ao componente, resultando em uma razão cíclica de saída de 12,5%, 37,5%, 62,5% e 87,5%, respectivamente. Novamente, o PWM na saída da meia ponte foi medido, bem como a tensão de saída sobre o resistor de aquecimento. A corrente de saída foi medida por intermédio do amperímetro do multímetro, possibilitando o cálculo da eficiência do conversor e a observação do aumento da resistência.

Desse modo, foi confirmado que o CI poderia ser substituído sem problemas e que a geração do PWM pelo LTC6992 também estava funcionando. O *setup* do teste pode ser visto na Figura 36.

Figura 36 - *Setup* do ensaio.

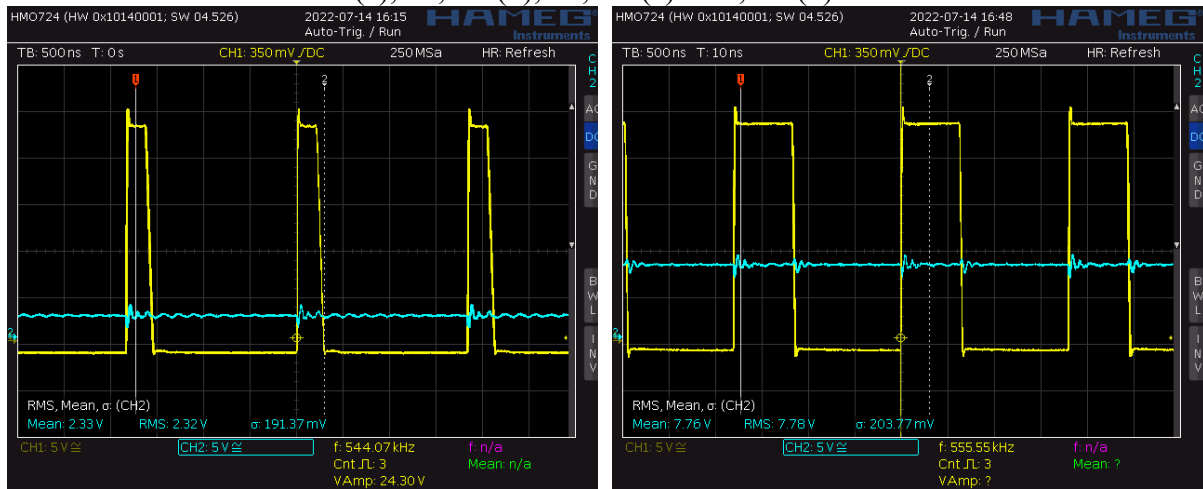


Fonte: Autor.

Os resultados podem ser vistos na Figura 37 e na Tabela 4.

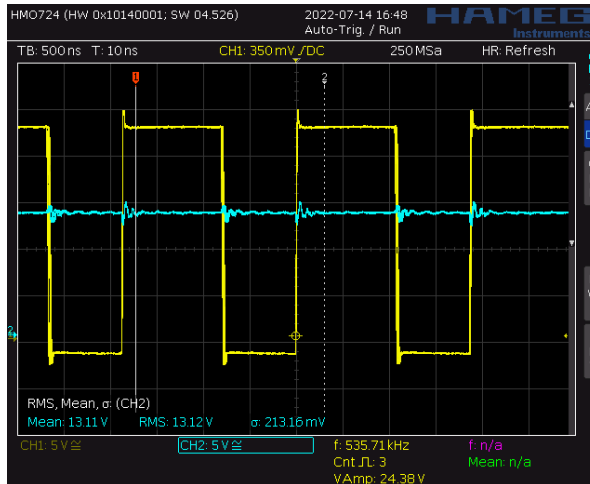


Figura 37 - PWM de saída no canal 1 e tensão de saída no canal 2 para razão cíclica de 12,5% (a), 37,5% (b), 62,5% (c) e 87,5% (d).

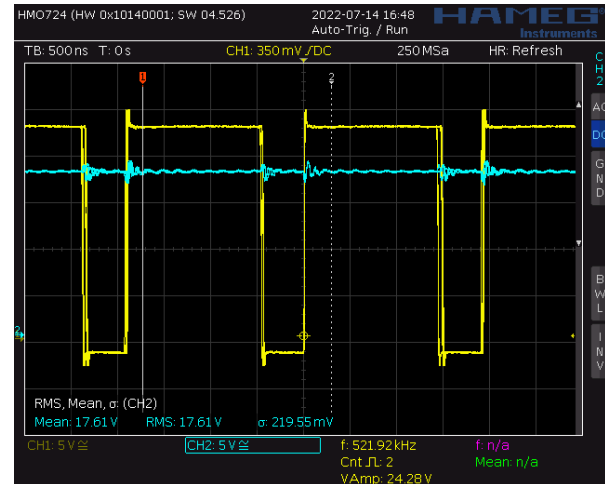


(a)

(b)



(c)



(d)

Fonte: Autor.

