

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ

PEDRO HENRIQUE SOCCIO ELLER

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST PARA SISTEMA
FOTOVOLTAICO**

**PATO BRANCO
2025**

PEDRO HENRIQUE SOCCIO ELLER

**IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST PARA SISTEMA
FOTOVOLTAICO**

Implementation of a Boost Converter For a Photovoltaic System

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Rafael Cardoso

**PATO BRANCO
2025**



Esta licença permite compartilhamento, remix, adaptação e criação a partir do trabalho, mesmo para fins comerciais, desde que sejam atribuídos créditos ao(s) autor(es). Conteúdos elaborados por terceiros, citados e referenciados nesta obra não são cobertos pela licença.

[4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/)

PEDRO HENRIQUE SOCCIO ELLER

IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR BOOST PARA SISTEMA FOTOVOLTAICO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, como requisito parcial para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Data de aprovação: 30/junho/2025

Orientador: Prof. Dr. Rafael Cardoso
Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)
Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR)

Membro da banca 1: Prof. Dr. Emerson Giovani Carati
Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)
Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR)

Membro da banca 2: Prof. Dr. Juliano de Pelegrini Lopes
Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Maria (UFSM)
Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR)

PATO BRANCO
2025

Aos meus avós, que não possuíram formação acadêmica, mas batalharam para que fosse possível eu chegar onde estou hoje.

AGRADECIMENTOS

Acima de tudo, a Deus, que me sustentou na jornada da graduação e na aventura de me mudar da casa dos meus pais pela primeira vez. Por ter me agraciado com todos os recursos necessários para que eu chegasse neste ponto. Por ter me dado o privilégio de sentir o Seu cuidado, por me permitir entender o que é ter uma família mesmo longe de casa e porque todas as boas obras que realizo provém dEle.

Aos meus pais, Hebert Batista Eller e Marcia Soriane Soccio Eller, que se esforçaram para me incentivar e apoiar, seja financeiramente, seja emocionalmente. Pela companhia nos percalços que este novo caminho trouxe.

Ao meu irmão, João Victor Soccio Eller, que me apoiou em cada momento, principalmente em questões emocionais.

Aos meus avós e demais parentes, que sempre se importaram com o rumo que as coisas tomavam em minha vida e sempre estiveram juntos comigo em oração.

Ao meu orientador, dr. Rafael Cardoso, que se dispôs a realizar este trabalho comigo e me aceitou como orientando e como parte de seu grupo de pesquisa de Iniciação Científica. Por me ajudar a confirmar a área que eu gostaria de seguir, pelos conhecimentos compartilhados, orientações e cobranças.

Ao me. Ezequiel Gonschorowski que contribuiu para este trabalho com seu conhecimento, dispondo do seu tempo e esforços mesmo quando não lhe trariam nenhum benefício.

Aos meus colegas do grupo de pesquisa Leticia Ferreti, Lucas Henrique Rodrigues de Lima e Ricardo Senna de Campos, que compartilharam tanto tempo comigo no laboratório, onde sempre tivemos ótimas trocas de conhecimento e pudemos apoiar uns aos outros.

À comunidade que encontrei na Igreja Presbiteriana do Brasil em Pato Branco, que me acolheu e foi presente de Deus na minha vida, me mantendo firme e me lembrando do que realmente importa frente a todo o caos que soprava sobre nós.

Aos demais colegas que tive durante a graduação: Izabela Teixeira, João Paulo Danielo Fachin, Henrique Xavier, Douglas Murja, Francieli Delevatti. Eles e tantos outros ajudaram a suavizar a caminhada da graduação.

Aos professores da Universidade Tecnológica Federal do Paraná que me conduziram pelos conhecimentos da Engenharia Elétrica e que se dispuseram a tirar dúvidas e que contribuíram para que meus olhos brilhassem a cada passo dado da formação.

Aos professores que tive na formação médio-técnico no Instituto Federal do Paraná em Assis Chateaubriand, que me apresentaram muitos conhecimentos e me ajudaram a desenvolver um embasamento teórico que tanto me sustentou na graduação.

À Altium pelo fornecimento da licença do software Altium Designer utilizado para o projeto das placas de circuito impresso utilizadas neste trabalho.

Este trabalho foi realizado com apoio do Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) através dos processos 405700/2021-0 e 306633/2022-1, Fundação Araucária e NAPI-Sudoeste.

"A ciência pode encantar-nos com suas descobertas, mas é a engenharia que transforma essas descobertas em progresso". (Isaac Asimov)

RESUMO

ELLER, Pedro Henrique Soccio. Implementação de um Conversor Boost para sistema fotovoltaico. 2025. 56 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2025.

Considerando a crescente popularização do uso de sistemas de geração fotovoltaicos em residências e pequenos negócios, tem-se a preocupação da eficiência desse sistema e sua conexão com a rede de energia elétrica. Dessa forma, este trabalho tem por objetivo implementar um conversor Boost para que seja possível a extração da máxima potência de um arranjo de painéis fotovoltaicos. Para isso é utilizado um algoritmo de rastreamento do ponto de potência máxima (*MPPT*, do inglês *Maximum Power Point Tracking*). Para o desenvolvimento do trabalho, o arranjo de painéis fotovoltaicos utilizado possui 1320 W, corrente de operação de 8,88 A e tensão operacional de 148,8 V para a máxima potência em condições ideais de irradiação e temperatura. O conversor conecta este arranjo com um barramento CC de 250 V. A ondulação para a corrente do indutor é de 10% da corrente de operação ideal enquanto a ondulação para a tensão no barramento CC é de 1% de sua magnitude nominal. O conversor opera a 100 kHz. A partir destas especificações o conversor foi projetado e implementado. Testes de malha aberta foram realizados e confirmaram a operação dentro das especificações de projeto. Testes térmicos foram realizados e, com isso, foram feitos os ajustes necessários para que o conversor opere adequadamente. Após, foram executados testes de eficiência que demonstraram 98,018% de eficiência do conversor considerando operação em sua potência nominal. Por fim, foi realizada a implementação das malhas de controle (corrente no indutor e tensão no capacitor de entrada) e de *MPPT*, para a qual foram feitos testes com variações nos parâmetros de irradiação e temperatura a fim de verificar a eficácia de operação. Com os testes realizados, o sistema de controle em conjunto com o *MPPT* apresentaram uma eficiência média de 99,6964 % para o rastreamento dos pontos ideais de máxima potência, o que comprova a eficácia do sistema projetado.

Palavras-chave: Conversor Boost. Sistema de Controle. *MPPT*.

ABSTRACT

ELLER, Pedro Henrique Soccio. Implementation of a Boost Converter for a Photovoltaic System. 2025. 56 f. Trabalho de Conclusão de Curso – Curso de Bacharelado em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Pato Branco, 2025.

Considering the growing popularity of photovoltaic generation systems in homes and small businesses, there is an increasing concern regarding the efficiency of these systems and their connection to the electrical grid. Therefore, this work aims to implement a Boost converter to extract the maximum power from a photovoltaic panel array using a Maximum Power Point Tracking (MPPT) algorithm. The photovoltaic panel array used in this work has a nominal power of 1320 W, with operating current of 8.88 A and operating voltage of 148.8 V at maximum power, under ideal irradiation and temperature conditions. The converter connects this array to a 250 V DC bus. The inductor current ripple is set at 10% of the nominal operating current, and the voltage ripple on the DC bus is limited to 1% of its nominal value. The converter operates at a switching frequency of 100 kHz. Based on these specifications, the converter was designed and implemented. Open-loop tests were conducted, and the operation was confirmed to be within the design specifications. Thermal tests were also performed, leading to necessary adjustments to ensure proper converter operation. Subsequently, efficiency tests demonstrated a performance of 97.85% at nominal power. Finally, the control loops (inductor current and input capacitor voltage) and MPPT were implemented, followed by tests to verify operational effectiveness. The control system, in conjunction with the MPPT, achieved an average efficiency of 99.6964% in tracking the optimal maximum power points, which confirms the effectiveness of the designed system.

Keywords: Boost Converter. Control System. MPPT.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Integração do conversor Boost em um conversor fotovoltaico.	2
Figura 2 – Curvas características de um painel fotovoltaico da marca <i>MAXPOWER</i> , modelo <i>CS6U330P</i> , para diferentes irradiâncias e temperaturas.	2
Figura 3 – Conversor Boost integrado à um sistema fotovoltaico.	4
Figura 4 – Parâmetros geométricos do núcleo e carretel EE para indutores.	7
Figura 5 – Indutor para aplicação prática.	9
Figura 6 – Circuito equivalente para o sistema fotovoltaico.	12
Figura 7 – Primeira etapa de operação do conversor Boost.	12
Figura 8 – Fonte e resistência equivalentes para o sistema fotovoltaico com fluxo de correntes.	13
Figura 9 – Segunda etapa de operação do conversor Boost.	14
Figura 10 – Pré-validação da função de transferência $G_{PV}(s)$	17
Figura 11 – Pré-validação da função de transferência $G_{IL}(s)$	17
Figura 12 – Pré-validação da função de transferência $G_{VO}(s)$	18
Figura 13 – Pré-validação das ondulações nos sinais de tensão e corrente.	19
Figura 14 – Divisor resistivo para a entrada de tensão no amplificador <i>AMC1311</i>	20
Figura 15 – Circuito para medição da corrente do indutor.	21
Figura 16 – Circuito subtrator aplicado à tensão V_{PV}	22
Figura 17 – Filtro passa-baixas de segunda ordem <i>Sallen-Key</i> aplicado à tensão V_{PV}	22
Figura 18 – Circuito de <i>Driver</i>	23
Figura 19 – PCI conversor Boost.	25
Figura 20 – PCI condicionamento de sinais.	25
Figura 21 – PCI <i>Driver</i>	26
Figura 22 – PCI processamento de sinais.	26
Figura 23 – Projeto <i>MultiBoard</i>	27
Figura 24 – Conversor implementado.	27
Figura 25 – Vista superior para o teste térmico de 15 minutos.	28
Figura 26 – Vista lateral para o teste térmico de 15 minutos.	29
Figura 27 – Representação do sistema de controle em diagrama de blocos.	29
Figura 28 – Pré-validação do controlador $C_i(s)$ com 2,5 ms de tempo de resposta	31
Figura 29 – Pré-validação do controlador $C_i(s)$ com 8 ms de tempo de resposta	32
Figura 30 – Pré-validação do controlador $C_v(s)$ com 25 ms de tempo de resposta	32
Figura 31 – Pré-validação do controlador $C_v(s)$ com 80 ms de tempo de resposta	33
Figura 32 – Fluxograma do MPPT P&O.	34
Figura 33 – Perfil de irradiância adotado para a simulação no <i>PSIM</i>	35
Figura 34 – Simulação da potência extraída do arranjo fotovoltaico e máxima potência gerada teórica.	35
Figura 35 – Valor médio alcançado para a corrente no indutor I_L em potência nominal.	38
Figura 36 – Valor médio alcançado para a tensão de saída do conversor V_O em potência nominal.	38
Figura 37 – Ondulação da corrente do indutor I_L	39
Figura 38 – Ondulação da tensão de saída do conversor V_O	39
Figura 39 – Resposta experimental do controle da corrente do indutor I_L	41
Figura 40 – Resposta experimental do controle da tensão do arranjo fotovoltaico V_{PV}	42
Figura 41 – Eficiência do conversor Boost considerando operação em potência nominal.	43

Figura 42 – Curva de eficiência do conversor Boost.	43
Figura 43 – Perfil de irradiância e de temperatura para testes de comparação do sistemas de controle projetados.	44
Figura 44 – Comparativo do rastreamento da máxima potência utilizando diferentes pares de controladores.	45
Figura 45 – Comparativo da corrente de máxima potência alcançada utilizando diferentes pares de controladores.	45
Figura 46 – Comparativo da tensão de máxima potência alcançada utilizando diferentes pares de controladores.	46
Figura 47 – Temperatura de um painel fotovoltaico em um dia ensolarado durante a primavera.	47
Figura 48 – Perfil de irradiância e de temperatura para teste do <i>MPPT</i>	47
Figura 49 – Potência gerada pelo sistema considerando variação de temperatura.	48
Figura 50 – Corrente de máxima potência alcançada, medida no indutor, considerando variação de temperatura.	49
Figura 51 – Tensão de máxima potência alcançada, medida nos terminais do arranjo fotovoltaico, considerando variação de temperatura.	49
Figura 52 – Perfil de irradiância para avaliação do <i>MPPT</i> ao longo de 1 hora.	50
Figura 53 – Máxima temperatura de operação do conversor ao longo de 1 hora de operação.	50
Figura 54 – Comparação entre a variação de irradiância e do <i>MPP</i>	51
Figura 55 – Potência gerada pelo sistema em um intervalo de 1 hora.	51

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Núcleos de ferrite EE Thornton.	6
Quadro 2 – Circuitos e conexões inclusos em cada uma das PCs.	24

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Informações do painel e arranjo fotovoltaico considerados.	4
Tabela 2 – Parâmetros de operação para o projeto do conversor Boost.	5
Tabela 3 – Parâmetros para o dimensionamento do indutor.	6
Tabela 4 – Parâmetros para a seleção do núcleo.	6
Tabela 5 – Parâmetros considerados para o cálculo do condutor do indutor considerando o efeito <i>skin</i>	8
Tabela 6 – Principais especificações do amplificador <i>AMC1311</i>	20
Tabela 7 – Comparação dos parâmetros de projeto com os valores experimentais. . . .	40
Tabela 8 – Valores de tensão e corrente para máxima extração de potência para diferentes irradiâncias.	44
Tabela 9 – Valores de tensão e corrente para máxima extração de potência em diferentes temperaturas.	48

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Conversor Analógico-Digital (do inglês, <i>Analog-to-Digital Converter</i>)
AmpOp	Amplificador Operacional
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
AWG	Calibre Americano de Fios (do inglês, <i>American Wire Gauge</i>)
CC	Corrente Contínua
CCM	Modo de Condução Contínua (do inglês, <i>Continuous Conduction Mode</i>)
ESR	Resistência Série Equivalente (do inglês, <i>Equivalent Series Resistance</i>)
GPIO	Entrada/Saída de Uso Geral (do inglês, <i>General Purpose Input/Output</i>)
LCR	Indutância (L), Capacitância (C) e Resistência (R)
MPP	Ponto de Potência Máximo (do inglês, <i>Maximum Power Point</i>)
MPPT	Rastreador do Ponto de Potência Máximo (do inglês, <i>Maximum Power Point Tracking</i>)
P&O	Perturba e Observa
PCI	Placa de Circuito Impresso
PI	Proporcional-Integral
PWM	Modulação por Largura de Pulso (do inglês, <i>Pulse Width Modulation</i>)

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Ampere (medida de corrente elétrica)
A/m^2	Ampere por Metro Quadrado (medida de densidade de corrente elétrica)
F	Faraday (medida de capacitância elétrica)
H	Henry (medida de indutância elétrica)
H/m	Henry por Metro (medida de permeabilidade magnética)
Hz	Hertz (medida de frequência)
T	Tesla (medida de densidade de fluxo magnético)
V	Volts (medida de tensão elétrica)
W	Watts (medida de potência elétrica)
W/m^2	Watts por Metro Quadrado (medida de irradiância solar)
Wb/m^2	Weber por Metro Quadrado (medida de densidade de fluxo magnético)
$^{\circ}C$	Graus Celsius (medida de temperatura)
Δ	Variação
Ω	Ohm (medida de resistência elétrica)
Ω/m	Ohm por Metro (medida de resistividade elétrica)

SUMÁRIO

1 – INTRODUÇÃO	1
2 – PROJETO DO CONVERSOR BOOST E DO SISTEMA DE CONTROLE ASSOCIADO	4
2.1 INFORMAÇÕES DO ARRANJO FOTOVOLTAICO	4
2.2 PROJETO DO CONVERSOR BOOST	5
2.2.1 Projeto do Indutor do Conversor	5
2.2.2 Projeto da Capacitância de Entrada do Conversor	10
2.2.3 Projeto da Capacitância do Barramento CC	10
2.2.4 Especificação dos Semicondutores	10
2.3 MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST	11
2.3.1 Cálculo da Resistência Equivalente de Saída do Conversor	11
2.3.2 Obtenção do Circuito Equivalente do Arranjo Fotovoltaico no Ponto de Máxima Potência	12
2.3.3 Modelagem Matemática da 1ª Etapa de Operação: Chave Aberta	12
2.3.4 Modelagem Matemática da 2ª Etapa de Operação: Chave Fechada	14
2.3.5 Modelo Médio	14
2.4 PRÉ-VALIDAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO	16
2.5 CIRCUITOS DE MEDIÇÃO, CONDICIONAMENTO DE SINAIS E DE DRIVER	19
2.6 PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO	24
2.7 TESTE TÉRMICO E AJUSTES	27
2.8 SISTEMA DE CONTROLE	29
2.9 ALGORITMO <i>MPPT</i>	33
2.10 RESUMO DO CAPÍTULO	36
3 – ANÁLISE E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS	37
3.1 VALIDAÇÃO DOS PARÂMETROS DE PROJETO	37
3.2 VALIDAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE	40
3.3 EFICIÊNCIA DO CONVERSOR BOOST	42
3.4 COMPARAÇÃO ENTRE OS DOIS SISTEMAS DE CONTROLE PROJETADOS	43
3.5 AVALIAÇÃO DO COMPORTAMENTO DO <i>MPPT</i> SOB VARIAÇÃO DE TEMPERATURA	46
3.6 RESUMO DO CAPÍTULO	52
4 – CONCLUSÃO	53
Referências	54

1 INTRODUÇÃO

A geração fotovoltaica de energia elétrica tem se tornado cada vez mais integrada à micro e minigeração (o que compreende áreas residenciais, comerciais, de fábricas e de pequenas plantas conectadas diretamente na rede das concessionárias de distribuição). Até então, considerando apenas o ano de 2023, a quantidade de micro e minigeradores fotovoltaicos cresceu em mais de 450 mil unidades, o que corresponde a uma potência instalada de mais de 5,5 GW, que é quase 25% de toda a potência instalada para gerações distribuídas fotovoltaicas (ANEEL, 2023).

Com esse crescimento exponencial da inserção de sistemas fotovoltaicos, nota-se o papel dessa tecnologia no país. Segundo Cruz (2015), "[...] a micro e minigeração representa uma possível solução para complementar o fornecimento de energia elétrica, gerando a energia próxima ao local de consumo através de fontes renováveis [...]". Em decorrência disso, é importante que tais sistemas geradores trabalhem da forma mais eficiente possível, contribuindo com a maior quantidade de potência disponível na geração.

Ainda, com um fornecimento mais eficiente de energia elétrica na geração distribuída, o sistema elétrico em residências e pequenos comércios depende menos do fornecimento da rede. Dessa forma, em contexto nacional, é possível reduzir a necessidade do uso de fontes não renováveis para a geração de energia elétrica, as quais acarretam em fatores como a poluição e consumo de recursos que chegarão à escassez (GOLDEMBERG; LUCON, 2007).