Tabela 4 - Desempenho do conversor *Buck*

$V_{in}$ (V)	$I_{in}$ (A)	$\delta$	$f$ (kHz)	$V_{out}$ (V)	$I_{out}$ (A)	$R_A$ ( $\Omega$ )	$P_{in}$ (W)	$P_{out}$ (W)	$\eta$
24	0,102	12,5%	544,07	2,33	0,268	8,69	2,46	0,62	25,41%
24	0,357	37,5%	555,55	7,76	0,792	9,80	8,57	6,15	71,73%
24	0,840	62,5%	535,71	13,11	1,287	10,19	20,17	16,87	83,66%
24	1,251	87,5%	521,92	17,61	1,516	11,62	30,02	26,70	88,92%

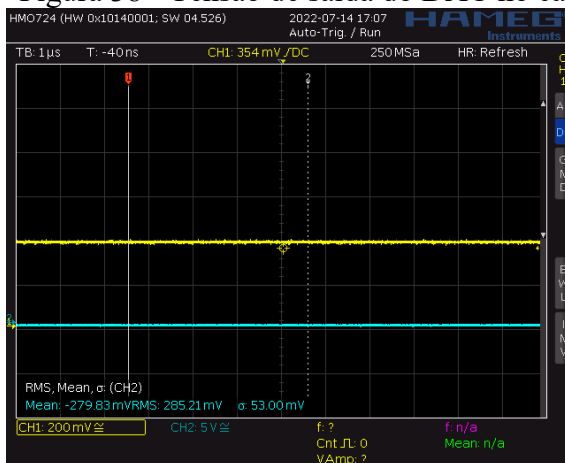
Fonte: Autor.

### 2.3.2.1.3 Teste do DAC

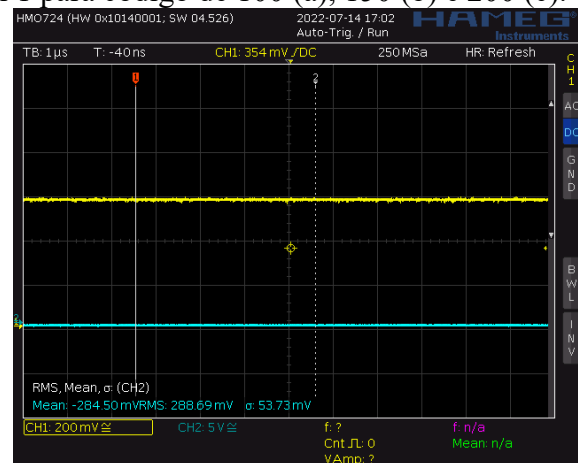
O DAC utilizado funciona com código *straight binary*. Porque sua mensagem de dados possui 8 bits, o DAC recebe na sua entrada código que representa de 0 a 255/256 da tensão de referência. Um programa foi utilizado com a placa de controle para enviar a razão cíclica ao DAC, e a tensão de saída foi medida com o osciloscópio. Foram enviadas as palavras 100, 150 e 200, que representam uma tensão de saída de 0,39 V, 0,58 V e 0,78 V, respectivamente.

A tensão de saída do DAC pode ser vista na Figura 38, no canal 1. O canal 2 está em aberto, sendo apenas uma referência visual da tensão de 0 V. Observa-se que a tensão de saída foi corretamente gerada próxima de 0,4 V, 0,6 V e 0,8 V. Nesse teste, a placa de controle fornecia a tensão de 5 V ao DAC.

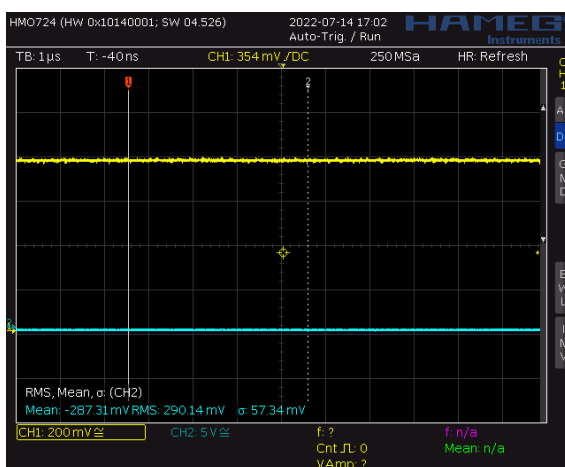
Figura 38 - Tensão de saída do DAC no canal 1 para código de 100 (a), 150 (b) e 200 (c).



(a)



(b)



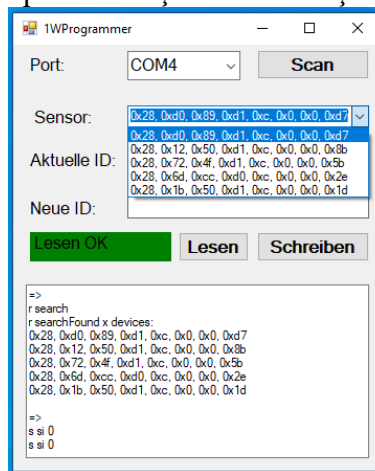
(c)

Fonte: Autor.

### 2.3.2.1.4 Teste dos sensores de temperatura

Utilizando-se da placa One-Wire to CAN e de um programa de configuração, pode-se alterar o endereço dos sensores, já que todos vêm com um mesmo endereço padrão de fábrica. Na Figura 39, é visto que o programa reconhece, com sucesso, os 5 sensores da placa. Neste ensaio, a fonte NGL202 fornecia a tensão de 12 V à placa.

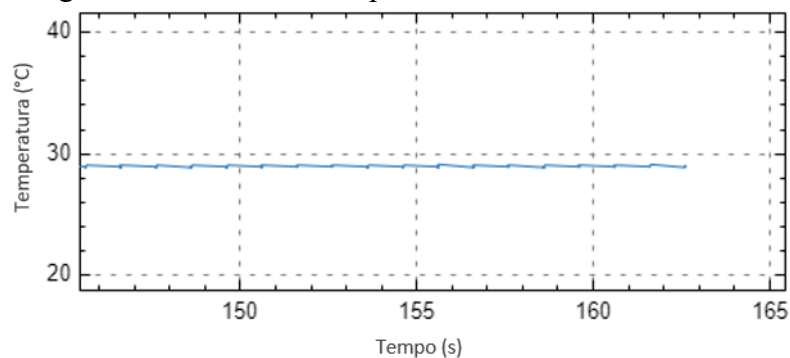
Figura 39 - Programa para alteração do endereço dos sensores.