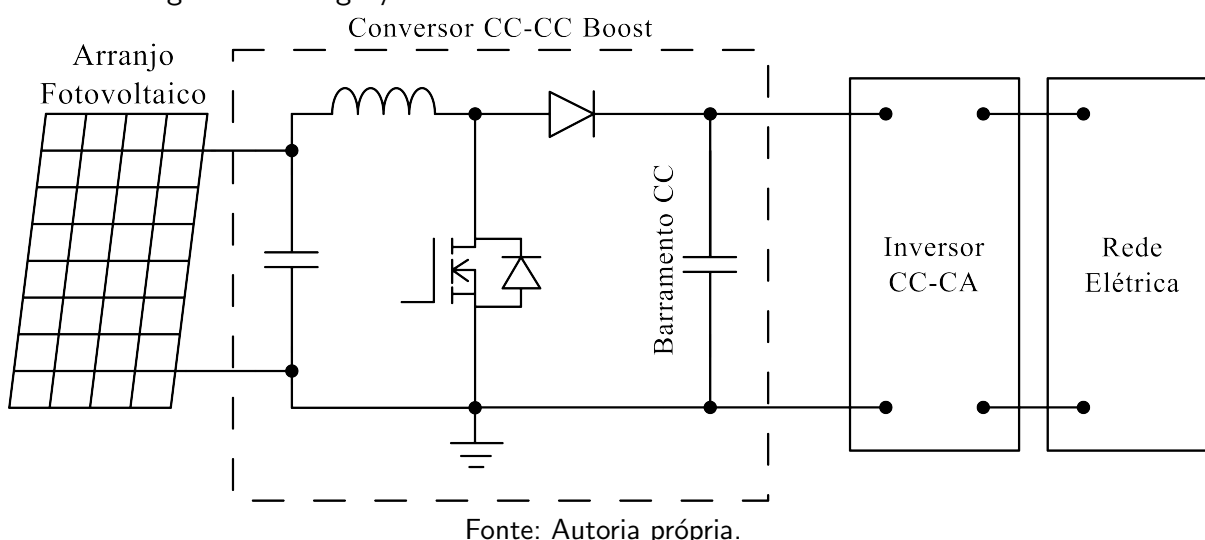
O Brasil, por sua vez, possui alta incidência de luz solar, gerando um ambiente favorável à aplicação dessa tecnologia. Em termos de potencial de geração, segundo Global Solar Atlas (2023), o Brasil apresenta uma mínima irradiância diária maior do que os três países que, atualmente, mais produzem energia fotovoltaica, como elencado por Borges (2023): China, Estados Unidos da América e Japão. Isso demonstra a disponibilidade desse recurso renovável, que ainda não é usufruído em sua capacidade máxima.

A geração distribuída de energia fotovoltaica traz diversos benefícios não só aos consumidores, mas também ao sistema elétrico. Esses sistemas reduzem o custo em linhas de transmissão e distribuição, contribuem com suporte a pontos críticos da rede de distribuição, oferecem um elevado fator de capacidade a alimentadores da rede com picos diurnos, entre outros (RÜTHER, 2004).

Segundo a ANEEL (2015), desde o vigor da Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012, em 17 de abril de 2012, "[...] o consumidor brasileiro pode gerar sua própria energia elétrica a partir de fontes renováveis ou cogeração qualificada e inclusive fornecer o excedente para a rede de distribuição de sua localidade". Isso acaba por beneficiar os consumidores, que podem optar por injetar a energia excedente na rede, recebendo créditos de compensação da empresa fornecedora (sistema *on-grid*), ou armazená-la em baterias (sistema *off-grid*) (CUNHA et al., 2019).

A estrutura típica de um conversor fotovoltaico utilizada em sistemas de micro e minigeração, conforme especificado por Teodorescu, Liserre e Rodriguez (2011) está ilustrada na Figura 1. Esse tipo de conversor fotovoltaico é composto por dois conversores. O primeiro conversor é um conversor Boost conectado entre o arranjo fotovoltaico e o barramento CC. O segundo conversor é um inversor conectado entre o barramento CC e a rede elétrica de distribuição e é encarregado de compatibilizar a tensão de saída do conversor fotovoltaico com a da rede para garantir a correta injeção de potência na rede elétrica.

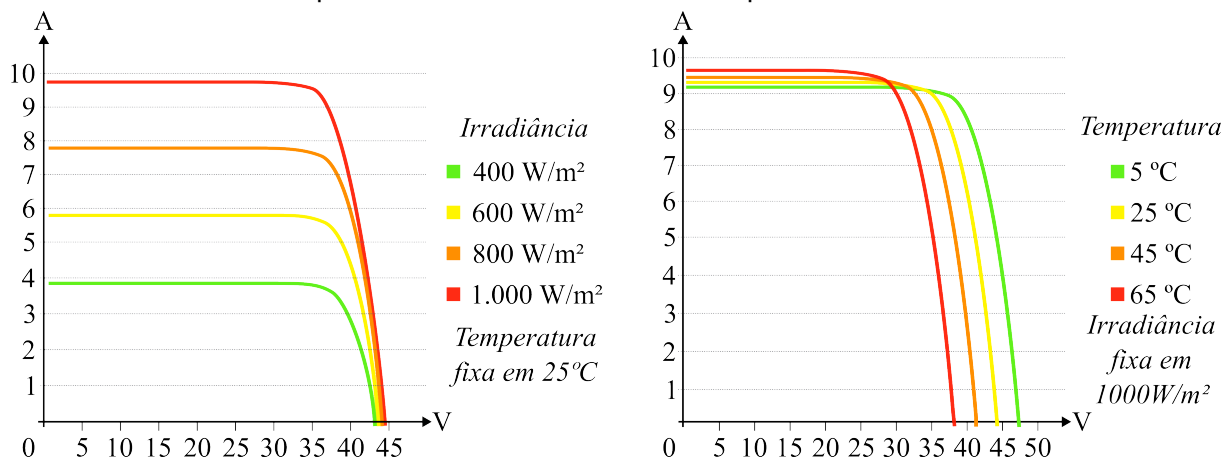
Figura 1 – Integração do conversor Boost em um conversor fotovoltaico.



Em sistemas de micro e minigeração, é usual que a tensão do arranjo fotovoltaico seja inferior a tensão do barramento CC. Dessa forma, justifica-se o uso de um conversor Boost em tais sistemas para compatibilizar estes níveis de tensão. Adicionalmente, este conversor é responsável por ajustar a tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico para controlar a potência extraída do arranjo. O ideal é o sistema extrair a máxima potência possível (GONÇALVES, 2020).

A Figura 2 ilustra as curvas características de um painel fotovoltaico para diferentes condições de irradiância e de temperatura. Estas curvas apresentam no eixo das abcissas a tensão nos terminais do painel fotovoltaico e no eixo das ordenadas a corrente do painel. Nestas curvas, a máxima potência obtida se dá nos joelhos das curvas com uma tensão específica nos terminais do painel. Como pode ser observado, diferentes condições de irradiância e de temperatura alteram a máxima potência que pode ser obtida bem como a tensão nos terminais associada ao ponto de máxima potência (MPP). Isso corrobora o uso do conversor Boost que além de elevar a tensão do arranjo fotovoltaico, permite controlar a tensão nos terminais do arranjo de forma a extrair a máxima potência do sistema fotovoltaico.

Figura 2 – Curvas características de um painel fotovoltaico da marca MAXPOWER, modelo CS6U330P, para diferentes irradiâncias e temperaturas.



Para extrair a máxima potência do arranjo fotovoltaico, um controlador é utilizado

para que o conversor Boost garanta o rastreamento da referência de tensão necessária para levar o ponto de operação do arranjo para o joelho da curva, independente da irradiância ou temperatura de operação. Para isso, utiliza-se um algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT*). Esse algoritmo com base nas medidas da corrente e tensão do arranjo fotovoltaico, define a referência de tensão que o conversor Boost deve garantir nos terminais do arranjo para a extração da máxima potência. Há diversos métodos para o rastreamento do ponto de máxima potência disponíveis na literatura. Um algoritmo amplamente utilizado é o Perturba e Observa (P&O), que é de fácil implementação e funcionamento, além de apresentar alta eficácia ([GRUNDEMANN, 2017](#)).

Assim, o objetivo deste trabalho é projetar e implementar um conversor Boost e seu sistema de controle voltado a conversores fotovoltaicos para a máxima extração de potência do arranjo fotovoltaico, considerando um algoritmo de *MPPT* no método Perturba e Observa. Ao longo do trabalho serão detalhados o projeto do conversor Boost, suas malhas de controle e implementação do algoritmo de *MPPT*. Resultados de simulação e experimentais são utilizados para comprovar a efetividade da solução desenvolvida.

Este trabalho está organizado da seguinte forma: o Capítulo 2 descreve o projeto do conversor Boost, sua modelagem e projeto do sistema de controle bem como descreve o algoritmo *MPPT* utilizado; o Capítulo 3 apresenta os resultados obtidos experimentalmente, com as devidas análises e discussões; e o 4 conclui o presente trabalho realizando uma avaliação final e propondo sugestões para trabalhos futuros.

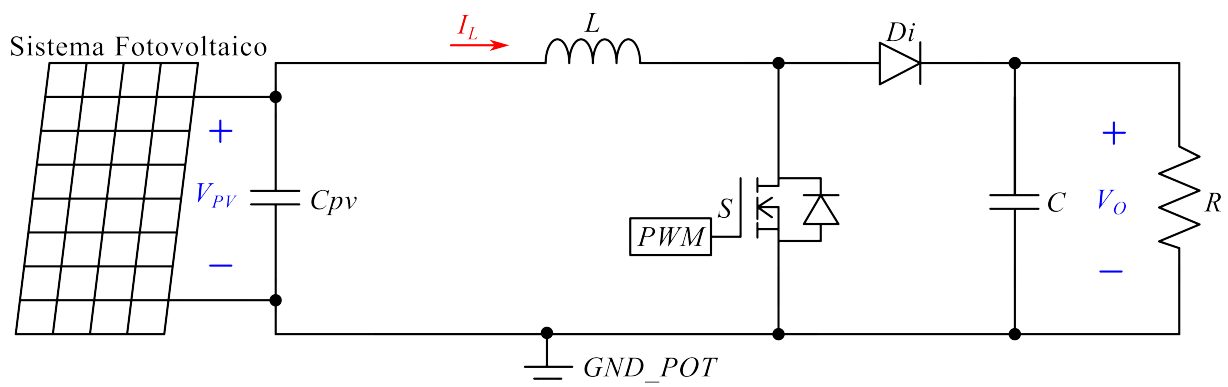
2 PROJETO DO CONVERSOR BOOST E DO SISTEMA DE CONTROLE ASSOCIADO

Este capítulo tem por objetivo explicar passo a passo do desenvolvimento da parte prática do trabalho. As seções abrangem o projeto dos componentes, modelagem matemática, projeto do sistema de controle e *MPPT*, testes de *hardware* e montagem das PCs.

2.1 INFORMAÇÕES DO ARRANJO FOTOVOLTAICO

O arranjo fotovoltaico que será utilizado é composto por quatro painéis da marca *MAXPOWER*, modelo *CS6U330P*, em série, o que corresponde a uma tensão de máxima potência de 182,4 V ([CANADIAN SOLAR INC, 2016](#)). Com isso, o conversor Boost, apresentado na Figura 3, deve elevar essa tensão para 250 V, que é um valor que permite a operação do inversor fotovoltaico tanto para redes com nível de tensão de 127 V rms quanto de 220 V rms. Adicionalmente, a tensão de barramento de 250 V beneficia a integração do barramento com microrredes CC ([SHRESTHA et al., 2018](#); [NEYRET, 2021](#)).

Figura 3 – Conversor Boost integrado à um sistema fotovoltaico.



Fonte: Autoria própria.

A Tabela 1 apresenta as principais especificações do painel fotovoltaico da marca *MAXPOWER*, modelo *CS6U330P* ([CANADIAN SOLAR INC, 2016](#)), considerado neste trabalho, bem como do arranjo de painéis utilizado.

Tabela 1 – Informações do painel e arranjo fotovoltaico considerados.

Potência Máxima do Painel - P_{painel}	330 W
Tensão de Máxima Potência do Painel - $V_{MPpainel}$	37,2 V
Tensão em Circuito Aberto do Painel - $V_{OCpainel}$	45,6 V
Corrente de Operação de Máxima Potência do painel - I_{MP}	8,88 A
Corrente de Curto-Circuito do Painel - I_{SC}	9,45 A
Número de Painéis em Série - N_{painel}	4

Fonte: Autoria própria.

Os parâmetros estabelecidos para a operação do conversor e, conseqüentemente, seu projeto, desconsiderando as perdas, estão apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros de operação para o projeto do conversor Boost.

Máxima Tensão de Entrada do Conversor - $V_{OC} = V_{OCp\grave{a}nel} \cdot N_{p\grave{a}nel}$	182,4 V
Tensão de Entrada do Conversor para Máxima Potência - $V_{MP} = V_{MPp\grave{a}nel} \cdot N_{p\grave{a}nel}$	148,8 V
Tensão de Saída do Conversor - V_O	250 V
Potência de Saída do Conversor - $P_{MAX} = P_{p\grave{a}nel} \cdot N_{p\grave{a}nel}$	1320 W
Frequência de Chaveamento - f_S	100 kHz
Ondulação para a Corrente no Indutor - $\Delta I_L\%$	10%
Ondulação para a Tensão de Saída - $\Delta V_O\%$	1%
Ondulação para a Tensão de Entrada - $\Delta V_{PV}\%$	10%

Fonte: Autoria própria.

2.2 PROJETO DO CONVERSOR BOOST

O conversor projetado utiliza a topologia apresentada na Figura 3 e as especificações descritas na Tabela 2. Considerou-se o modo de condução contínua (CCM), devido à sua maior eficiência e estabilidade do controle (LYNCH, 2006).

2.2.1 Projeto do Indutor do Conversor

O dimensionamento do indutor L é baseado em Texas Instruments (2022). Primeiramente, define-se a razão cíclica do conversor ao operar em potência nominal D_{MP} , dada por

$$D_{MP} = 1 - \frac{V_{MP}}{V_O} \rightarrow D_{MP} = 1 - \frac{148,8}{250} \rightarrow D_{MP} = 0,4048. \quad (1)$$

Em seguida, calcula-se a corrente média no indutor $I_{L(MP)}$, isto é,

$$I_{L(MP)} = \frac{P_{MAX}}{V_{MP}} \rightarrow I_{L(MP)} = \frac{1320}{148,8} \rightarrow I_{L(MP)} = 8,871 \text{ A}, \quad (2)$$

e a oscilação máxima dessa corrente $\Delta I_{L(MP)}$ dada por

$$\Delta I_{L(MP)} = I_{L(MP)} \cdot \frac{\Delta I_L\%}{100} \rightarrow \Delta I_{L(MP)} = 8,871 \cdot 0,01 \rightarrow \Delta I_{L(MP)} = 0,8871 \text{ A}. \quad (3)$$

Assim, foi possível determinar a indutância necessária para o indutor, que é calculada por

$$L = \frac{V_{MP} \cdot D_{MP}}{\Delta I_{L(MP)} \cdot f_S} \rightarrow L = \frac{148,8 \cdot 0,4048}{0,8871 \cdot 100 \cdot 10^3} \rightarrow L = 0,679 \text{ mH}, \quad (4)$$

onde f_S é dado em Hertz.

Como não havia disponibilidade de um indutor com a indutância projetada, optou-se pela construção de um indutor. Assim, foi realizado o projeto das características físicas do indutor com base em Barbi, Font e Alves (2002). Os parâmetros utilizados para esse dimensionamento constam na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros para o dimensionamento do indutor.

Indutância - L_O	0,679 mH
Corrente de pico - I_{LOP}	9,3135 A
Corrente eficaz - I_{LOef}	8,87 A
Ondulação de corrente - ΔI_{LO}	0,887 A
Frequência de operação - f_S	100 kHz
Permeabilidade magnética do vácuo - μ_0	$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m

Fonte: Autoria própria.

Para o primeiro passo, que é a seleção do núcleo, é necessário considerar alguns fatores, que são expostos na Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros para a seleção do núcleo.

Fator de enrolamento - k	0,7
Densidade de corrente no enrolamento - J	450 A/cm ²
Densidade de fluxo magnético - B	0,3 T

Fonte: Autoria própria.

Com base nesses parâmetros, é necessário definir o núcleo que será utilizado para a montagem do indutor. O parâmetro que é responsável por auxiliar nessa escolha é o produto de áreas $AeAw$, que é calculado por

$$AeAw = \frac{L_O \cdot I_{LOP} \cdot I_{LOef} \cdot 10^4}{k \cdot B \cdot J} \rightarrow AeAw = \frac{0,679 \cdot 10^{-3} \cdot 9,3135 \cdot 8,87}{0,7 \cdot 0,3 \cdot 450},$$

$$AeAw = 5,9357 \text{ cm}^4, \quad (5)$$

onde L_O é dado em Henry, as correntes em Amperes, B em Tesla e J em A/cm².

Considerando núcleos de ferrite EE Thornton disponíveis no laboratório, compara-se o valor obtido de $AeAw$ com os valores apresentados no Quadro 1.

Quadro 1 – Núcleos de ferrite EE Thornton.

Ae (cm ²)	Aw (cm ²)	lm (cm)	l_{esp} (cm)	vn (cm ³)	$AeAew$ (cm ⁴)	NÚCLEO
0,312	0,26	4,28	3,8	1,34	0,08	EE 20/15
0,600	0,80	6,70	5,6	4,00	0,48	EE 30/07
1,200	0,85	6,70	6,7	8,00	1,02	EE 30/14
1,810	1,57	9,70	8,7	17,10	2,84	EE 42/15
2,400	1,57	9,70	10,5	23,30	3,77	EE 42/20
3,540	2,50	12,00	11,6	42,50	8,85	EE 55/21
2,660	3,70	14,70	14,8	39,10	9,84	EE 65/13
5,320	3,70	14,70	14,8	78,20	19,68	EE 65/26
7,980	3,70	14,70	14,8	117,30	29,53	EE 65/39

Fonte: Adaptado de (THORNTON, 2023).

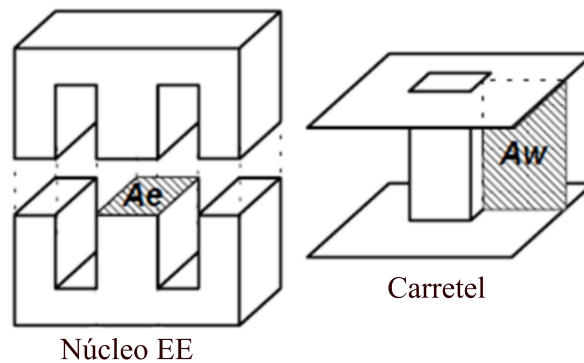
Aplicando uma margem de segurança para o valor $AeAw$ obtido, foi escolhido o núcleo EE 65/26 (os núcleos EE 55/21 e EE 65/13 não foram escolhidos por apresentarem

uma relação $AeAw$ muito próxima da calculada). A partir do Quadro 1, tem-se os seguintes parâmetros dados para o projeto do indutor:

- Área da perna central do núcleo - Ae : 5,32 cm²;
- Área da janela o carretel - Aw : 3,70 cm²;
- Comprimento médio de uma espira - l_{esp} : 14,8 cm;
- Volume do núcleo - v_n : 78,20 cm³;
- Produto de áreas do núcleo - $AeAw$: 19,68 cm⁴.

Os parâmetros Ae e Aw são ilustrados na Figura 4.

Figura 4 – Parâmetros geométricos do núcleo e carretel EE para indutores.



Fonte: Adaptado de (BARBI; FONT; ALVES, 2002).

Assim, o número de espiras necessárias para a construção do indutor é

$$N_{esp} = \frac{L_O \cdot I_{LOP} \cdot 10^4}{B \cdot Ae} \rightarrow N_{esp} = \frac{0,679 \cdot 10^{-3} \cdot 9,3135 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 5,32} \rightarrow N_{esp} = 39,62 \text{ espiras}, \quad (6)$$

onde L_O é dado em Henry, I_{LOP} em Amperes, B em Tesla e Ae em cm².

O número de espiras requer um ajuste para um número inteiro, ou seja, para o projeto considerou-se

$$N_{esp} = 40 \text{ espiras}. \quad (7)$$

Em seguida, determina-se o entreferro necessário, isto é,

$$l_g = \frac{N_{esp}^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae \cdot 10^{-1}}{2 \cdot L_O} \rightarrow l_g = \frac{40^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 5,32 \cdot 10^{-1}}{2 \cdot 0,679 \cdot 10^{-3}},$$

$$l_g = 0,7877 \text{ mm}, \quad (8)$$

onde, onde μ_0 é dado em H/m, Ae em cm² e L_O em Henry.

Para o ajuste do entreferro são utilizadas utilizadas folhas de papel, cada uma com espessura aproximada $l_f = 0,074 \text{ mm}$. Assim, desprezando o efeito da compressão aplicada sobre as folhas de papel, a quantidade de folhas nas colunas laterais do núcleo é dada por

$$N_{folhas} = \frac{l_g}{l_f} \rightarrow N_{folhas} = \frac{0,7877}{0,074} \rightarrow N_{folhas} = 10,64 \text{ folhas}. \quad (9)$$

Novamente, realiza-se um arredondamento. Logo, são consideradas 11 folhas para o ajuste do entreferro.

Em seguida, define-se limites para o diâmetro do condutor considerando o efeito *skin* e uma temperatura de operação de 100°C para o indutor. Para isso, considera-se os parâmetros da Tabela 5.

Tabela 5 – Parâmetros considerados para o cálculo do condutor do indutor considerando o efeito *skin*.

Temperatura máxima de operação - T_{max}	100°C
Resistividade no cobre a 20 °C - ρ_O	$1,69 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$
Permeabilidade magnética do cobre - μ_{Cu}	$1 \cdot \mu_0 H/m$
Coefficiente de temperatura do cobre - α_{Cu}	$0,0043^\circ C^{-1}$

Fonte: (HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 2021).

A 100°C o condutor de cobre tem a resistividade dada por

$$\begin{aligned}\rho_{100} &= \rho_O \cdot \left(1 + \alpha_{Cu} \cdot (T_{max} - 20)\right), \\ \rho_{100} &= 1,69 \cdot 10^{-8} \cdot \left(1 + 0,0043 \cdot (100 - 20)\right), \\ \rho_{100} &= 2,2714 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m,\end{aligned}\quad (10)$$

de acordo com o estabelecido por Halliday, Resnick e Walker (2021).

A profundidade de penetração eletromagnética para esta temperatura de operação é dada por

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_{100}}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_S}}, \quad (11)$$

conforme Sadiku (2018), onde f_S é dado em Hertz.

Consequentemente, para se aproveitar toda a área útil do condutor a esta temperatura de trabalho, o diâmetro do condutor deve ser no máximo de

$$\begin{aligned}\varnothing_{max} &= 2 \cdot \delta \rightarrow \varnothing_{max} = 2 \cdot \sqrt{\frac{\rho_{100}}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f_S}} \rightarrow \varnothing_{max} = 2 \cdot \sqrt{\frac{2,2714 \cdot 10^{-8}}{\pi \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 100 \cdot 10^3}}, \\ \varnothing_{max} &= 0,4797 \cdot 10^{-3} m = 0,4797 mm.\end{aligned}\quad (12)$$

O condutor AWG de maior seção transversal que atende esta restrição é condutor AWG 25 (BARBI, 2001). Por disponibilidade do laboratório optou-se pelo condutor AWG 27, com diâmetro menor, o qual também atende à restrição estabelecida.

As características do condutor AWG 27, conforme Barbi (2001), são:

- Área da seção transversal - A_{Cu27} : 0,001021 cm²
- Área com isolamento - S_{27} : 0,001344 cm²

Para que o condutor suporte a corrente eficaz I_{LOef} , este deve ter uma seção transversal mínima S_{min} de

$$S_{min} = \frac{I_{LOef}}{J} \rightarrow S_{min} = \frac{8,87}{450} \rightarrow S_{min} = 0,0197 cm^2. \quad (13)$$

Como a seção transversal necessária é superior à do condutor AWG 27, é preciso calcular o número de condutores em paralelo $N_{condutores}$ para suportar a corrente do circuito. Assim,

$$N_{condutores} = \frac{S_{min}}{A_{Cu27}} \rightarrow N_{condutores} = \frac{0,0197}{0,001344} \rightarrow N_{condutores} = 19,29 condutores, \quad (14)$$

logo, arredondando o número de condutores, são utilizados 20 condutores AWG 27 em paralelo para a construção do indutor, isto é,

$$N_{condutores} = 20 \text{ condutores.} \quad (15)$$

Após, é importante calcular o fator de ocupação K_{ocup} do indutor para assegurar que os condutores projetados caibam fisicamente no núcleo escolhido. Geralmente, a literatura especifica que K_{ocup} deve estar abaixo de 50 % (ERICKSON; DRAGAN, 2001). Para esse cálculo, inicialmente, se obtém a área de janela necessária para acomodar os condutores, dada por

$$Aw_{necessaria} = N_{esp} \cdot N_{condutores} \cdot S_{27} \rightarrow Aw_{necessaria} = 40 \cdot 20 \cdot 0,001344$$

$$Aw_{necessaria} = 1,0752 \text{ cm}^2. \quad (16)$$

Logo, o fator de ocupação é

$$K_{ocup} = \frac{Aw_{necessaria}}{Aw} \cdot 100 \rightarrow K_{ocup} = \frac{1,0752}{3,7} \cdot 100 \rightarrow K_{ocup} = 29,06 \%. \quad (17)$$

Com um fator de ocupação de 29,06 %, pode-se assegurar que a quantidade de condutores e espiras necessárias caberão no espaço disponível do núcleo escolhido.

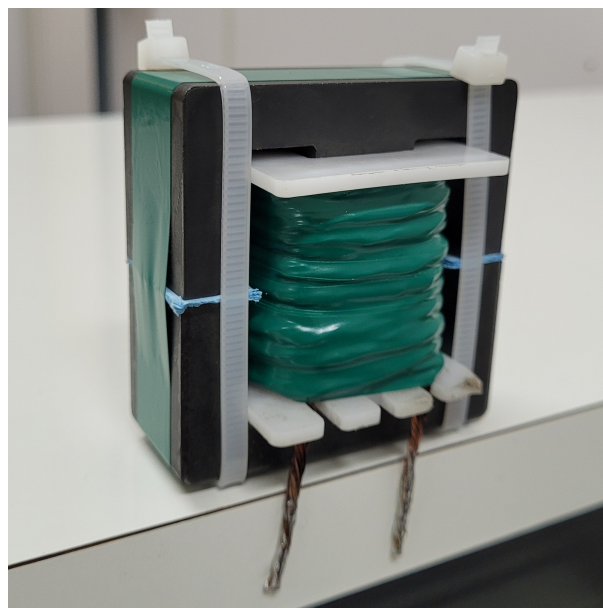
Em seguida, calcula-se o comprimento total l_{27} do condutor necessário para a construção do indutor é

$$l_{27} = (l_{esp} \cdot N_{esp} + l_{term}) \cdot N_{condutores} \rightarrow l_{27} = (0,148 \cdot 40 + 0,1) \cdot 20 \rightarrow l_{27} = 120,4 \text{ m} \quad (18)$$

onde a variável " l_{term} " representa o comprimento de condutor necessário para a execução dos terminais de conexão do indutor, neste caso considerado como 10 cm.

O indutor construído está apresentado na Figura 5. O indutor forneceu uma indutância de 0,679 mH, e uma resistência de aproximadamente 300 mΩ. As grandezas foram medidas através de um LCR meter Agilent 4263B, utilizando uma frequência de 100 kHz.

Figura 5 – Indutor para aplicação prática.



Fonte: Autoria própria.

2.2.2 Projeto da Capacitância de Entrada do Conversor

Como a corrente de entrada do conversor também é variável, faz-se necessário dimensionar o capacitor de entrada C_{pv} conforme a oscilação de tensão especificada na Tabela 2. O capacitor tem por função suavizar a ondulação de tensão, absorvendo a corrente excedente e fornecendo corrente quando é necessário. Assim, é necessário primeiro estabelecer a variação máxima da tensão de entrada V_{OC} , calculada por

$$\Delta V_{PV} = V_{OC} \cdot \Delta V_{PV\%} \rightarrow \Delta V_{PV} = 182,4 \cdot 0,1 \rightarrow \Delta V_{PV} = 18,24 V. \quad (19)$$

A capacitância C_{pv} necessária para garantir a especificação de projeto é calculada conforme descrito em [Texas Instruments \(2022\)](#), adaptando as variáveis associadas ao capacitor de entrada, isto é,

$$C_{pv} = \frac{I_{L(MP)} \cdot D_{MP}}{f_s \cdot \Delta V_{PV}} \rightarrow C_{pv} = \frac{8,871 \cdot 0,4048}{100 \cdot 10^3 \cdot 18,21} \rightarrow C_{pv} = 1,972 \mu F, \quad (20)$$

onde f_s é dado em Hertz.

Em função da disponibilidade, utilizou-se um capacitor de $2,2 \mu F/250 V$ que possui capacitância próxima ao valor calculado e possui tensão de trabalho superior à Máxima Tensão de Entrada do Conversor ($V_{OC} = 182,4 V$).

2.2.3 Projeto da Capacitância do Barramento CC

O capacitor de saída C do conversor constitui o barramento CC do sistema e é dimensionado por [Texas Instruments \(2022\)](#)

$$C = \frac{I_{O(max)} \cdot D_{MP}}{f_s \cdot \Delta V_O} \rightarrow C = \frac{\left(\frac{V_O}{R}\right) \cdot D_{MP}}{f_s \cdot (V_O \cdot \Delta V_{O\%})} \rightarrow C = \frac{D_{MP}}{R \cdot \Delta V_{O\%} \cdot f_s},$$

onde f_s é dado em Hertz. Logo,

$$C = \frac{0,4048}{47,3485 \cdot 0,01 \cdot 100 \cdot 10^3} \rightarrow C = 8,5494 \mu F. \quad (21)$$

Com isso, utiliza-se um capacitor de $10 \mu F/400 V$ que atende a capacitância mínima requerida bem como suporta a tensão de trabalho do barramento CC ($V_O = 250 V$).

2.2.4 Especificação dos Semicondutores

Para a definição do MOSFET, considerou-se um fator de segurança de 30% para a tensão dreno-fonte nominal $V_{DS(NOM)}$ que o dispositivo deve suportar. Assim,

$$V_{DS(NOM)} \geq 1,3 \cdot V_O \rightarrow V_{DS(NOM)} \geq 1,3 \cdot 250 V \rightarrow V_{DS(NOM)} \geq 325 V. \quad (22)$$

Para a especificação da corrente do MOSFET, considera-se, inicialmente, a corrente máxima de dreno na chave S esperada $I_{S(MAX)}$, dada por

$$I_{S(MAX)} = I_{L(MP)} + \frac{\Delta I_{L(MP)}}{2} \rightarrow I_{S(MAX)} = 8,871 + \frac{0,8871}{2}$$

$$I_{S(MAX)} = 9,31 A. \quad (23)$$

Com isso, considerando uma margem de segurança de 20%, tem-se a especificação da corrente nominal mínima para o componente, isto é,

$$I_{S(NOM)} \geq 1,2 \cdot I_{S(MAX)} \rightarrow I_{S(NOM)} \geq 1,2 \cdot 9,31 \rightarrow I_{S(NOM)} = 11,17 A. \quad (24)$$

O diodo, por sua vez, está submetido a uma tensão reversa igual a tensão de saída do conversor. Assim, considerando um fator de segurança de 30%, a especificação da tensão reversa que o diodo deve suportar $V_{DiREV(NOM)}$, é dada por

$$V_{DiREV(NOM)} \geq 1,3 \cdot V_O \rightarrow V_{DiREV(NOM)} \geq 1,3 \cdot 250 V \rightarrow V_{DiREV(NOM)} \geq 325 V. \quad (25)$$

Similarmente, com um fator de segurança de 20%, a corrente direta $I_{Di(NOM)}$ que o diodo deve suportar deve atender

$$I_{Di(NOM)} \geq 1,2 \cdot \left(I_{L(MP)} + \frac{\Delta I_{L(MP)}}{2} \right) \rightarrow I_{Di(NOM)} \geq 1,2 \cdot \left(8,871 + \frac{0,8871}{2} \right)$$

$$I_{Di(NOM)} \geq 11,18 A. \quad (26)$$

De acordo com os parâmetros estabelecidos acima e com a disponibilidade em laboratório, o MOSFET S e o diodo Di utilizados são listados abaixo:

- S : C2M0040120D \rightarrow tensão máxima de dreno-fonte $V_{DSmax} = 1.200 V$, corrente de dreno $I_D = 36 A$ para temperatura de encapsulamento $T_C = 100^\circ C$ e $R_{DS(ON)} = 82 m\Omega$ para temperatura de junção $T_J = 150^\circ C$; diodo interno com tensão direta típica $V_{SD} = 3,6 V$ para $T_J = 150^\circ C$ e corrente direta de $60 A$ para $T_C = 25^\circ C$ ([WOLFSPEED, INC., 2021](#));
- Di : LSIC2SD120A10 \rightarrow tensão máxima de bloqueio $V_R = 1.200 V$, corrente direta máxima $I_F = 15 A$ para uma temperatura de encapsulamento $T_C = 135^\circ C$ e tensão direta $V_F = 2 V$ para temperatura de junção $T_J = 175^\circ C$ ([LITTELFUSE, 2021](#)).

2.3 MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST

Seguindo a topologia apresentada na Figura 3, utilizou-se da modelagem por espaços de estados para se obter o modelo médio do conversor. Na sequência, a partir do modelo médio se obtém modelo de pequenos sinais que é utilizado para a obtenção das funções de transferência que descrevem o sistema a ser controlado.

Para isso, é necessário analisar o sistema em suas duas etapas de operação (quando a chave está aberta e quando está fechada) para estabelecer as equações matemáticas que descrevem seu funcionamento.

2.3.1 Cálculo da Resistência Equivalente de Saída do Conversor

Antes de se realizar a modelagem matemática do conversor, inicialmente, calcula-se o resistor R de saída, apresentado na Figura 3, que representa a carga nominal do conversor. Assim,

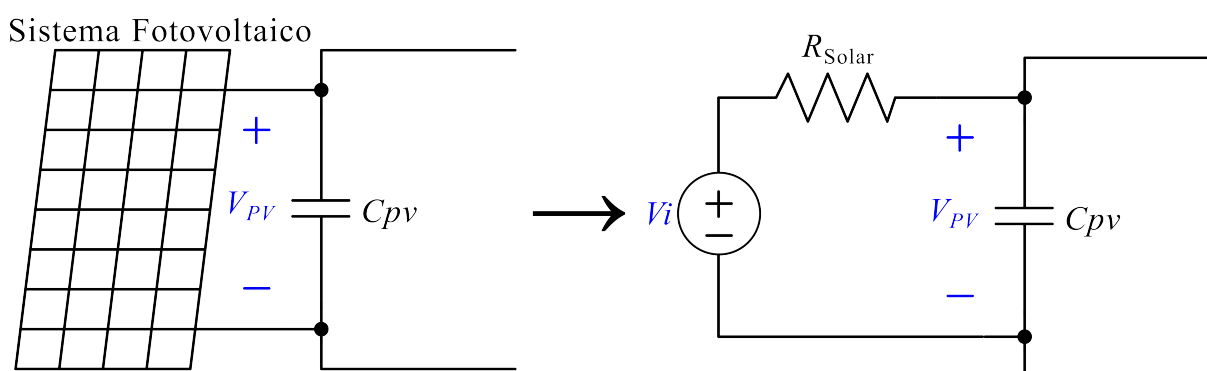
$$R = \frac{V_O^2}{P_{MAX}} \rightarrow R = \frac{250^2}{1320} \rightarrow R = 47,3485 \Omega. \quad (27)$$

Apesar de, na prática, esse resistor não existir, visto que o conversor é conectado a um barramento CC de tensão fixa, o cálculo dessa resistência é importante para a modelagem matemática do conversor e alguns testes apresentados na Seção 2.7.

2.3.2 Obtenção do Circuito Equivalente do Arranjo Fotovoltaico no Ponto de Máxima Potência

Para se incluir o arranjo fotovoltaico na modelagem via espaço de estados, utiliza-se um circuito equivalente para a operação no ponto de máxima potência. Nesta situação, a tensão nos terminais do arranjo é V_{MP} e o arranjo fornece a máxima corrente I_{MP} . Assim, o circuito equivalente do arranjo fotovoltaico é o ilustrado na Figura 6 onde o arranjo é denominado Sistema Fotovoltaico.

Figura 6 – Circuito equivalente para o sistema fotovoltaico.



Fonte: Autoria própria.

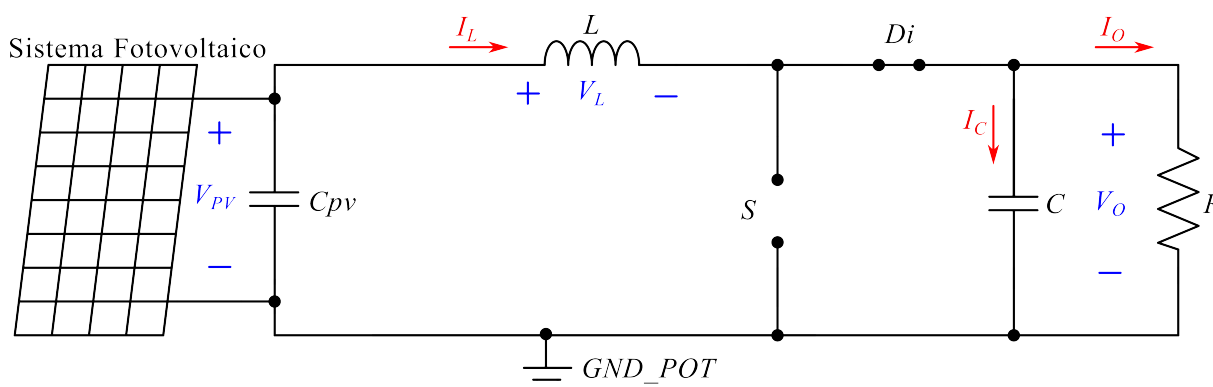
Assim, considera-se $V_{in} = V_{OC}$ enquanto a resistência R_{Solar} do circuito equivalente é calculada por

$$R_{Solar} = \frac{V_{OC} - V_{MP}}{I_{MP}} \rightarrow R_{Solar} = \frac{182,4 - 148,8}{8,88} \rightarrow R_{Solar} = 3,7838 \Omega. \quad (28)$$

2.3.3 Modelagem Matemática da 1ª Etapa de Operação: Chave Aberta

Para a primeira etapa, a chave S está aberta e o diodo Di conduz, como apresentado na Figura 7.

Figura 7 – Primeira etapa de operação do conversor Boost.



Fonte: Autoria própria.

Analisando o circuito, através da lei das malhas, tem-se

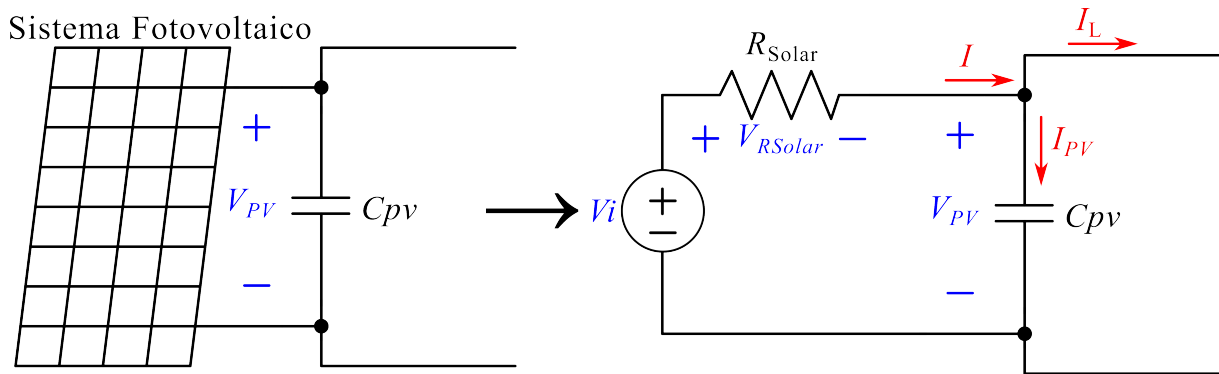
$$V_{PV} = V_L + V_O \rightarrow V_{PV} = L \cdot \frac{dI_L}{dt} + V_O \rightarrow \frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} \cdot V_{PV} - \frac{1}{L} \cdot V_O. \quad (29)$$

A partir da lei dos nós, tem-se

$$I_L = I_O + I_C \rightarrow I_L = \frac{V_O}{R} + C \cdot \frac{dV_O}{dt} \rightarrow \frac{dV_O}{dt} = \frac{1}{C} \cdot I_L - \frac{1}{R \cdot C} \cdot V_O. \quad (30)$$

Em seguida, considera-se o circuito equivalente do arranjo fotovoltaico. Assim, o arranjo é substituído por uma fonte e uma resistência equivalentes, como demonstrado na Figura 8.

Figura 8 – Fonte e resistência equivalentes para o sistema fotovoltaico com fluxo de correntes.



Fonte: Autoria própria.