Fonte: Autor.

Após a configuração inicial, um teste foi também realizado no MATLAB por meio da ferramenta CAN Explorer. Na Figura 40, é visto o gráfico da temperatura obtida, que é a média dos cinco sensores e, dado que estavam, no momento do teste, em temperatura ambiente, a medição correta foi comprovada.

Figura 40 - Leitura da temperatura no MATLAB.



Fonte: Autor.

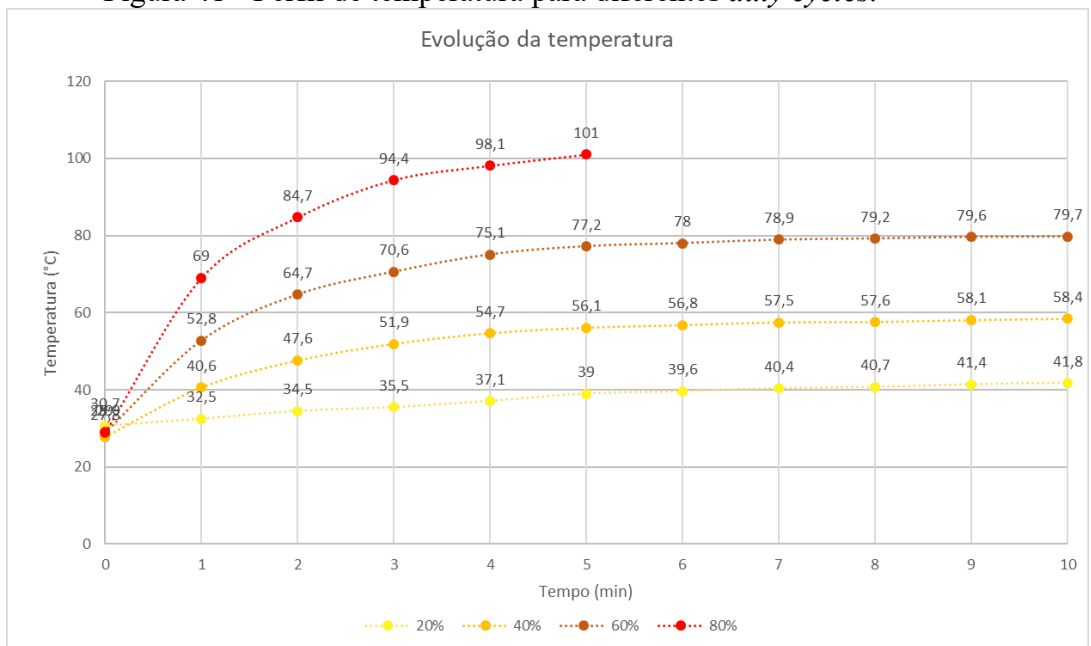
### 2.3.2.2 Avaliação da temperatura na placa

O teste de temperatura do segundo protótipo foi similar ao realizado na prova de conceito. A parte da placa contendo o resistor foi coberta com grafite, a parte dos circuitos não, pois grafite é um condutor e poderia ocorrer algum curto-circuito entre pinos e *pads* próximos. Em razão disso e partes dos componentes possuem superfícies refletoras (pinos e *pads* metálicos), a avaliação da temperatura nesse lado da placa não é confiável.

A razão cíclica foi novamente variada em 20%, 40%, 60% e 80% e a temperatura avaliada ao longo do tempo por meio da câmera infravermelha. A temperatura foi medida a cada minuto, durante 10 minutos, para os 3 primeiros ensaios. Com operação em 80%, o aquecimento foi extremamente rápido e a placa atingiu 101 °C em 5 minutos. Como diversos componentes possuem temperatura de operação máxima de 125 °C, o teste foi finalizado.