A partir do circuito equivalente, obtém-se a equação diferencial que descreve o comportamento da variação de V_{PV} em função do tempo. Assim,

$$\begin{aligned} V_i &= V_{R_{Solar}} + V_{PV} \rightarrow V_i = R_{Solar} \cdot I + V_{PV} \rightarrow V_i = R_{Solar} \cdot (I_{PV} + I_L) + V_{PV} \\ V_i &= R_{Solar} \cdot \left(C_{pv} \cdot \frac{dV_{PV}}{dt} + I_L \right) + V_{PV} \rightarrow C_{pv} \cdot \frac{dV_{PV}}{dt} = \frac{V_i - V_{PV}}{R_{Solar}} - I_L \\ \frac{dV_{PV}}{dt} &= -\frac{1}{R_{Solar} \cdot C_{pv}} \cdot V_{PV} - \frac{1}{C_{pv}} \cdot I_L + \frac{V_i}{R_{Solar} \cdot C_{pv}}. \end{aligned} \quad (31)$$

As equações (29), (30) e (31), que descrevem a primeira etapa de funcionamento podem ser organizadas em forma matricial como:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{PV} \\ \dot{I}_L \\ \dot{V}_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R_{Solar} \cdot C_{pv}} & \frac{-1}{C_{pv}} & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C} & \frac{-1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{PV} \\ I_L \\ V_O \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_i}{R_{Solar} \cdot C_{pv}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (32)$$

que tem a forma

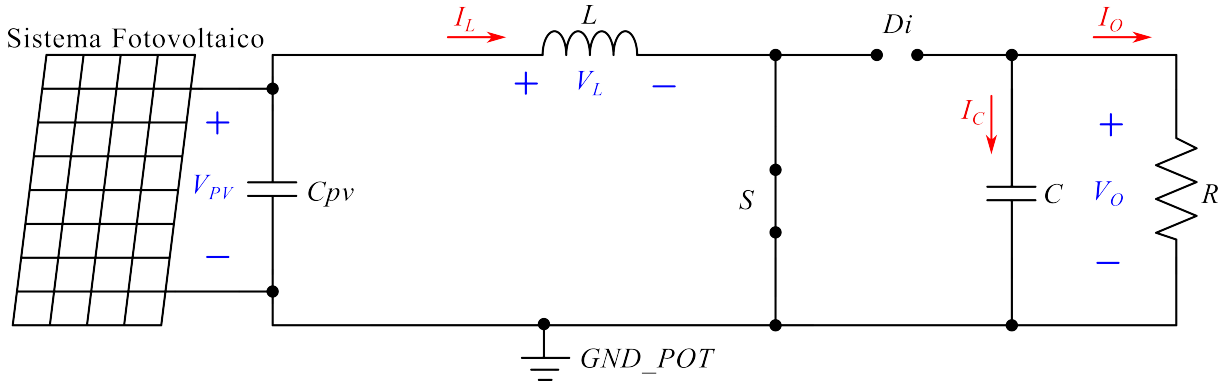
$$\dot{X} = A_1 \cdot X + B_1 \cdot U, \quad (33)$$

considerando U unitário.

2.3.4 Modelagem Matemática da 2ª Etapa de Operação: Chave Fechada

Na segunda etapa, a chave S conduz, resultando no diodo Di reversamente polarizado, devido à tensão do capacitor. Isso pode ser observado na Figura 9.

Figura 9 – Segunda etapa de operação do conversor Boost.



Fonte: Autoria própria.

A partir do circuito apresentado acima, utilizando análise de malhas tem-se

$$V_{PV} = V_L \rightarrow V_{PV} = L \cdot \frac{dI_L}{dt} \rightarrow \frac{dI_L}{dt} = \frac{1}{L} \cdot V_{PV}. \quad (34)$$

A análise das correntes fornece

$$I_C = -I_O \rightarrow C \cdot \frac{dV_O}{dt} = -\frac{V_O}{R} \rightarrow \frac{dV_O}{dt} = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot V_O. \quad (35)$$

Assim como na etapa anterior, considera-se o circuito equivalente da Figura 8 para se obter a equação diferencial que descreve o comportamento da variação de V_{PV} no tempo, isto é,

$$\frac{dV_{PV}}{dt} = -\frac{1}{R_{Solar} \cdot C_{pv}} \cdot V_{PV} - \frac{1}{C_{pv}} \cdot I_L + \frac{V_i}{R_{Solar} \cdot C_{pv}}. \quad (36)$$

Representando as equações (34), (35) e (36) na forma matricial tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{PV} \\ \dot{I}_L \\ \dot{V}_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R_{Solar} \cdot C_{pv}} & \frac{-1}{C_{pv}} & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{PV} \\ I_L \\ V_O \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_i}{R_{Solar} \cdot C_{pv}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (37)$$

que tem a forma

$$\dot{X} = A_2 \cdot X + B_2 \cdot U, \quad (38)$$

considerando U unitário.

2.3.5 Modelo Médio

A representação (32) obtida na Subseção 2.3.3 é válida para os momentos em que a chave principal S não está conduzindo. Posto de outra forma, a representação é válida durante o intervalo de tempo $(1 - D)T_s$, onde T_s é o período do PWM e D é a razão cíclica no ponto de operação. Por outro lado, a representação (37) obtida na Subseção 2.3.4 é válida para os

momentos em que a chave principal S está conduzindo, isto é, durante o intervalo de tempo DT_s .

De acordo com [Erickson e Dragan \(2001\)](#), a equação de estados do modelo médio do conversor tem a forma

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U, \quad (39)$$

onde

$$A = A_1 \cdot (1 - D) + A_2 \cdot (D) \quad (40)$$

e

$$B = B_1 \cdot (1 - D) + B_2 \cdot (D). \quad (41)$$

Com isso, a equação de estados do modelo médio do conversor Boost é dada por

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{PV} \\ \dot{I}_L \\ \dot{V}_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{R_{Solar} \cdot C_{pv}} & \frac{-1}{C_{pv}} & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & \frac{-(1-D)}{L} \\ 0 & \frac{(1-D)}{C} & \frac{-1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{PV} \\ I_L \\ V_O \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_i}{R_{Solar} \cdot C_{pv}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (42)$$

A equação (42) descreve a dinâmica do sistema como um todo considerando a razão cíclica D do ponto de operação. Todavia, não explicita como variável de entrada uma variável manipulada associada a razão cíclica. Assim, deve-se obter a representação em espaço de estados de pequenos sinais, que é válida no entorno do ponto de operação definido pela razão cíclica D que aparece no modelo médio. Para isso, aplica-se uma perturbação d na razão cíclica em torno do seu ponto de operação D . Com isso, a razão cíclica perturbada \bar{D} é

$$\bar{D} = D + d, \quad (43)$$

onde $D \gg d$.

Da mesma forma tem-se as perturbações associadas aos pontos de operação do vetor de estados X e entrada U dadas por x e u , respectivamente. Logo, o vetor de estados perturbado \bar{X} e a entrada perturbada \bar{U} são dados por

$$\bar{X} = X + x, \quad (44)$$

$$\bar{U} = U + u, \quad (45)$$

onde $X \gg x$ e $U \gg u$.

A partir das equações (39), (40) e (41) tem-se

$$\dot{X} = [A_1 \cdot (1 - D) + A_2 \cdot (D)] \cdot X + [B_1 \cdot (1 - D) + B_2 \cdot (D)] \cdot U \quad (46)$$

que, aplicando as perturbações (43), (44) e (45), fornece

$$\dot{X} + \dot{x} = [A_1 \cdot (1 - D - d) + A_2 \cdot (D - d)] \cdot (X + x) + [B_1 \cdot (1 - D - d) + B_2 \cdot (D + d)] \cdot (U + u). \quad (47)$$

Manipulando a equação (47) e seguindo as considerações apresentadas em [Erickson e Dragan \(2001\)](#) tem-se a representação de pequenos sinais do conversor dada por

$$\dot{x} = A \cdot x + B_S \cdot d, \quad (48)$$

onde

$$B_S = (A_2 - A_1) \cdot (-A^{-1} \cdot B) \cdot U + (B_2 - B_1) \cdot U, \quad (49)$$

onde $U = 1$, neste caso.

Assim, conforme Ogata (2010) é possível se obter as funções de transferência desejadas através de

$$G(s) = \frac{X(s)}{d(s)} = C \cdot (s \cdot I - A)^{-1} \cdot B_S, \quad (50)$$

onde I é a matriz identidade e C é a matriz de saída associada ao modelo em espaço de estados de pequenos sinais, vide Erickson e Dragan (2001), que define a saída do sistema. Assim, como deseja-se obter as funções de transferência que relacionam as variáveis V_{PV} , I_L e V_O com a variação da razão cíclica d , tem-se:

- $C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$: primeira variável, ou, V_{PV} ;
- $C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$: segunda variável, ou, I_L ;
- $C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$: terceira variável, ou, V_O .

Logo, a função de transferência relacionando variação da tensão de entrada V_{PV} com a variação da razão cíclica d é dada por

$$G_{PV}(s) = \frac{V_{PV}(s)}{d(s)} = \frac{-1,596 \cdot 10^{11} \cdot s - 6,671 \cdot 10^{14}}{s^3 + 116600 \cdot s^2 + 9,293 \cdot 10^8 \cdot s + 7,248 \cdot 10^{12}}. \quad (51)$$

A função de transferência relacionando variação da corrente do indutor I_L com a variação da razão cíclica d é

$$G_{IL}(s) = \frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{368300 \cdot s^2 - 4,372 \cdot 10^{10} \cdot s - 1,763 \cdot 10^{14}}{s^3 + 116600 \cdot s^2 + 9,293 \cdot 10^8 \cdot s + 7,248 \cdot 10^{12}}. \quad (52)$$

Por fim, a função de transferência relacionando a variação da tensão de saída V_O com a variação da razão cíclica d é dada por

$$G_{VO}(s) = \frac{V_O(s)}{d(s)} = \frac{-8,78 \cdot 10^5 \cdot s^2 - 7,888 \cdot 10^{10} \cdot s + 1,924 \cdot 10^{15}}{s^3 + 116600 \cdot s^2 + 9,293 \cdot 10^8 \cdot s + 7,248 \cdot 10^{12}}. \quad (53)$$

2.4 PRÉ-VALIDAÇÃO DO MODELO MATEMÁTICO

Para a pré-validação dos modelos matemáticos obtidos, foi utilizada uma simulação no software PSIM. Os resultados obtidos através da simulação dos modelos matemáticos foram comparados com os resultados obtidos através da simulação do circuito ideal do conversor Boost, no PSIM, considerando os componentes calculados na Seção 2.2. Nas simulações, considerou-se o ponto de operação em que $D = 0,4048$. Nas simulações, no instante 0,1 s, aplicou-se uma variação de $d = 0,01$.

As Figuras 10, 11 e 12 apresentam o comportamento do circuito simulado no PSIM, em vermelho, e o resultado fornecido pelas funções de transferência $G_{PV}(s)$, $G_{IL}(s)$ e $G_{VO}(s)$, respectivamente, em azul. A partir dos resultados, percebe-se que os modelos matemáticos descrevem adequadamente com o comportamento do sistema ideal simulado no PSIM.

Figura 10 – Pré-validação da função de transferência $G_{PV}(s)$.

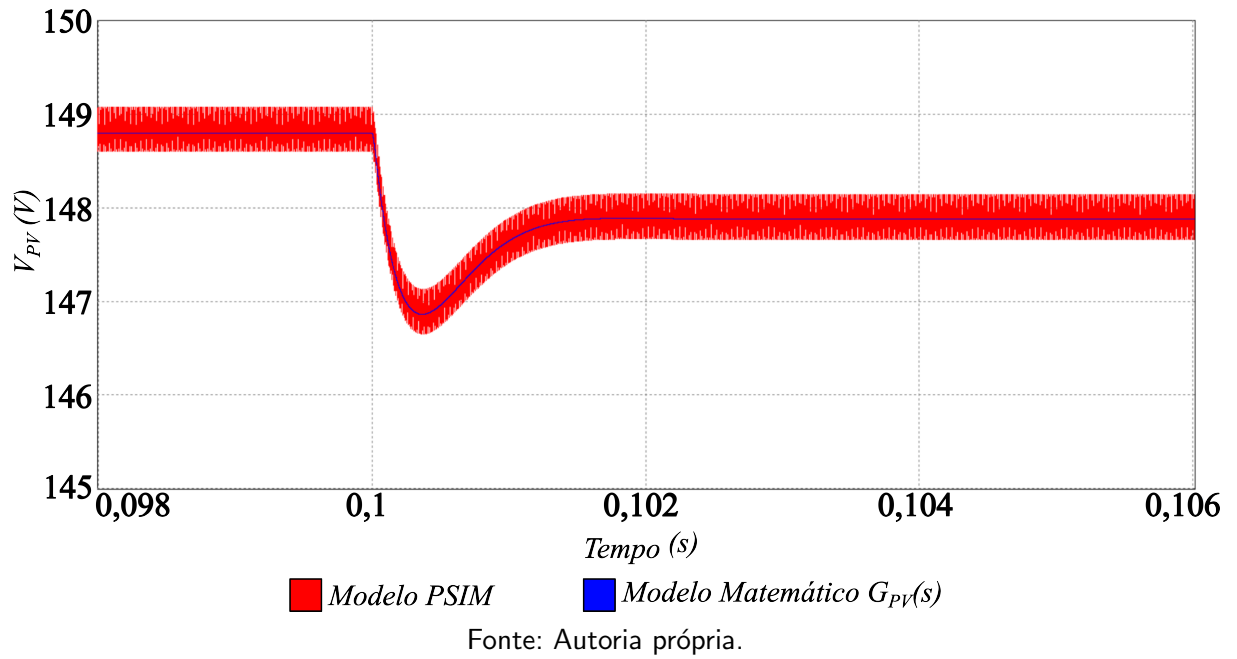


Figura 11 – Pré-validação da função de transferência $G_{IL}(s)$.

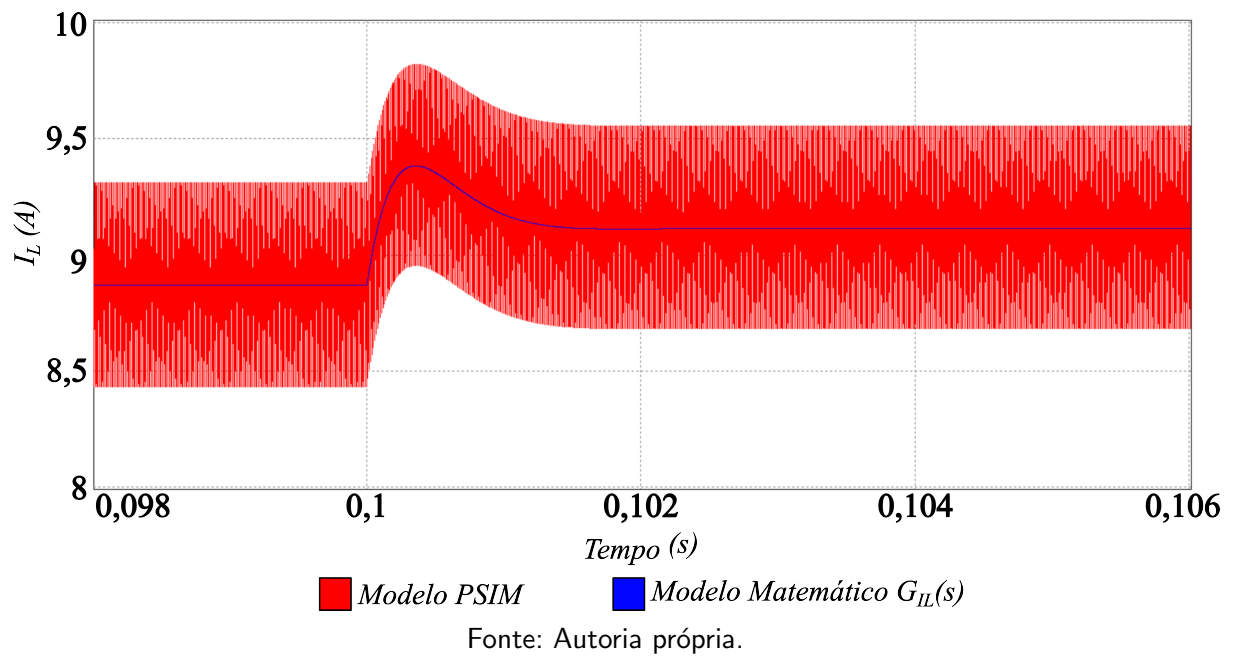
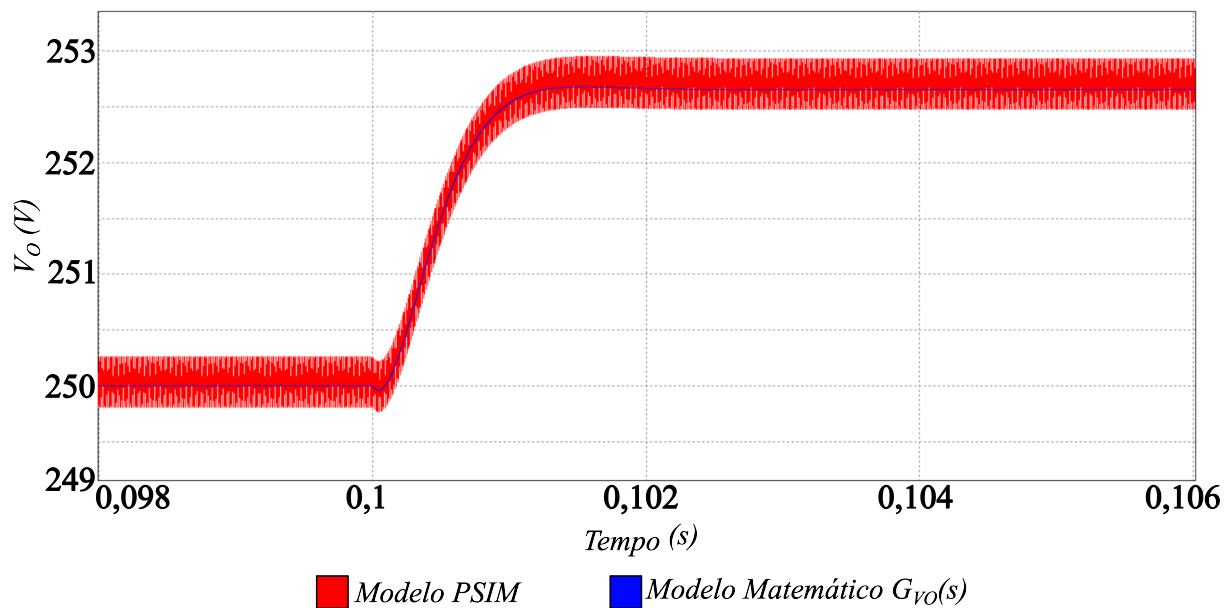
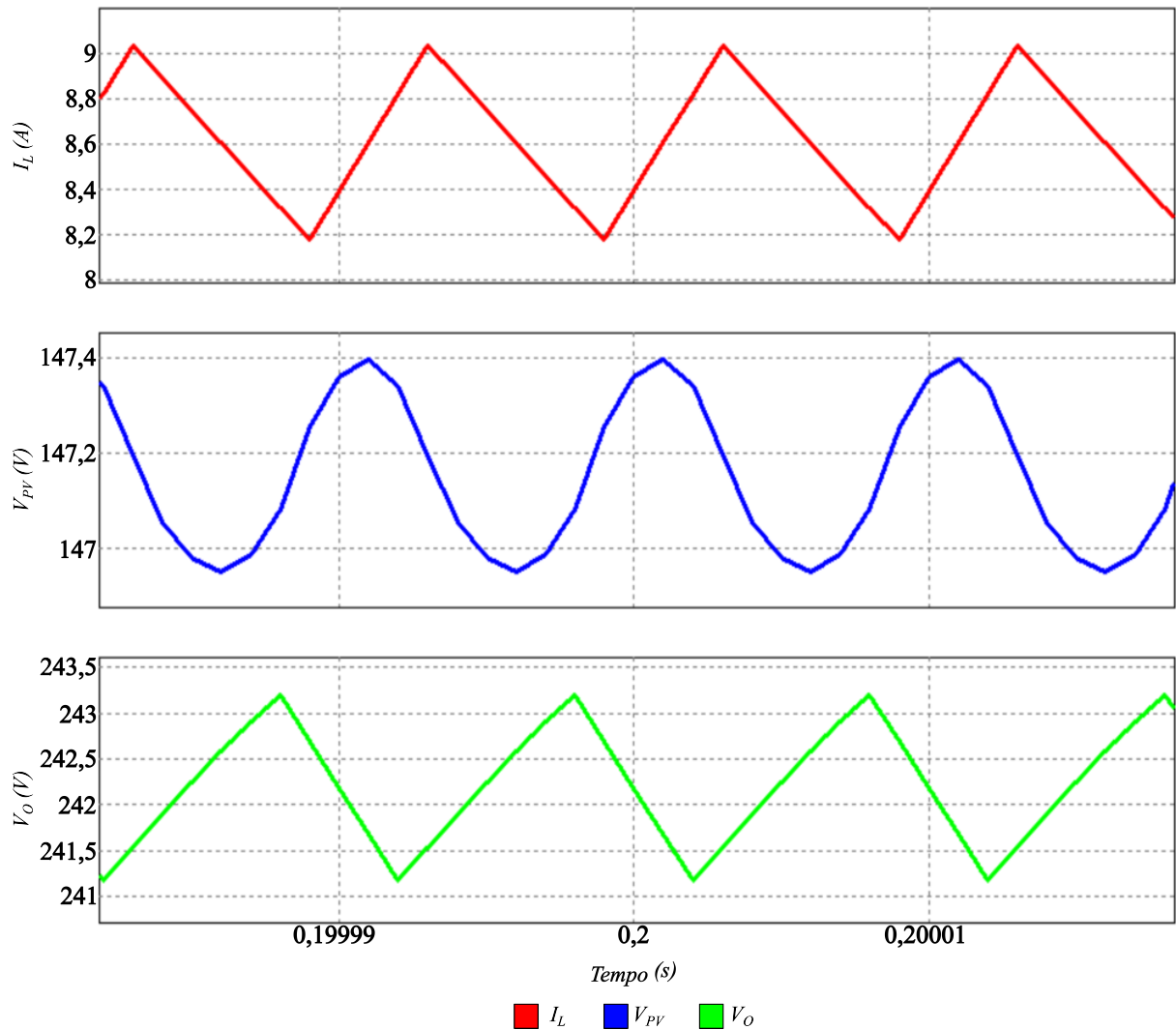


Figura 12 – Pré-validação da função de transferência $G_{VO}(s)$.

Para pré-validar os parâmetros de ondulação, o conversor foi simulado no *PSIM* e colocado sob operação em potência nominal, em malha aberta, utilizando uma carga $R = 47,3485 \Omega$, razão cíclica de 0,4048 e um modelo do arranjo fotovoltaico como entrada do conversor. Para o arranjo fotovoltaico considerou-se irradiância de 1.000 W/m^2 e temperatura de $25 \text{ }^\circ\text{C}$. A Figura 13 ilustra as ondulações nas formas de onda da corrente do indutor (I_L), da tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico (V_{PV}) e da tensão de saída (V_O). Observa-se que as ondulações obtidas respeitam os parâmetros de projeto estabelecidos. A ondulação registrada para I_L foi de 0,847 A, para V_{PV} foi de 0,446 V e para V_O foi de 2,024 V.

Figura 13 – Pré-validação das ondulações nos sinais de tensão e corrente.

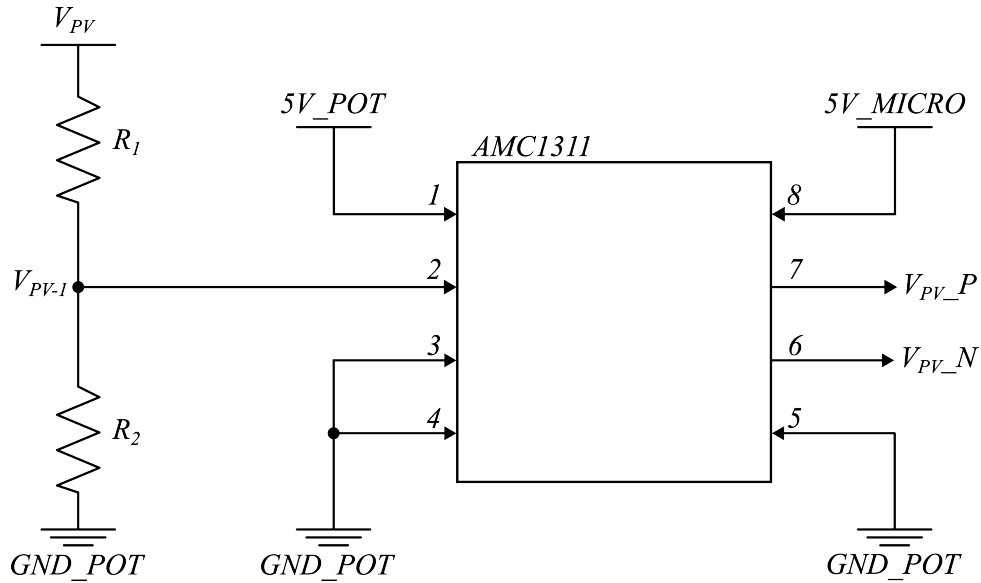


Fonte: Autoria própria.

2.5 CIRCUITOS DE MEDIÇÃO, CONDICIONAMENTO DE SINAIS E DE DRIVER

A tensão na entrada do conversor (V_{PV}) é medida e condicionada através do circuito apresentado na Figura 14. Este circuito utiliza um divisor resistivo na entrada de um amplificador isolador de precisão *AMC1311*. A saída do circuito é um sinal diferencial (V_{PV-P} e V_{PV-N}), com o objetivo de rejeitar interferências de modo comum.

Figura 14 – Divisor resistivo para a entrada de tensão no amplificador AMC1311.



Fonte: Autoria própria.

A Tabela 6 apresenta alguns dos parâmetros desse amplificador.

Tabela 6 – Principais especificações do amplificador AMC1311.

Tensão de Alimentação (V) - $V_{alimentao}$	3,0 a 5,5
Tensão de Entrada Pico a Pico (V) - $V_{IN,AMC}$	2
Ganho - G_{AMC}	1
Tensão de Isolamento Suportada (V_{RMS}) - $V_{isolamento,AMC}$	5.000

Fonte: Adaptado de (TEXAS INSTRUMENTS, 2017).

Como esse amplificador não suporta magnitudes elevadas de tensão, o divisor resistivo reduz a tensão na entrada do componente (V_{PV-1}). Considerando uma faixa de operação para o arranjo fotovoltaico de 80 a 186 V, onde a tensão máxima foi baseada no valor da tensão de circuito aberto definida no *datasheet* do painel utilizado, deseja-se rebaixar a tensão máxima para 2 V. considerando que o amplificador suporta cerca de 7 V. Dessa forma, a relação que define os resistores R_1 e R_2 é

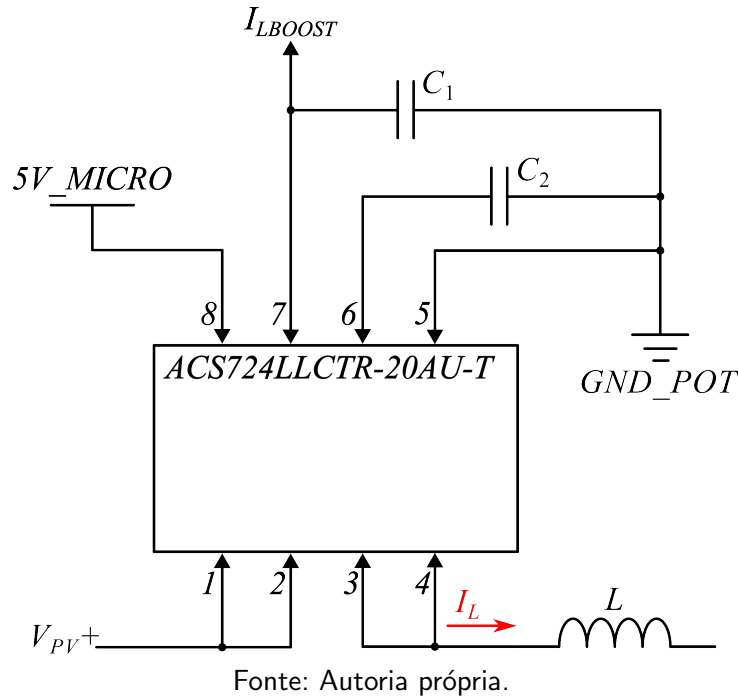
$$V_{PV-1} = V_{PV} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow 2 = 186 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow 2 \cdot (R_1 + R_2) = 186 \cdot R_2$$

$$2 \cdot R_1 = (186 - 2) \cdot R_2 \rightarrow R_1 = \frac{184}{2} \cdot R_2 \rightarrow R_1 = 92 \cdot R_2. \quad (54)$$

Comparando a relação entre resistores e os componentes disponíveis em laboratório, foram escolhidos 3 resistores de 37,4 k Ω em série resultando em um resistor R_1 de 112,2 k Ω . Para R_2 utilizou-se um resistor de 1 k Ω . Isso resultou em uma relação de $R_1 = 112,2 \cdot R_2$, o que é próximo do calculado, fornecendo uma tensão de entrada no amplificador dentro da faixa 0,707-1,643 V.

A corrente no indutor é medida por um sensor de corrente do modelo ACS724LLCTR-20AU-T, que fornece uma saída simples (do inglês, *single-ended*). O sensor foi instalado em série com o indutor L , como é ilustrado pelo circuito da Figura 15, onde os capacitores C_1 e C_2 possuem capacitância de 1 nF, conforme sugestão do *datasheet* do componente.

Figura 15 – Circuito para medição da corrente do indutor.



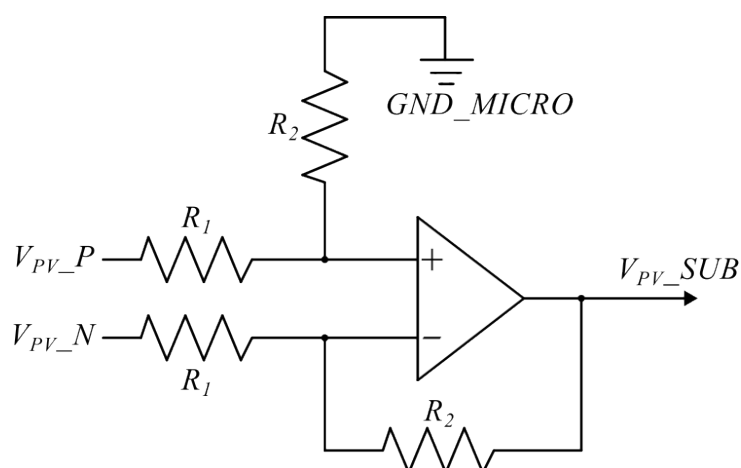
O sensor escolhido fornece uma tensão de saída (I_{LBOOST}) na magnitude de 5 V para uma corrente (I_L) de 10 A. Sendo esse sinal enviado também para um amplificador como descrito na Figura 14 (para o caso da corrente, V_{PV} , V_{PV-1} , V_{PV-P} e V_{PV-N} passam a ser chamados I_{LBOOST} , $I_{LBOOST-1}$, $I_{LBOOST-P}$ e $I_{LBOOST-N}$, respectivamente), foi utilizado um divisor resistivo para reduzir a tensão máxima para 2 V. A relação dos resistores é descrita por

$$I_{LBOOST-1} = I_{LBOOST} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow 2 = 5 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \rightarrow 2 \cdot (R_1 + R_2) = 5 \cdot R_2$$

$$2 \cdot R_1 = (5 - 2) \cdot R_2 \rightarrow R_1 = \frac{3}{2} \cdot R_2 \rightarrow R_1 = 1,5 \cdot R_2. \quad (55)$$

Com os resistores disponíveis em laboratório, foi utilizado um resistor de 15 k Ω para R_1 e 10 k Ω para R_2 .

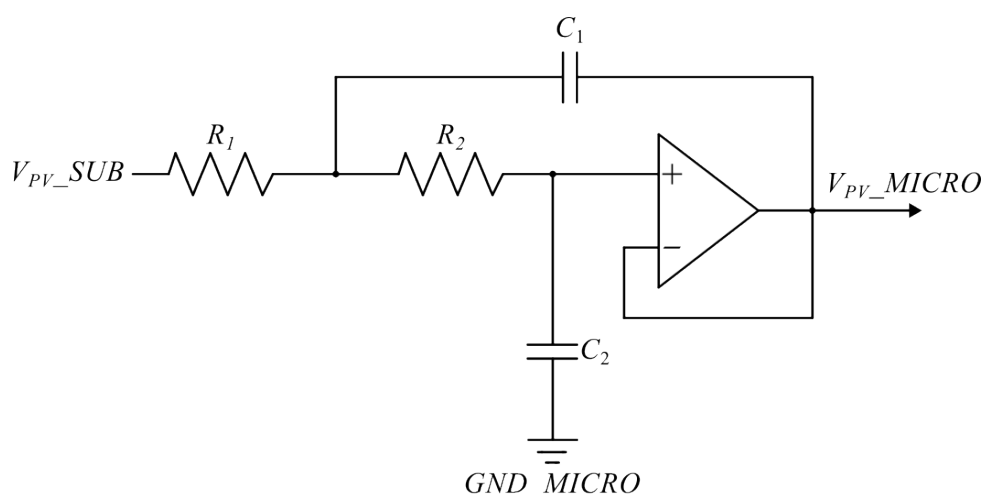
Os sinais diferenciais de tensão V_{PV-P} e V_{PV-N} e de corrente $I_{LBOOST-P}$ e $I_{LBOOST-N}$ seguem para um circuito subtrator, a fim de gerar, novamente, um sinal de saída única. Como os sinais estão abaixo de 2 V e o conversor analógico/digital (ADC) do microcontrolador utilizado (TMS320F28379D) suporta até 3,3 V, utilizou-se um ganho de 1,5 para o sinal da saída do subtrator. O circuito do subtrator está apresentado na Figura 16 para os sinais diferenciais V_{PV-P} e V_{PV-N} gerando a saída V_{PV-SUB} . Para os sinais associados a corrente do indutor, os sinais de tensão mencionados são substituídos por $I_{LBOOST-P}$, $I_{LBOOST-N}$ e $I_{LBOOST-SUB}$, respectivamente.

Figura 16 – Circuito subtrator aplicado à tensão V_{PV} .

Fonte: Autoria própria.

Para o cálculo dos resistores, utilizou-se a relação $R_2 = 1,5 \cdot R_1$. Comparando essa relação com os componentes disponíveis, definiu-se o uso de um resistor de $1,2 \text{ k}\Omega$ para R_1 e $1,91 \text{ k}\Omega$ para R_2 , o que confere um ganho de 1,592 para o sinal. Com o ganho definido, obtém-se uma faixa de operação 1,126 - 2,616 V para V_{PV} e 0 - 3,184 V para I_{LBOOST} .

Os sinais de saída única passam por um filtro *Butterworth* passa-baixas de segunda ordem implementado por uma topologia *Sallen-Key*. O filtro tem fator de qualidade $Q = 0,707$ e frequência de corte de 10 kHz, esta sendo uma década menor do que a frequência de chaveamento do conversor Boost. O circuito do filtro associado à tensão V_{PV} é ilustrado pela Figura 17. Para as sinais associados a corrente I_{LBOOST} , os sinais da figura são substituídos por $I_{LBOOST-SUB}$ e $I_{LBOOST-MICRO}$.

Figura 17 – Filtro passa-baixas de segunda ordem *Sallen-Key* aplicado à tensão V_{PV} .

Fonte: Autoria própria.

Para o dimensionamento dos componentes desse filtro, fez-se uso do site [OKAWA Electric Design \(2024\)](#), sendo R_1 de $2,39 \text{ }\Omega$, R_2 de $2248 \text{ }\Omega$, C_1 de $4,7 \text{ }\mu\text{F}$ e C_2 de $0,01 \text{ }\mu\text{F}$.

De acordo com a disponibilidade do laboratório, os valores escolhidos foram $2 \text{ }\Omega$ para R_1 , $2244 \text{ }\Omega$ para R_2 , $4,7 \text{ }\mu\text{F}$ para C_1 e $0,01 \text{ }\mu\text{F}$ para C_2 . No caso dos resistores, foram adotadas as associações apresentadas abaixo:

- R_1 : $2 \times 1 \text{ }\Omega$;

- R_2 : $(15 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega) \parallel 2610 \text{ }\Omega$.

Para auxiliar na representação do diagrama de blocos apresentado posteriormente, na Seção 2.8, define-se a função de transferência referente ao filtro *Sallen-Key*, isto é,

$$H_{SK}(s) = \frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2} \cdot \frac{1}{s^2 + \left(\frac{1}{R_2 \cdot C_1} + \frac{1}{R_1 \cdot C_1} \right) \cdot s + \frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

$$H_{SK}(s) = \frac{4,732 \cdot 10^9}{s^2 + 1,065 \cdot 10^5 + 4,732 \cdot 10^9} \quad (56)$$

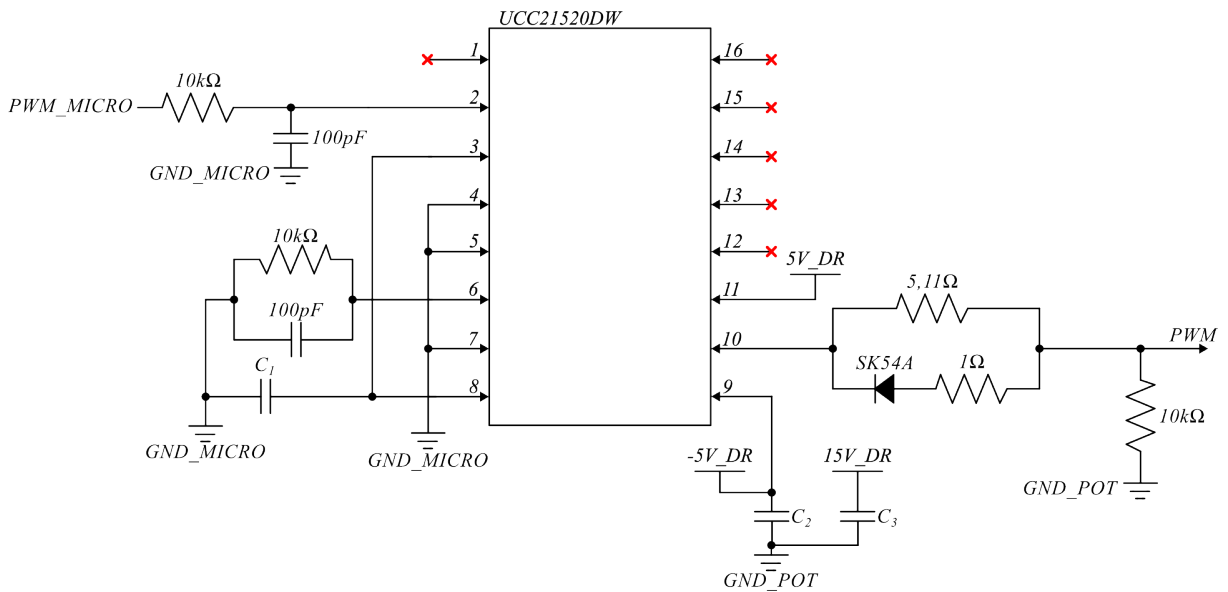
Após o filtro *Sallen-Key*, os sinais associados a corrente do indutor e a tensão de entrada do conversor são enviados para o conversor AD do microcontrolador (*TMS320F28379D*, da *Texas Instruments*) onde, a partir de uma ação de controle, será gerado um sinal *PWM* para acionar a chave do conversor (MOSFET).

O mapeamento dos pinos de entrada do microcontrolador para os valores associados a V_{PV} e I_{LBOOST} e do pino de saída associado ao sinal *PWM_MICRO* para acionamento da chave é apresentado abaixo:

- 69 (ADCINA4): V_{PV_MICRO} ;
- 70 (ADCINA1): I_{LBOOST_MICRO} ;
- 80 (EPWM4A): PWM_MICRO .