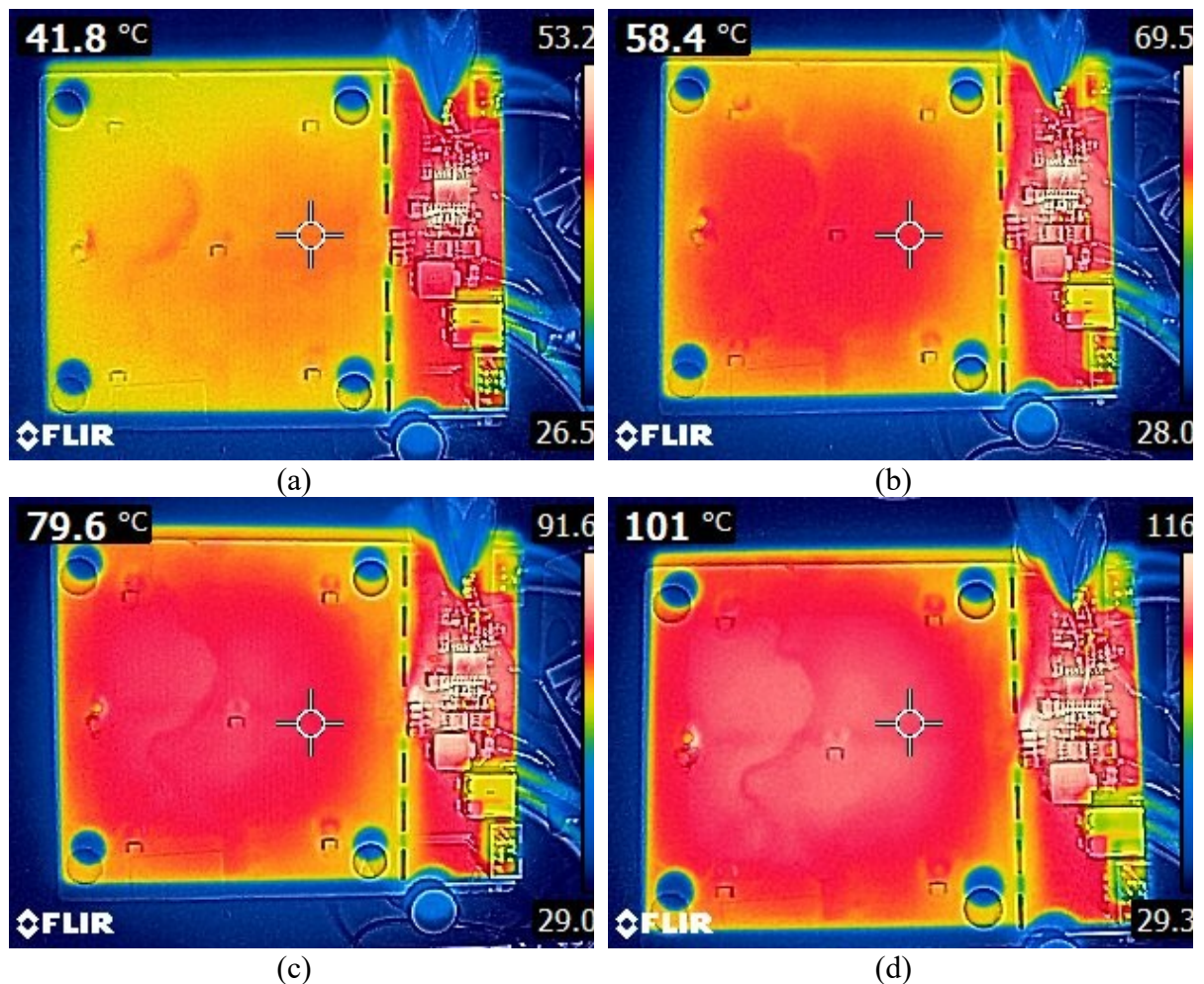
As curvas de evolução da temperatura e fotos do ensaio são expostas abaixo, na Figura 41 e Figura 42, respectivamente.

Figura 41 - Perfil de temperatura para diferentes *duty cycles*.



Fonte: Autor.

Figura 42 - Temperatura da placa após 10 minutos com razão cíclica de 20% (a), 40% (b) e 60% (c). Por último, a temperatura após 5 minutos com razão cíclica de 80% (d).



Fonte: Autor.

## 2.4 ANÁLISE DOS RESULTADOS

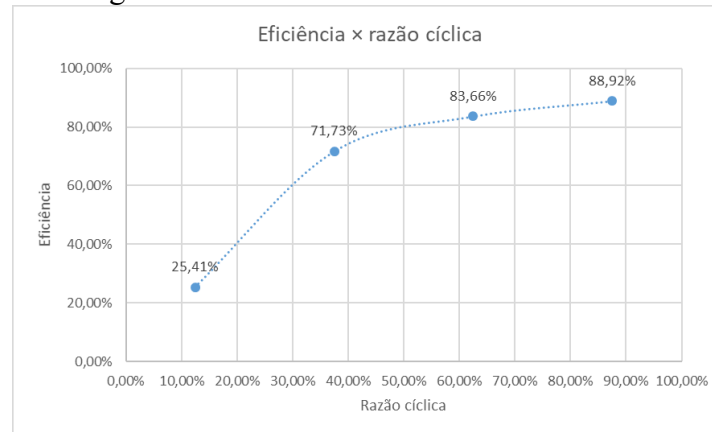
Com os ensaios realizados e o conhecimento obtido sobre a capacidade e o desempenho da placa de aquecimento, uma discussão a respeito é apresentada nesta seção. Serão comentados ambos os resultados da operação dos circuitos e do aquecimento.

### 2.4.1 Desempenho dos circuitos

O conversor *Buck* apresenta baixa eficiência para baixas razões cíclicas, dado que as perdas representam grande parcela da potência de entrada. Conforme a Figura 43, apenas para  $\delta$  acima de 50%, a eficiência é superior a 80%. Com  $\delta$  em 87,5%, as perdas totais são de 3,32 W

e a eficiência máxima obtida de 88,92%. Entretanto, as altas perdas mesmo para baixas cargas (1,84 W com razão cíclica em 12,5%) são ainda indeterminadas.

Figura 43 - Eficiência do conversor.



Fonte: Autor.

O cálculo realizado (2,3 W) não explica todas as perdas encontradas, as quais serão investigadas a fim de melhorar a eficiência, todavia a divergência é aceitável, uma vez que a eficiência teórica é de 95,07% e diversos componentes não foram considerados, além do cálculo da perda de chaveamento ser impreciso. Por intermédio das equações utilizadas no cálculo das perdas, observa-se que ocorrem principalmente no CI de comando, nos transistores e no indutor, e os parâmetros mais relevantes são a tensão de alimentação, a corrente de saída e a frequência de chaveamento.