O sinal *PWM_MICRO* do microcontrolador é conectado a um *driver* baseado no circuito *UCC21520DW* apresentado na Figura 18. Este circuito fornece o sinal *PWM* que é aplicado ao MOSFET (*S*) do conversor Boost da Figura 3.

Figura 18 – Circuito de *Driver*.



Fonte: Autoria própria.

Para os capacitores C_1 , C_2 e C_3 foram adotados os capacitores descritos abaixo, associados em paralelo:

- C_1 : $2 \times 100 \text{ pF}$;
- C_2 : 100 pF ; $0,1 \text{ }\mu\text{F}$; $0,01 \text{ }\mu\text{F}$;
- C_3 : $4,7 \text{ }\mu\text{F}$; $0,1 \text{ }\mu\text{F}$; $0,01 \text{ }\mu\text{F}$.

2.6 PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

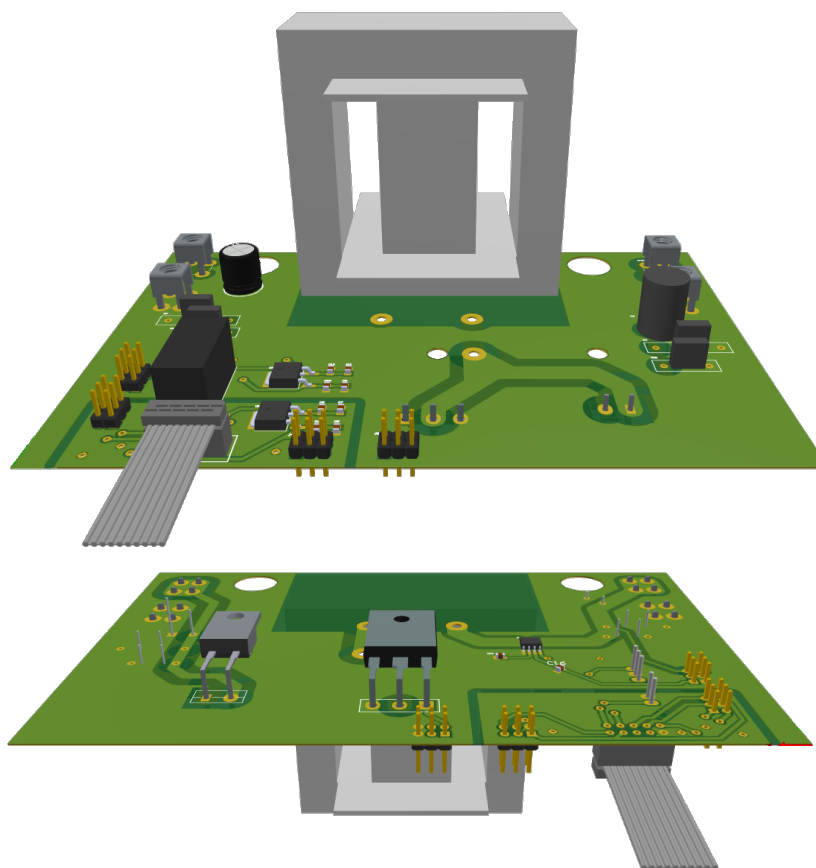
As placas de circuito impresso (PCIs) foram projetadas utilizando o *software Altium Designer*. As placas projetadas com sua função, circuitos e conexões associadas estão listadas no Quadro 2. As placas projetadas são ilustradas nas Figuras 19, 20, 21 e 22.

Quadro 2 – Circuitos e conexões inclusos em cada uma das PCIs.

PCI	CIRCUITOS E CONEXÕES INCLUSOS
Conversor Boost	Conversor Boost
	Sensor de corrente
	Conectores para conexão com a planta fotovoltaica
	Conectores para conexão com o barramento
	Conectores para conexão com a PCI 'Condicionamento de Sinais'
	Conectores para conexão com a PCI 'Driver'
Condicionamento de Sinais	Conectores para conexão com a PCI 'Processamento de Sinais'
	Divisores resistivos
	Amplificadores isolados reforçados para detecção de tensão de precisão
Driver	Conectores para conexão com a PCI 'Conversor Boost'
	Circuito <i>driver</i>
Processamento de Sinais	Conectores para a conexão com a PCI 'Conversor Boost'
	Subtrator
	Filtro <i>Sallen-Key</i> de segunda ordem
	Conectores para conexão com a PCI 'Conversor Boost'
	Microcontrolador

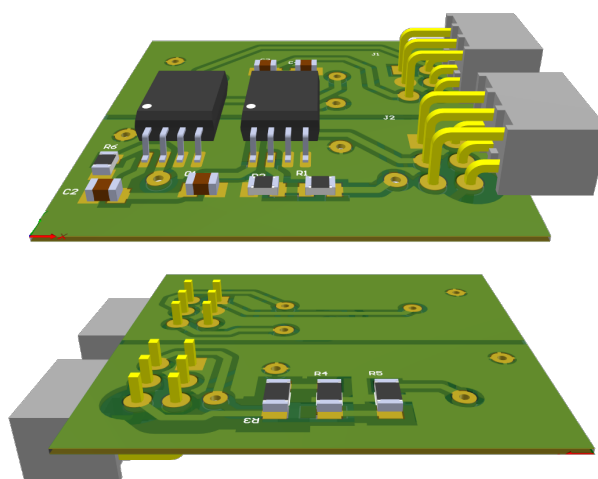
Fonte: Autoria própria.

Figura 19 – PCI conversor Boost.



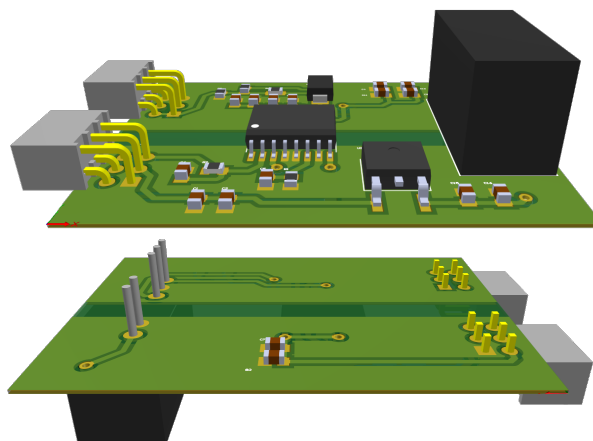
Fonte: Autoria própria.

Figura 20 – PCI condicionamento de sinais.



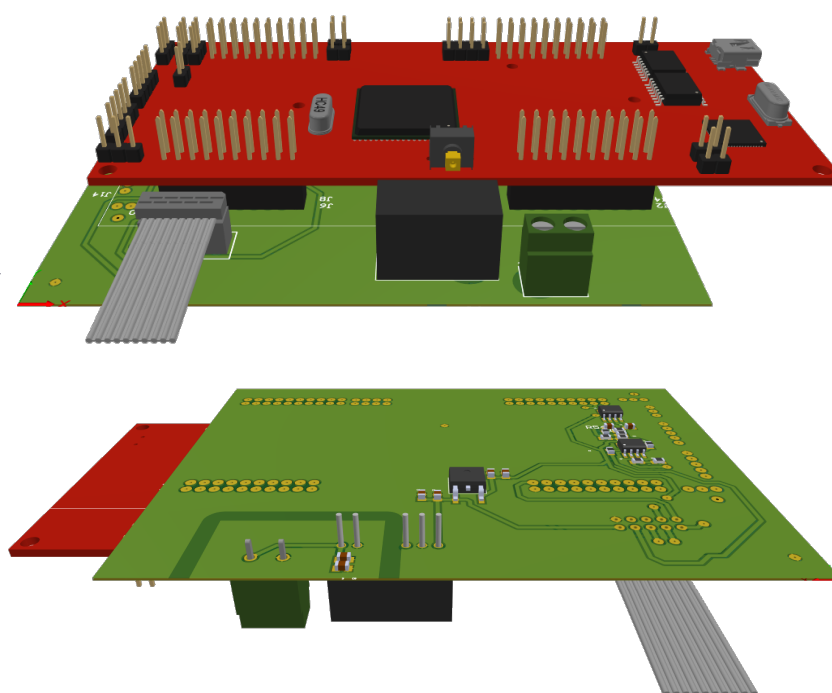
Fonte: Autoria própria.

Figura 21 – PCI Driver.



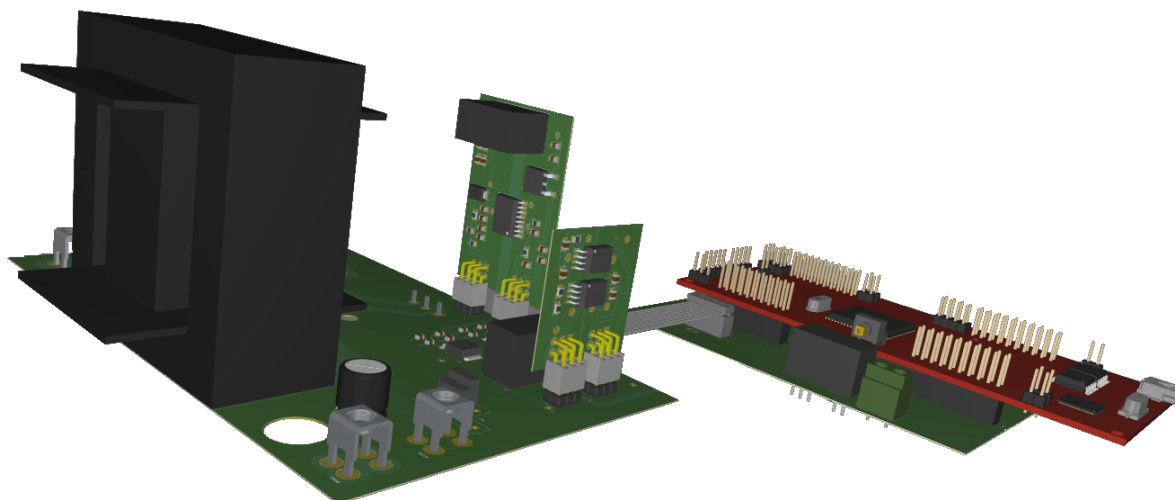
Fonte: Autoria própria.

Figura 22 – PCI processamento de sinais.



Fonte: Autoria própria.

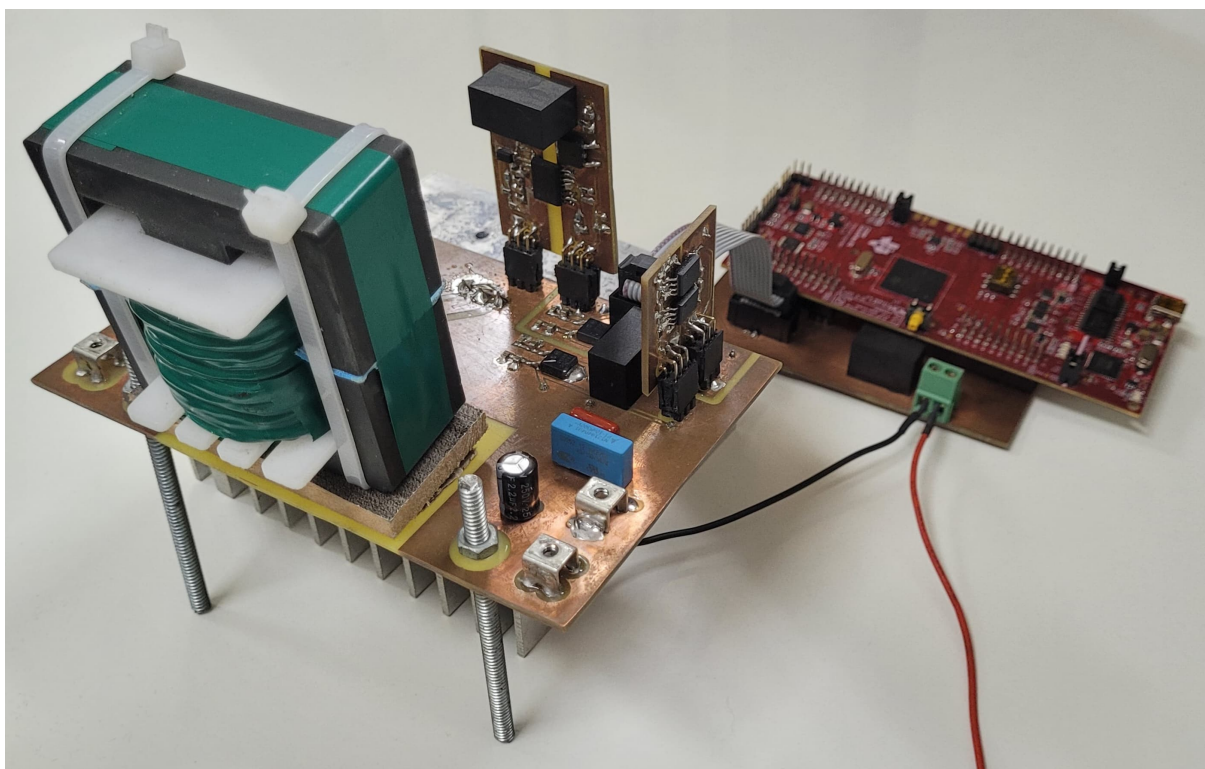
Ainda utilizando o *software Altium Designer*, foi possível criar um projeto *MultiBoard*, para verificar como as placas se conectariam umas às outras, como pode ser observado na Figura 23.

Figura 23 – Projeto *MultiBoard*.

Fonte: Autoria própria.

As placas PCI projetadas foram implementadas utilizando placas de fibra de vidro com dupla camada de cobre (*double layer*). A Figura 24 ilustra o conversor desenvolvido.

Figura 24 – Conversor implementado.



Fonte: Autoria própria.

2.7 TESTE TÉRMICO E AJUSTES

Para este teste, foi utilizada uma fonte CC bidirecional *TopCon TC.GSS* programável para a alimentação do conversor e uma carga eletrônica (*BK PRECISION 8522*), ajustada

para $47,35 \Omega$, para simular um barramento CC com carga. Neste teste, o conversor é ligado em potência nominal (1320 W) e observa-se o aquecimento dos componentes com o auxílio de um termovisor modelo *Ti25*, da marca *FLUKE*, em um intervalo de 15 minutos.

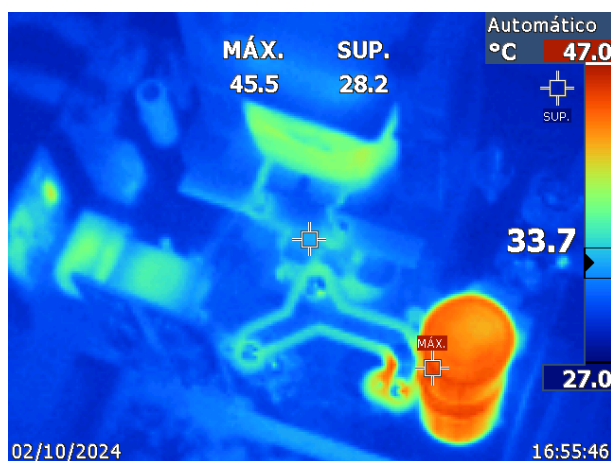
Inicialmente, notou-se um aquecimento crítico em um dos capacitores de saída, atingindo a marca de 70°C antes mesmo de chegar ao fim do período de observação. O aquecimento é relacionado com as perdas por efeito *Joule* interno do capacitor P_{CAP} , descrevendo as perdas por

$$P_{CAP} = I_{RMS}^2 \cdot ESR, \quad (57)$$

conforme estabelecido por [Seguin et al. \(1998\)](#), onde *ESR* é a resistência série equivalente do capacitor. A literatura aborda que conforme a capacitância dos capacitores eletrolíticos diminui, sua resistência equivalente aumenta ([LEITE et al., 2007](#)), o que impacta diretamente na potência dissipada pelo componente e no seu aquecimento. Portanto, optou-se pela substituição do capacitor eletrolítico de saída de $10 \mu\text{F}/400 \text{ V}$ por um de $47 \mu\text{F}/400 \text{ V}$, sendo esse o capacitor disponível em laboratório.

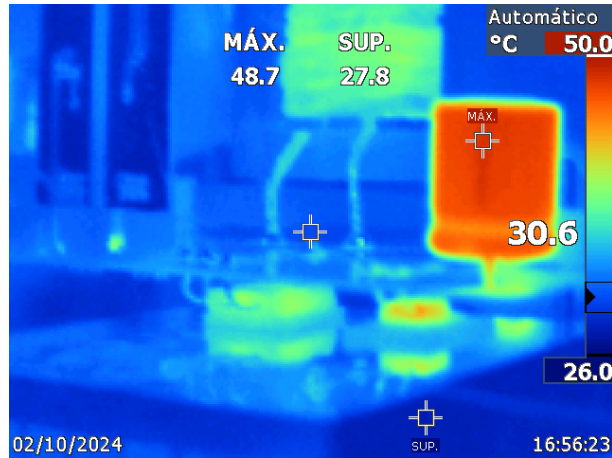
As Figuras 25 e 26 ilustram a temperatura do capacitor após 15 minutos de ensaio. Neste ensaio, a temperatura máxima do capacitor foi de aproximadamente 49°C , valor adequado para a operação do conversor.

Figura 25 – Vista superior para o teste térmico de 15 minutos.



Fonte: Autoria própria.

Figura 26 – Vista lateral para o teste térmico de 15 minutos.



Fonte: Autoria própria.

Devido a alteração do capacitor de saída, faz-se necessária a atualização das funções de transferência utilizadas e que dependem dessa capacitância. A função $G_{IL}(s)$ passa a ser descrita por

$$G_{IL}(s) = \frac{I_L(s)}{d(s)} = \frac{368300 \cdot s^2 + 4,251 \cdot 10^{10} \cdot s + 3,807 \cdot 10^{13}}{s^3 + 115000 \cdot s^2 + 7,011 \cdot 10^8 \cdot s + 1,565 \cdot 10^{12}}, \quad (58)$$

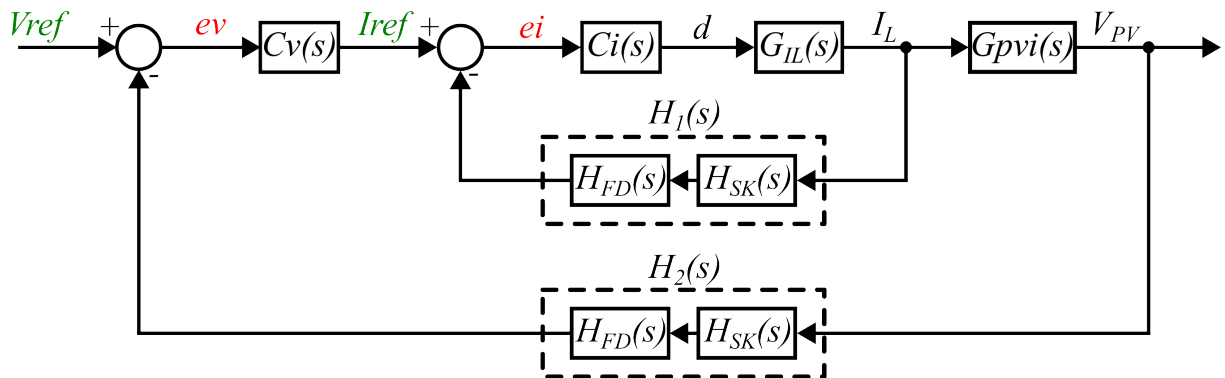
enquanto a tensão $G_{PV}(s)$ é dada por

$$G_{PV}(s) = \frac{V_{PV}(s)}{d(s)} = \frac{-1,596 \cdot 10^{11} \cdot s - 1,44 \cdot 10^{14}}{s^3 + 115000 \cdot s^2 + 7,011 \cdot 10^8 \cdot s + 1,565 \cdot 10^{12}}. \quad (59)$$

2.8 SISTEMA DE CONTROLE

O sistema de controle tem a estrutura apresentada na Figura 27.

Figura 27 – Representação do sistema de controle em diagrama de blocos.



Fonte: Autoria própria.

Conforme a figura, o sistema de controle é composto por duas malhas de controle: uma interna para controle da corrente I_L em função da variação do *duty cycle* d ; e uma externa para controle da tensão V_{PV} em função da corrente I_L .

O controlador objetiva garantir com que a tensão dos painéis fotovoltaicos V_{PV} rastreie a referência V_{ref} que é definida pelo algoritmo de *MPPT*. A partir do erro de rastreamento de tensão ev , o controlador $Cv(s)$ define a referência de corrente do indutor I_{ref} . Com base no erro de rastreamento da corrente do indutor ei , o controlador $Ci(s)$ determina a variação da razão cíclica d necessária para garantir que a corrente do indutor I_L rastreie a sua referência.

O bloco $G_{IL}(s)$ é descrito pela equação (58) enquanto $G_{pvi}(s)$ é a função de transferência que relaciona V_{PV} com I_L . A função de transferência $G_{pvi}(s)$ é obtida dividindo a função de transferência $G_{PV}(s)$ dada por (60) por $G_{IL}(s)$ dada por (58). Com isso, tem-se

$$G_{pvi}(s) = \frac{V_{PV}(s)}{I_L(s)} = \frac{-1,596 \cdot 10^{11} \cdot s - 1,44 \cdot 10^{14}}{368300 \cdot s^2 + 4,251 \cdot 10^{10} \cdot s + 3,807 \cdot 10^{13}}. \quad (60)$$

Os blocos $H_1(s)$ e $H_2(s)$ são compostos pelo filtro *Sallen-Key* $H_{SK}(s)$ descrito pela equação (56), e um filtro passa-baixas $H_{FD}(s)$ que é discretizado para ser implementado no microcontrolador. O cálculo do protótipo $H_{FD}(s)$ do filtro foi realizado através do site [OKAWA Electric Design \(2024\)](#) e é descrito por

$$H_{FD}(s) = \frac{55555,5556}{s + 55555,5556}. \quad (61)$$

Esse filtro possui frequência de corte de 8500 Hz, valor suficientemente alto para não interferir na dinâmica do sistema de controle, que opera com resposta rápida, e ainda eficaz para atenuar ruídos de alta frequência provenientes da conversão *ADC* e do chaveamento. O filtro foi aplicado aos sinais de I_L e V_{PV} , garantindo medições com menos ruídos. O filtro *Sallen-Key* por sua vez é um filtro analógico passa-baixas que atua como filtro *anti-aliasing*.

Ambos os filtros precisam ser considerados no projeto dos controladores. Assim, define-se os filtros $H_1(s)$ e $H_2(s)$ por

$$H_1(s) = H_2(s) = H_{SK}(s) \cdot H_{FD}(s)$$

$$H_1(s) = H_2(s) = \frac{2,629 \cdot 10^{14}}{s^3 + 1,62 \cdot 10^5 \cdot s^2 + 1,065 \cdot 10^{10} \cdot s + 2,629 \cdot 10^{14}}. \quad (62)$$

O *MPPT* é implementado com uma frequência de atualização de 40 Hz, ou seja, a cada 25 ms o algoritmo gera uma nova referência de tensão V_{ref} para o sistema de controle. Com a finalidade de testar o comportamento do sistema e do algoritmo *MPPT* em dois casos diferentes, foram desenvolvidos dois diferentes pares de controladores: um com tempo de acomodação (t_S) de 25 ms para V_{PV} (o que acompanha a frequência de atualização do *MPPT*); e outro com t_S de 80 ms para V_{PV} .

Os controladores foram desenvolvidos com auxílio da ferramenta *Control System Designer* do *MatLab* e considerou-se que a malha de controle de corrente é 10 vezes mais rápida do que a malha de controle da tensão.

O controlador de corrente Ci com t_S de 2,5 ms é descrito por

$$Ci(s)_{2,5ms} = 0,0287488 + \frac{179,68}{s} \quad (63)$$

enquanto o controlador de tensão associado Cv com t_S de 25 ms é dado por

$$Cv(s)_{25ms} = -0,00946335 - \frac{41,145}{s}. \quad (64)$$

Já para o outro par de controladores, Ci com um t_S de 8 ms é dado por

$$C_i(s)_{8ms} = 0,00628815 + \frac{28,586}{s} \quad (65)$$

e C_v com t_S de 80 ms é

$$C_v(s)_{80ms} = -0,017591 - \frac{12,565}{s}. \quad (66)$$

Para a implementação do sistema de controle, as funções de transferência dos controladores e do filtro $H_{FD}(s)$ são discretizadas utilizando o método de *Tustin* (OGATA, 1995).

O método *Tustin* se baseia na substituição de variáveis, isto é,

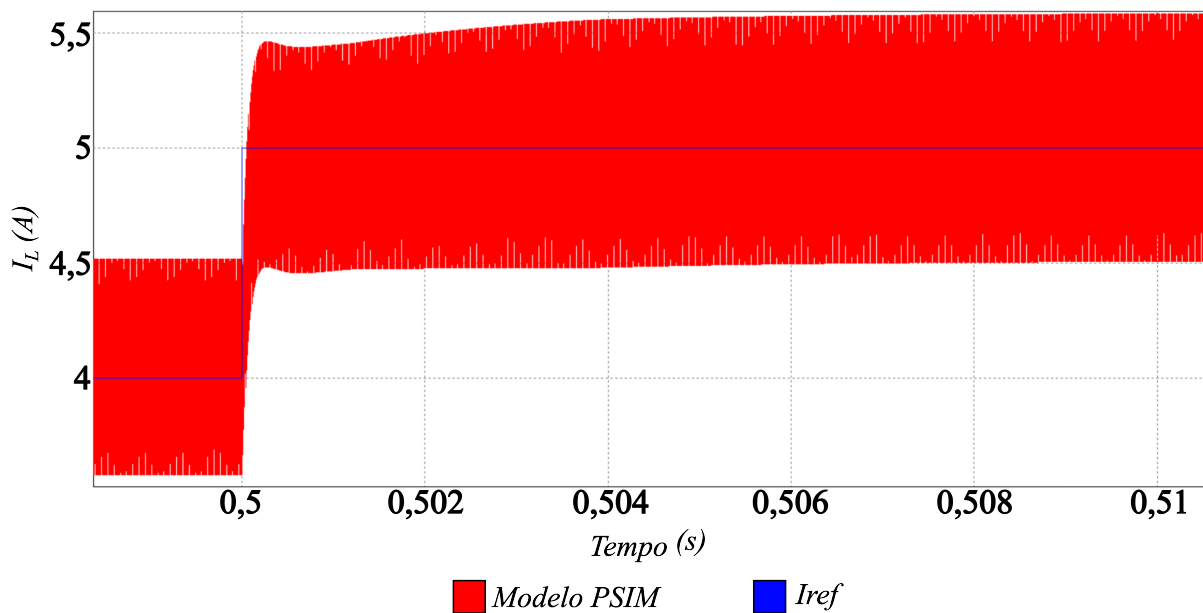
$$s \approx \frac{2}{T_S} \cdot \frac{z - 1}{z + 1}, \quad (67)$$

onde T_S é o período de discretização. Neste trabalho, o período de discretização é o mesmo período do PWM, isto é, a frequência de amostragem dos sinais é igual a 100 kHz. Assim,

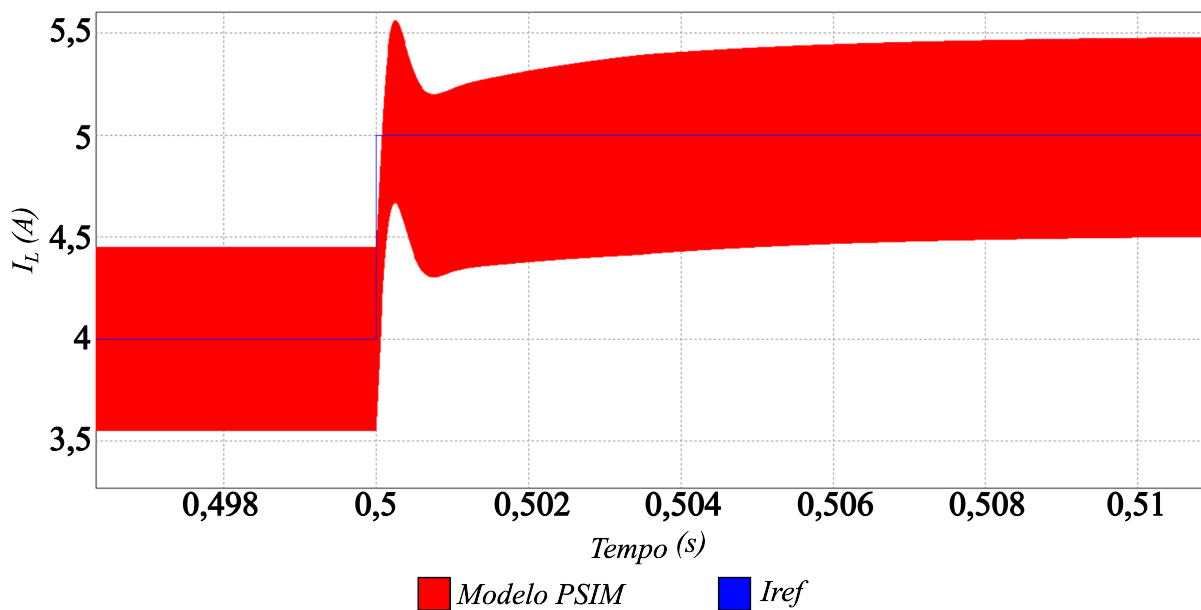
$$T_S = \frac{1}{f_S} \rightarrow T_S = \frac{1}{100 \cdot 10^3} \rightarrow T_S = 10 \mu s. \quad (68)$$

O conversor com o sistema de controle projetado foi simulado no *software PSIM* onde os controladores e filtro discreto foram implementados em linguagem C através do *C BLOCK*. Para a verificação da operação dos controladores de corrente projetados, definiu-se uma referência 4 A. Após o conversor estar em regime permanente, uma variação de 1 A na referência foi aplicada no instante de tempo 0,5 s. As Figuras Figuras 28 e 29 exibem as respostas para os dois controladores $C_i(s)$ projetados. Percebe-se que as respostas foram adequadas, atendendo aos tempos de assentamento especificados, além de seguirem os valores de referência estabelecidos.

Figura 28 – Pré-validação do controlador $C_i(s)$ com 2,5 ms de tempo de resposta



Fonte: Autoria própria.

Figura 29 – Pré-validação do controlador $C_i(s)$ com 8 ms de tempo de resposta

Para a verificação da operação dos controladores de tensão projetados definiu-se uma referência de $V_{ref} = 140 \text{ V}$. No instante de tempo 0,5 s, aplicou-se uma variação de 20 V na referência. Para cada controlador de tensão avaliado, seu respectivo controlador de corrente associado foi utilizado de forma a se manter a malha de corrente 10 vezes mais rápida do que a malha de tensão analisada. As Figuras 30 e 31 exibem a resposta transitória associada aos controladores de tensão avaliados. Verifica-se, que os controladores de tensão também apresentaram resultados adequados, levando o sistema para as referências estabelecidas e atendendo o tempo de assentamento desejado.

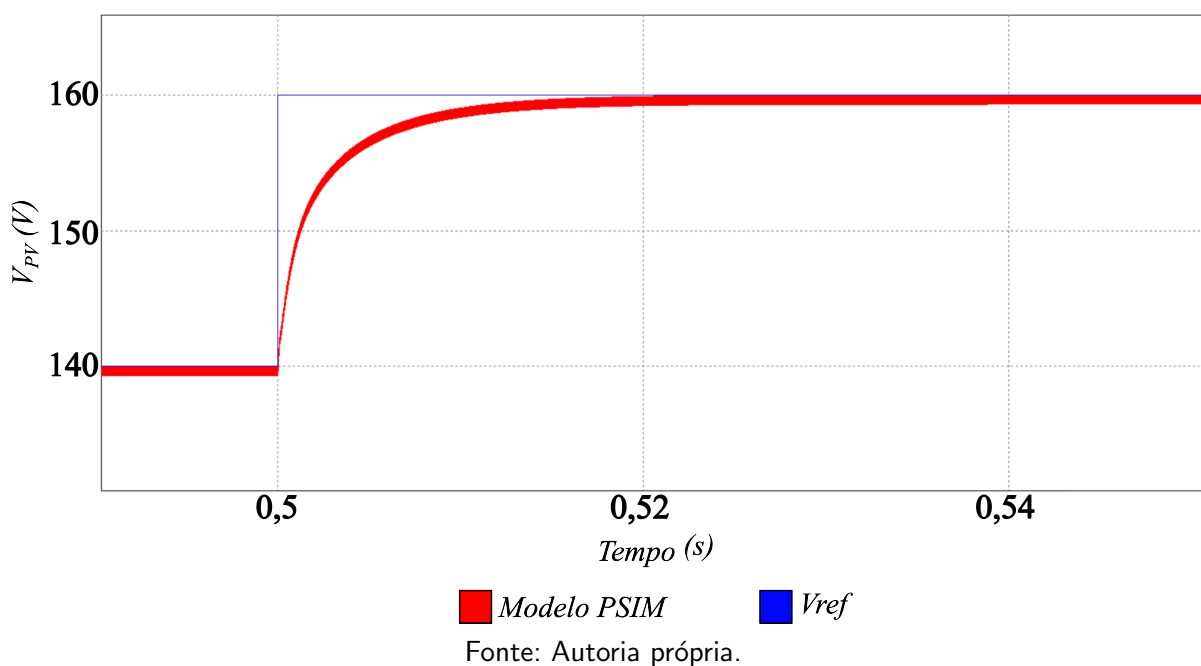
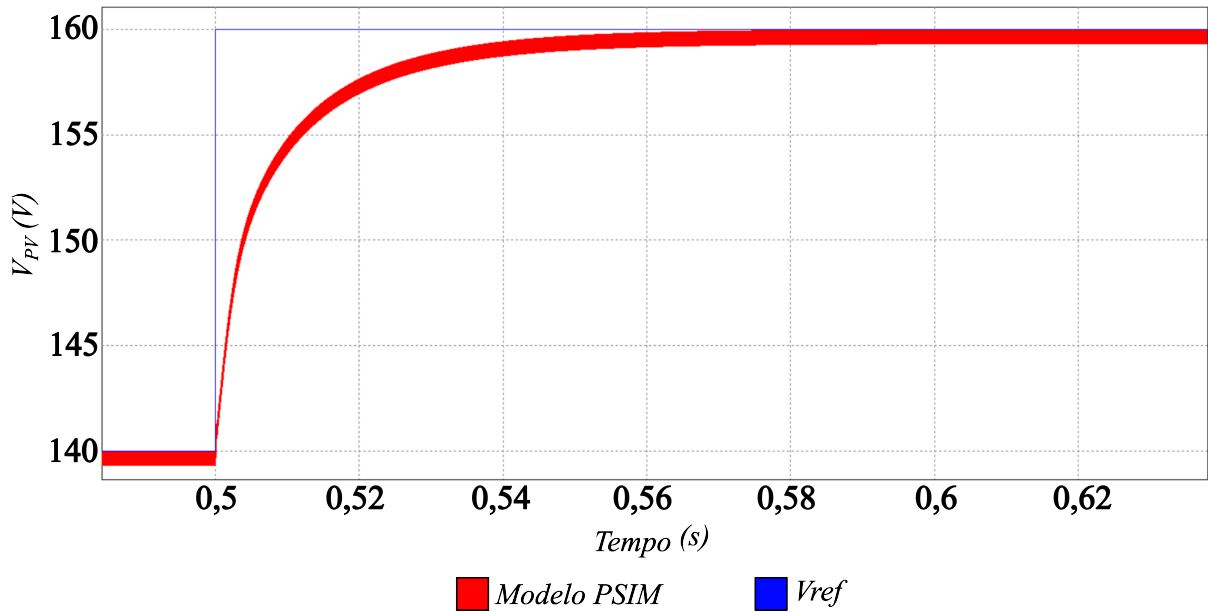
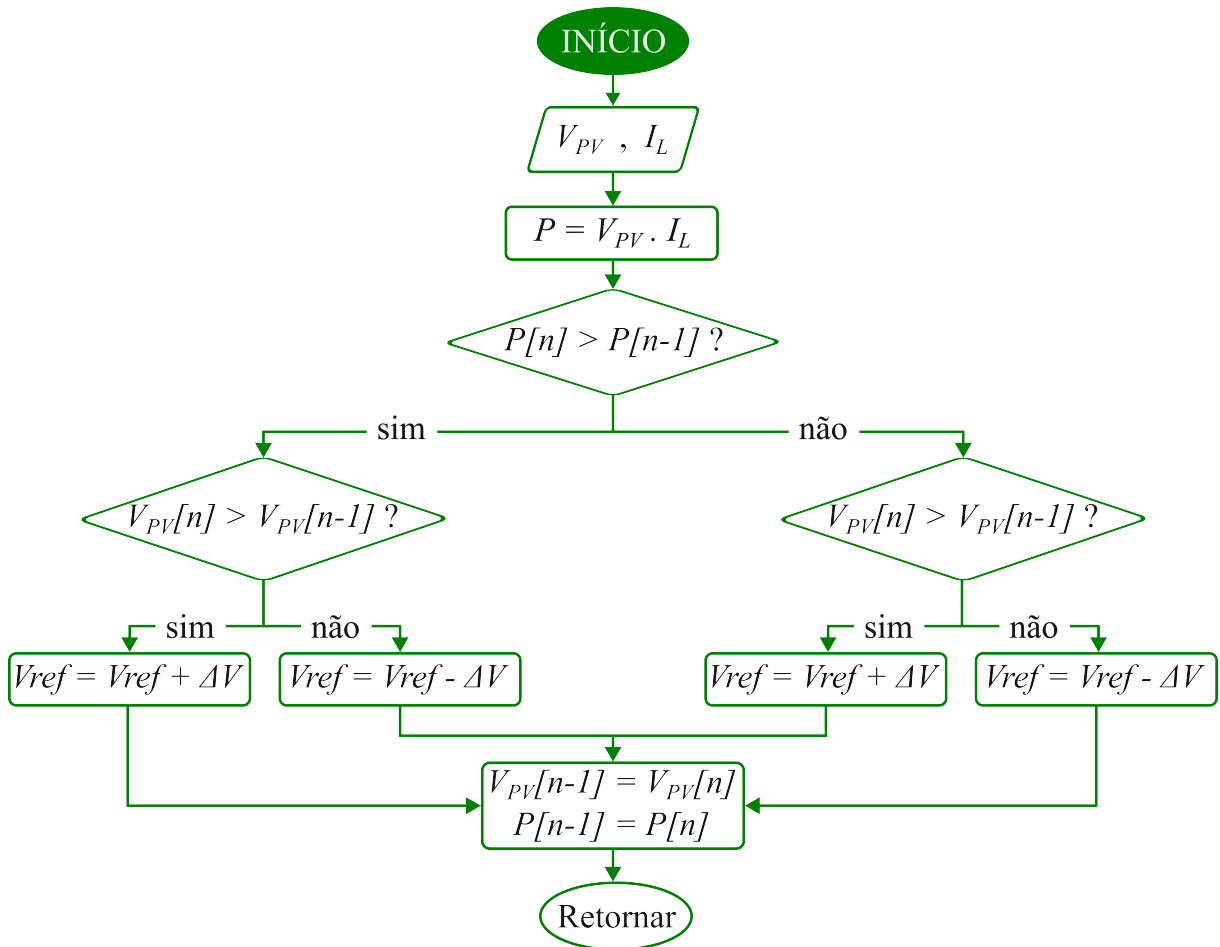
Figura 30 – Pré-validação do controlador $C_v(s)$ com 25 ms de tempo de resposta

Figura 31 – Pré-validação do controlador $Cv(s)$ com 80 ms de tempo de resposta

2.9 ALGORITMO MPPT

Neste trabalho, utiliza-se o *MPPT* Perturba e Observa (P&O). Este método consiste em, segundo [Sequel \(2009\)](#), forçar uma perturbação na referência de tensão do sistema e, em seguida, observar o comportamento dele comparando a potência atual com a anterior. Caso essa comparação revele que a potência atual é maior, a perturbação mantém o seu sentido (positivo ou negativo); caso a potência atual seja menor que a anterior, o sentido da perturbação é invertido. A [Figura 32](#) apresenta o fluxograma desse método de *MPPT*.