A tensão de saída do conversor (Figura 37, p. 72) apresenta um transitório sincronizado com a aplicação do PWM sobre a carga. O mesmo comportamento foi observado na simulação da Figura 26 (p. 60), porém na prática o *overshoot* foi menor. Para corrigir a resposta do conversor, seria necessário alterar os valores RLC, contudo, isso exige um reprojeto do hardware. Uma vez que o *overshoot* não é exagerado e não prejudica o resultado final, que é o aquecimento, sua correção foi desconsiderada. A solução do problema por meio de software, utilizando uma função similar ao *soft-start*, isto é, impedindo que a razão cíclica seja variada bruscamente, também é cogitada.

Um outro ponto a ser avaliado é a frequência de chaveamento obtida mediante o LTC6992. O resistor utilizado para a configuração da frequência possui tolerância de 0,1%, e o modulador apresenta um desvio de frequência máximo de 2,4%. Entretanto, no teste da Tabela 4 (p. 72), foi gerado um PWM com frequência de até 555,55 kHz, que representa um desvio de mais de 10%. Ademais, a frequência mudava de acordo com a razão cíclica, o que não é correto.

Algo que pode contribuir para essa divergência é a variação da resistência e da frequência pela temperatura, porém os valores de variação dos componentes (25 ppm/°C e 0,005%/°C) são extremamente baixos e não deveriam ter um impacto grosseiro.

Uma diferença entre a resistência de aquecimento medida com o multímetro (9,44  $\Omega$ ) e por meio da divisão da tensão de saída pela corrente de saída (Tabela 4, p. 72) foi observada. O cálculo da resistência por meio das grandezas elétricas foi utilizado com o intuito de analisar o aumento da resistência pela temperatura, porém a diferença encontrada não era esperada. Visto que o cálculo da resistência foi realizado com o valor médio da tensão e valor eficaz da corrente, as quais apresentam *ripple* e componentes harmônicas, essa medida é considerada menos confiável que a do multímetro. Contudo, uma explicação exata para essa divergência não foi investigada.

O DAC e os sensores de temperatura operaram normalmente.

Por fim, um erro no circuito da porta dos MOSFETs foi descoberto. O diodo zener de 20 V não pode ser utilizado junto com um resistor de porta de apenas 5  $\Omega$ . Quando a razão cíclica é zero, o CI de comando mantém a saída VOB em 24 V continuamente. Em virtude da ação do zener, uma tensão de 4 V é aplicada sobre o resistor de porta, resultando em uma corrente e dissipação exacerbada no resistor e no diodo, o que levava a falha do componente. Em consequência do zener falhar em aberto, a detecção do problema não foi imediata. Em virtude disso, o conversor operou, porém com tensão de 24 V sendo aplicada na porta do MOSFET.

Mesmo que os MOSFETs não tenham sido danificados durante os testes, por estarem sujeitos a estresses acima dos limites de operação, sua vida útil pode ser drasticamente reduzida ou ocorrer falhas inesperadas. Para corrigir o problema, existem diversas soluções, como o aumento da resistência de porta, redução da tensão de alimentação, uso de um transistor com  $V_{GS}$  máximo de 25 V ou 30 V e reprojetado do circuito de porta. A solução mais simples é a redução da tensão de alimentação, infelizmente, essa alteração viola o requisito inicial do projeto e reduz a potência máxima entregue à carga.

#### 2.4.2 Desempenho do aquecimento

A temperatura a ser alcançada era de 60 °C e uma temperatura de 101 °C foi obtida. Em relação ao tempo de aquecimento, a operação com  $\delta$  abaixo de 50% leva cerca de 10 minutos para atingir uma temperatura próxima de 60 °C, sendo que acima, menos de 3 minutos.

Em razão do aquecimento com  $\delta$  em 80% ser medido apenas até 5 minutos, a avaliação da taxa de variação da temperatura foi feita de 0 a 5 minutos. Além disso, nos outros pontos de operação, entre 5 e 10 minutos, ocorre uma baixa variação da temperatura.

Em face do exposto, por meio da Figura 41 (p. 75), com razão cíclica em 20%, tem-se uma taxa de 1,66 °C/min, em 40%, de 5,66 °C/min, em 60%, de 9,66 °C/min e em 80%, de 14,4 °C/min. Na literatura revisada, grande parte dos métodos atingiu até 5 °C/min, logo a placa de aquecimento desenvolvida deve ser capaz de obter taxas superiores. Ademais, no sistema completo, serão utilizadas duas placas de aquecimento, o que possibilita dobrar a potência. No entanto, a variação analisada nesse trabalho foi a temperatura na superfície da placa, que não é equivalente a taxa que será obtida posteriormente na célula, em virtude da inserção de resistências e capacitâncias térmicas.

Na Figura 33 (p. 68) e na Figura 42 (p. 76), nota-se que a distribuição da temperatura no segundo protótipo foi aprimorada. Na versão 2, o meio da placa possui uma larga área na mesma cor, sem um ponto de calor central, como na versão 1. Já que a bateria não ocupará um espaço grande na placa, ficará totalmente em contato com a parte de temperatura mais homogênea.

O lado da placa, onde estão os componentes eletrônicos, não pode ser corretamente avaliado em temperatura, dado que não estava coberto com grafite. Percebe-se que na Figura 42, diversos pontos brilham em branco, apontando as temperaturas máximas da imagem. Contudo, esses pontos são também os pinos dos componentes, que por serem metálicos possuem alta reflexibilidade, interferindo na medida. Por essa razão, não pode ser avaliado se o cálculo térmico dos componentes estava adequado e se os cortes adicionados na PCI resultaram em uma redução significativa do acoplamento térmico.

Devido ao problema da tensão na porta do MOSFET, a potência máxima do conversor seria reduzida em consequência da redução da tensão de alimentação. Ainda assim, a nova potência de saída seria suficiente em relação ao requisito de aquecimento, uma vez que, por exemplo, utilizando uma fonte de 18 V, a potência de saída máxima, assumindo uma eficiência de 90%, é de 21,26 W. Comparativamente, essa potência é similar a do conversor com 24 V e razão cíclica entre 62,5% e 87,5% (Tabela 4, p. 72) e, na Figura 41, com  $\delta$  em 60%, uma temperatura de 60 °C é atingida em menos 2 minutos.





### 3 CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou o desenvolvimento de hardware voltado à aplicação em um sistema de aquecimento de baterias de íons de lítio. Foi desenvolvida uma placa de aquecimento que foi produzida e ensaiada, com o uso de protótipos, para a validação dos circuitos e do aquecimento. Os resultados obtidos se mostraram suficientes em termos dos requisitos estipulados para o projeto e serviram como base para o desenvolvimento da versão final. A seguir, serão expostas sugestões de pesquisas a serem feitas como continuidade do projeto aqui apresentado e uma conclusão acerca do trabalho.

#### 3.1 SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

Em relação à topologia da placa de aquecimento, poderiam ser utilizados outros meios de conectar a eletrônica ao resistor, por exemplo, separando-os em duas placas. Assim, a placa da eletrônica poderia ser de FR4, melhorando o leiaute e operando a uma temperatura menor. Essa placa poderia ser montada em cima da placa de aquecimento por meio de conectores *board-to-board*.

A respeito das perdas elevadas, uma análise mais aprofundada da tensão e corrente sobre os MOSFETs é interessante para a determinação correta das perdas por chaveamento. Com isso, o circuito de porta dos MOSFETs poderia ser aprimorado e para auxiliar na comutação, circuitos *snubber*, em paralelo com os transistores, poderiam ser cogitados.

Um outro método de medir a temperatura da placa poderia ser utilizado ao invés da câmera infravermelha. Por meio da medição da tensão e corrente de saída do conversor, seria obtido o valor da resistência de aquecimento, que varia com a temperatura. Assim, conhecendo  $V_{out}$ ,  $I_{out}$ ,  $\rho_{Cu}$  e  $R_A$ , calcularia-se a temperatura da placa. Para isso, uma investigação da diferença encontrada em  $R_A$  (comentada em 2.4.1, p. 78) seria produtiva.

Em relação ao aquecimento, formas mais precisas de analisar a distribuição da temperatura na placa são desejadas, já que a inspeção visual por meio da câmera infravermelha não oferece informações detalhadas. Além do mais, para melhorar a avaliação da temperatura dos circuitos eletrônicos, termopares ou outros transdutores poderiam ser empregados, já que no teste de temperatura, o lado da placa contendo o resistor de aquecimento estava coberto com grafite e o com a eletrônica não, resultando em uma incompatibilidade dos resultados obtidos. Outra possibilidade é o uso de uma cobertura superficial não condutora, como tinta *spray* preto fosco, de alta condutibilidade térmica.

Cabe salientar que a eletrônica concebida pode ser adaptada para outros tipos de cargas, uma vez que a placa de aquecimento é segregada em circuitos e resistor. O hardware desenvolvido pode também ser aplicado para aquecer quaisquer objetos, não sendo exclusivo para baterias.

### 3.2 CONCLUSÕES

Quanto aos requisitos do sistema, quase todos foram atingidos satisfatoriamente. Por motivo da limitação da tensão de alimentação abaixo de 20 V, os resultados dos testes realizados serão usufruídos considerando operação com 18 V e até a potência de saída de 21,26 W. Vale ressaltar que o conversor exatamente como na Figura 24 (p. 56) pode ser utilizado, não sendo necessária nenhuma modificação do hardware.

A temperatura mínima a ser atingida era de 60 °C e uma temperatura máxima de 79,7 °C foi medida. Com razão cíclica em cerca de 62%, a potência nominal de 10 W é atingida, além disso, caso deseje-se uma variação mais rápida da temperatura, o dobro dessa potência é possível. A taxa de variação máxima da temperatura foi de 9,66 °C/min e é considerada suficiente para a aplicação. A placa foi também montada com sucesso apenas com componentes SMD e o conversor *Buck* mantém as fontes de alimentação isoladas.

Dentre os problemas encontrados no hardware, têm-se as perdas excessivas no conversor e o desvio de frequência no PWM. Para razões cíclicas baixas, a eficiência do conversor é baixa, sendo a operação nesses pontos indesejada. Em razão disso, a operação do conversor poderia ser limitada entre 50% e 90%, resultando em um melhor aproveitamento. Tal limite de operação poderia ser implementado mediante uma atualização do software de controle, porém restringe o controle da temperatura. O aumento na frequência amplifica as perdas, influencia o chaveamento dos transistores e altera o ponto de operação nominal do conversor, mas as causas não foram ainda encontradas.

Com o resultado atual, não foi possível integrar o sistema de aquecimento, uma vez que o protótipo desenvolvido exige modificações externas e não eficientes para operar. Ademais, a placa de interface responsável pela conexão entre a placa de controle e de aquecimento não havia sido ainda fabricada. Com a realização de ensaios no sistema completo, seria possível avaliar os pontos de operação mais frequentes do conversor, tomando conhecimento se o mesmo está super ou subdimensionado.

O hardware desenvolvido serviu como base para o projeto funcional da nova versão, a qual permitirá a integração completa do sistema. Mesmo assim, investigações dos problemas encontrados serão realizadas visando aprimorar o equipamento. Dentre as mudanças que poderão ser implementadas, estuda-se a redução da frequência de chaveamento e troca de alguns componentes. Por exemplo, indutores com maior indutância, menor resistência e possibilidade de soldagem no mesmo *footprint* estão disponíveis no mercado, sendo facilmente substituídos, contribuindo para a redução das perdas.

A redução da tensão de alimentação diminui as perdas por chaveamento, porém ao mesmo tempo reduz a potência de saída máxima do conversor. Em razão disso, a razão cíclica será maior para entregar uma mesma potência de saída, o que é positivo, dado que aumenta a eficiência. Fontes de 18 V e 19 V são facilmente encontradas no mercado e podem ser utilizadas prontamente junto ao sistema. Dado que as fontes para alimentar as placas ainda não haviam sido adquiridas, a utilização de uma tensão diferente do requisito de 24 V é aceitável para o projeto.



## REFERÊNCIAS

- 1 WARNER, John. **Lithium-Ion Battery Chemistries**. Elsevier, 2019. E-Book.
- 2 JIANG, Z. Y. *et al.* Recent progress in lithium-ion battery thermal management for a wide range of temperature and abuse conditions. **International Journal of Hydrogen Energy**, v. 47, n. 15, p. 9428-9459, Fevereiro, 2022. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S036031992200009X?via%3Dihub>. Acesso em: 25 fev. 2022.
- 3 BIHN, Stephan. **Online safety assessment of lithium-ion systems in operation**. Institute for Power Electronics and Electrical Drivers, RWTH Aachen University, Novembro 2021. Disponível em: <https://www.isea.rwth-aachen.de/go/id/ofzyr?lidx=1#aaaaaaaaaogadd>. Acesso em: 02 jun. 2022.
- 4 SRINIVASAN, Rengaswamy *et al.* Instantaneous measurement of the internal temperature. **Electrochimica Acta**, v. 56, n. 17, p. 6198-6204, Julho, 2011. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0013468611005342?via%3Dihub>. Acesso em: 23 set. 2022.
- 5 WU, Shujie *et al.* The state of the art on preheating lithium-ion batteries in cold weather. **Journal of Energy Storage**, vol. 27, Fevereiro, 2020. Disponível em: [https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352152X19307728?casa\\_token=IFEHyRY8zB0AAAAA:d9QvPOE\\_rjJgjSTiyRiamOj2AgtVgm8a7-9o5GeR2\\_8aybnaCGhvdum55bjgAbY6pRU\\_kTnl22K](https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352152X19307728?casa_token=IFEHyRY8zB0AAAAA:d9QvPOE_rjJgjSTiyRiamOj2AgtVgm8a7-9o5GeR2_8aybnaCGhvdum55bjgAbY6pRU_kTnl22K). Acesso em: 02 mar. 2022.
- 6 HUANG, Deyang; CHEN, Ziqiang; ZHOU, Shiyao. Self-powered heating strategy for lithium-ion battery pack applied in extremely cold climates. **Energy**, v. 239, B, Janeiro, 2022. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S0360544221023434>. Acesso em: 25 fev. 2022.
- 7 STMICROELECTRONICS. **UM1974, User Manual: STM32 Nucleo-144 boards (MB1137)**. STMicroelectronics NV, 2015 (revisado em 2020).
- 8 KESTER, Walt. **The Data Conversion Handbook**. Elsevier, 2005. E-Book.
- 9 MICROCHIP. Datasheet: **MCP4901/4911/4921: 8/10/12-Bit Voltage Output Digital-to-Analog Converter with SPI Interface**. Microchip Technology Inc., 2010.
- 10 IBRAHIM, Dogan. **Designing Embedded Systems with 32-Bit PIC Microcontrollers and MikroC**. Elsevier, 2014. E-Book.
- 11 DIYOKE, Gerald. ANALYSIS AND SIMULATION OF BUCK SWITCH MODE DC TO DC POWER REGULATOR. **International Journal of Technical Research and Applications**, v. 3, n. 1, p. 97-103, Janeiro, 2015. Disponível em: [https://www.researchgate.net/publication/323946482\\_ANALYSIS\\_AND\\_SIMULATION\\_OF\\_BUCK\\_SWITCH\\_MODE\\_DC\\_TO\\_DC\\_POWER\\_REGULATOR](https://www.researchgate.net/publication/323946482_ANALYSIS_AND_SIMULATION_OF_BUCK_SWITCH_MODE_DC_TO_DC_POWER_REGULATOR). Acesso em: 03 jun. 2022.

- 12 SHA, Zhanyou. **Optimal Design of Switching Power Supply**. China Electric Power Press, 2015. E-Book.
- 13 CZARKOWSKI, Dariusz. DC-DC Converters. *In*: H. RASHID, Muhammad (org.). **Power Electronics Handbook**. 4. ed. Butterworth-Heinemann, 2018. p. 275–288.
- 14 ZEHENDNER, Markus; ULMANN, Matthias. **Power Topologies Handbook**. Texas Instruments, 2016. Disponível em: <https://www.ti.com/seclit/ug/slyu036/slyu036.pdf>. Acesso em: 02 maio 2022.
- 15 HAUKE, Brigitte. **Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage**. Texas Instruments, Dezembro 2015 (Revisado em Ago. 2015). Disponível em: [https://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf?ts=1651472176580&ref\\_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F](https://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf?ts=1651472176580&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F). Acesso em: 02 maio 2022.
- 16 SKYWORKS SOLUTIONS. **AN1167: Safety Considerations for Skyworks Series Capacitive Isolators**. Abril 2019 (Revisado em Jan. 2020). Disponível em: <https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/SL/documents/public/application-notes/AN1167.pdf>. Acesso em: 02 maio 2022.
- 17 VARAJAO, Diogo; MATRISCIANO, Carmen Menditti. Application Note: **Isolated gate driving solutions**. Increasing power density and robustness with isolated gate driver ICs. Infineon, Março 2020. Disponível em: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-GateDriverIC\\_EiceDRIVER\\_isolated\\_gate\\_driving\\_solutions-ApplicationNotes-v01\\_01-EN.pdf?fileId=5546d462700c0ae60170a0c4af851028](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-GateDriverIC_EiceDRIVER_isolated_gate_driving_solutions-ApplicationNotes-v01_01-EN.pdf?fileId=5546d462700c0ae60170a0c4af851028). Acesso em: 08 jun. 2022.
- 18 KENNEDY, Brian. Technical Article: **Reducing the Size and Complexity of an Isolated Synchronous Gate Driver**. Analog Devices, Dezembro 2011. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/tech-articles/ms-2258.pdf>. Acesso em: 08 jun. 2022.
- 19 TEXAS INSTRUMENTS. Datasheet: **UCC21320-Q1**: 4-A, 6-A, 3.75-kVRMS Isolated Dual-Channel Gate Driver for Automotive. Março, 2020.
- 20 ANALOG DEVICES. Datasheet: **LTC6992-1/ LTC6992-2/ LTC6992-3/ LTC6992-4**: TimerBlox: Voltage-Controlled Pulse Width Modulator (PWM). Analog Devices, Inc., 2010-2019.
- 21 SKYWORKS SOLUTIONS. Datasheet: **Si8239x Data Sheet**: 4.0 A ISODrivers with 2.5 V VDDI and Safety Features. Skyworks Solutions, Inc., jul. 2021.
- 22 SKYWORKS SOLUTIONS. Datasheet: **Si823x Data Sheet**: 4.0 A ISODrivers with 2.5 V VDDI and Safety Features. Skyworks Solutions, Inc., jul. 2021.
- 23 ON SEMICONDUCTOR. Datasheet: **NTMYS8D0N04C**: Power MOSFET 40 V, 8.1 mΩ, 49 A, Single N-Channel. Semiconductor Components Industries, LLC, 2018.
- 24 JAUNAY, Serge; BROWN, Jess. AN607: **DC-to-DC Design Guide**. Vishay Siliconix, out. 2002.

- 25 PULSE. Datasheet: **SMT Power Inductor: High Current Molded Power Inductor - PA4342.XXXNLT & PM4342.XXXNLT Series.** Pulse Electronics, Inc., 2020.
- 26 RS PRO. Datasheet: **Thermal Pads:** Thermal Interface Sheet, Gel, 12W/m.K, 150 x 150mm 1mm. RS Components GmbH.
- 27 PANASONIC. Datasheet: **“NASBIS” Insulating Sheet.** Type: EYGY. Panasonic Industry, 2019. Disponível em: <https://www.mouser.de/datasheet/2/315/AYA0000C56-1281628.pdf>. Acesso em: 27 set. 2022.
- 28 MURATA. Datasheet: **Chip Multilayer Ceramic Capacitors for General Purpose: GRM022C71A222KE19\_(0402M(01005), X7S(EIA), 2200pF, DC 10V).** Murata Manufacturing Co., Ltd.
- 29 ONSEMI. Datasheet: **Zener Voltage Regulators, MMSZ4xxxT1G Series, SZMMSZ4xxxT1G Series:** 500 mW, Low IZT SOD-123 Surface Mount. Semiconductor Components Industries, LLC, 2013.
- 30 TAIYO YUDEN. **MSASU168SB5105KTNA01,** CERAMIC CAPACITORS [Multilayer Ceramic Capacitors (High dielectric type) for General Electronic Equipment]. Taiyo Yuden CO., LTD, 2011. Disponível em: <https://ds.yuden.co.jp/TYCOMPAS/ut/detail?pn=MSASU168SB5105KTNA01&u=M>. Acesso em: 26 set. 2022.
- 31 KYOCERA AVX. SpiCAT: **06035C104JAT2A.** KYOCERA AVX Components Corporation, 2022. Disponível em: <https://spicat.kyocera-avx.com/product/Mlcc/chartview/06035C104JAT2A/dist>. Acesso em: 27 set. 2022.
- 32 Skyworks Solutions. **AN486: High-Side Bootstrap Design Using ISODrivers in Power Delivery Systems.** Março, 2010 (Revisado em Jan. 2020). Disponível em: <https://www.skyworksinc.com/-/media/SkyWorks/SL/documents/public/application-notes/AN486.pdf>. Acesso em: 02 maio 2022.
- 33 PANJIT. Datasheet: **SS3020HE SERIES: SURFACE MOUNT SCHOTTKY BARRIER RECTIFIER.** PANJIT Semiconductor, 2017.
- 34 WAGO. **SMD Terminal Blocks: 2061 Series.** WAGO Kontakttechnik GmbH & Co, 2014.
- 35 CNC TECH. **2.54mm Box Header SMD Type: 3020-XX-0300-00.** CnC Tech, LLC, 2021.
- 36 BERCKMANS, Gert *et al.* Analysis of the effect of applying external mechanical pressure on next generation silicon alloy lithium-ion cells. **Electrochimica Acta**, vol. 306, Maio, 2019, pag. 387-395. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0013468619305614>. Acesso em: 13 maio 2022.
- 37 ROCHA, Eduardo José Fernandes. **Uso da termografia na análise do resfriamento de chapas soldadas.** Recife, 2012. 161 f. : Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Engenharia Mecânica, 2012.