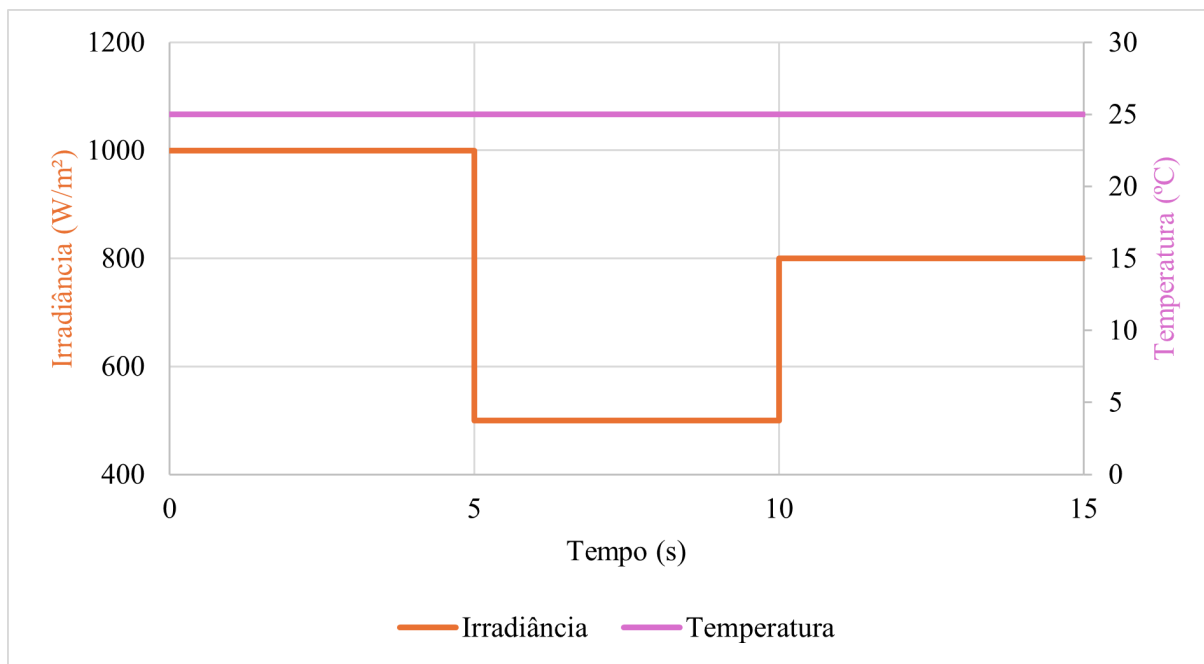
Figura 32 – Fluxograma do MPPT P&O.



Fonte: Autoria própria.

Para o algoritmo *MPPT* foi escolhida uma taxa de atualização de 40 Hz e um passo de variação fixo $\Delta V = 0,3 V$. A Figura 33 apresenta o perfil de irradiância e de temperatura considerado na simulação realizada no *PSIM* para verificar o comportamento do algoritmo de *MPPT*.

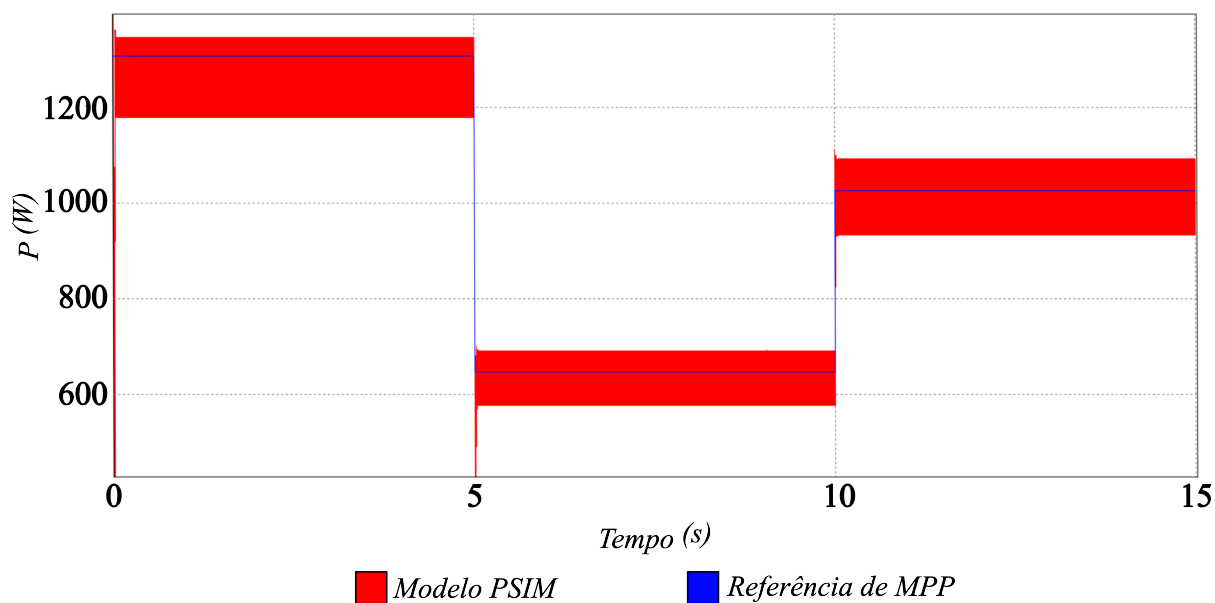
Figura 33 – Perfil de irradiância adotado para a simulação no *PSIM*.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 34 apresenta o resultado de simulação no *PSIM* onde é exibida a máxima potência gerada teórica do arranjo fotovoltaico e a potência extraída pelo conversor do arranjo. Verifica-se que o sistema de controle juntamente com o algoritmo de *MPPT* é capaz de extrair a máxima potência que o arranjo é capaz de gerar.

Figura 34 – Simulação da potência extraída do arranjo fotovoltaico e máxima potência gerada teórica.



Fonte: Autoria própria.

2.10 RESUMO DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou o projeto do conversor Boost, a modelagem matemática do sistema e sua pré-validação, a descrição de alguns testes de *hardare* realizados e modificações no projeto inicial de componentes, o projeto do sistema de controle e do algoritmo *MPPT*. O próximo capítulo tem como finalidade apresentar os testes de validação realizados no sistema experimental, descrevendo os equipamentos utilizados e discutindo os resultados obtidos.

3 ANÁLISE E DISCUSSÃO DOS RESULTADOS

Este capítulo objetiva apresentar e discutir os testes e resultados obtidos de forma experimental. As análises propostas avaliam a eficácia e eficiência do sistema desenvolvido (considerando *hardware* e *firmware*) para os objetivos do trabalho, além de discutir comportamentos observados nas respostas de corrente e tensão.

Para os testes em malha aberta, na entrada do sistema foi utilizada uma fonte bidirecional *TopCon TC.GSS* e na saída uma carga eletrônica *BK PRECISION 8522* ajustada em $47,35 \Omega$, representando o barramento CC alimentando a carga nominal do conversor.

Já para os testes em malha fechada, foi utilizada como entrada do sistema a fonte *IT6018C-800-60* da marca *ITECH*, que simula um arranjo fotovoltaico e permite parametrizações de irradiância e temperatura em padrões de degraus e rampas conforme estabelecido pelo usuário. Já para a saída do conversor, foi conectada uma fonte bidirecional *TopCon TC.GSS*, atuando como o barramento CC, com tensão fixa em 250 V. Também foi utilizada uma ventoinha modelo *4710KL-04W-B40*, da marca *NMB*, direcionada ao dissipador anexado ao MOSFET *S* e ao diodo *Di*.

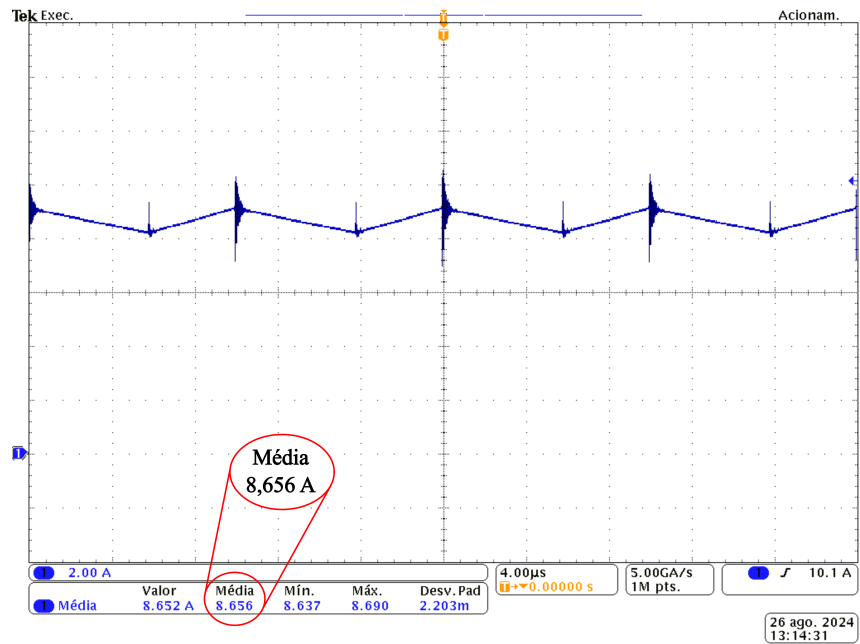
É importante ressaltar que, para os testes que consideraram a atuação do *MPPT*, a obtenção dos dados ideais de *MPP*, como a corrente no indutor, a tensão no arranjo fotovoltaico e a potência gerada, foi feita a partir dos valores fornecidos e gravados pela própria fonte de tensão *IT6018C-800-60*. Esses valores são o parâmetro principal de comparação com os dados obtidos experimentalmente, sendo possível avaliar a atuação do sistema de controle integrado com o *MPPT*.

3.1 VALIDAÇÃO DOS PARÂMETROS DE PROJETO

Para analisar a ondulação da corrente no indutor e da tensão de saída do conversor, este é colocado em operação em malha aberta em potência nominal. Dessa forma, é possível comparar os valores obtidos experimentalmente com os especificados para o projeto.

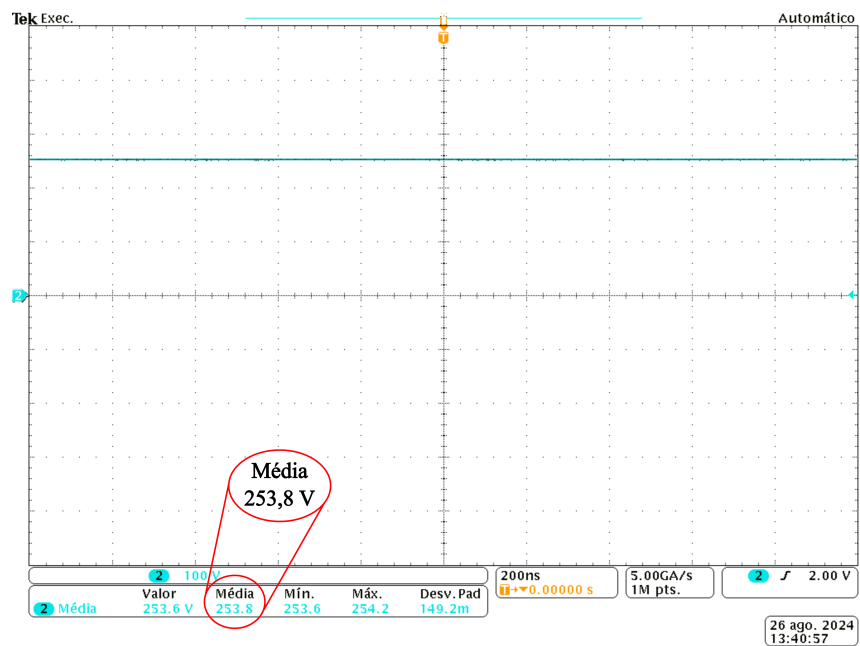
Primeiramente, verifica-se-se o valor médio dos sinais I_L e V_O para verificar a operação em potência nominal. As formas de onda destes sinais podem ser vistas nas Figuras 35 e 36, respectivamente.

Figura 35 – Valor médio alcançado para a corrente no indutor I_L em potência nominal.



Fonte: Autoria própria.

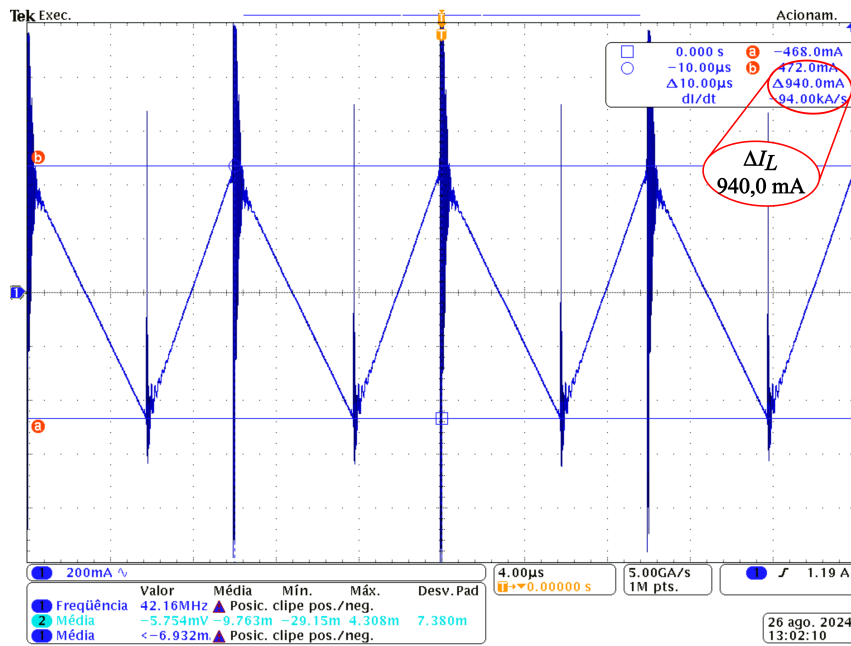
Figura 36 – Valor médio alcançado para a tensão de saída do conversor V_O em potência nominal.



Fonte: Autoria própria.

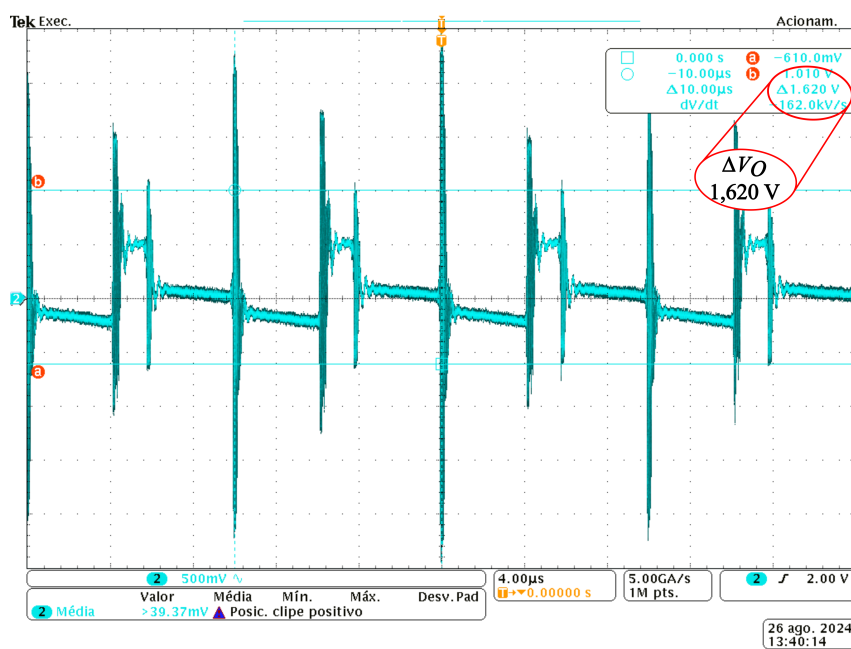
Em uma visão detalhada dos sinais de corrente e tensão, apresentados nas Figuras 37 e 38, respectivamente, é possível verificar os valores experimentais das ondulações de I_L e V_O .

Figura 37 – Ondulação da corrente do indutor I_L .



Fonte: Autoria própria.

Figura 38 – Ondulação da tensão de saída do conversor V_O .



Fonte: Autoria própria.

Na figura 38 as oscilações têm formato de pulsos, que são oriundos das comutações do conversor. A aplicação de circuitos auxiliares de comutação, como os *snubbers*, poderia melhorar o sinal registrado.

Os dados obtidos através das Figuras 37 e 38 foram organizados na Tabela 7, onde também são comparados com os parâmetros de projeto, conforme descrito na Seção 2.1.

Tabela 7 – Comparação dos parâmetros de projeto com os valores experimentais.

Parâmetro	Esperado	Obtido	Erro (%)
I_L (A)	8,871	8,656	-2,42
ΔI_L (mA)	887,1	940	+5,96
Ondulação de I_L (%)	10	10,595	+5,95
V_O (V)	250	253,8	+1,52
ΔV_O (V)	2,5	1,62	-35,2
Ondulação de V_O (%)	1	0,638	-36,2
V_{PV} (V)	148,8	-	-
ΔV_{PV} (V)	14,88	3	-79,84

Fonte: Autoria própria.

A tabela mostra que os valores obtidos experimentalmente estão próximos dos valores esperados, apresentando um erro pequeno. A ondulação da tensão de saída ficou 36,2 % abaixo do parâmetro esperado, o que satisfaz a condição. Essa diferença entre o valor de projeto e o experimental se deve, principalmente, ao uso do capacitor de $47\mu F$ na saída do conversor, que foi sobredimensionado para cumprir com os requisitos térmicos.

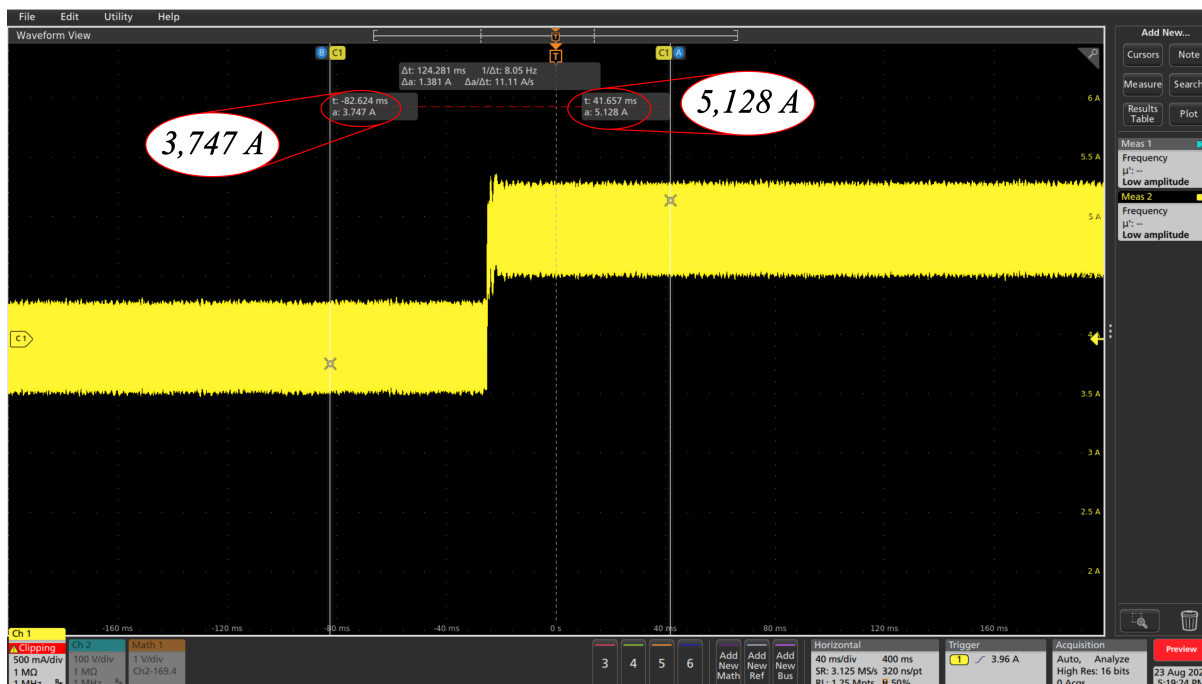
Já a ondulação da corrente no indutor foi 5,95 % maior do que o parâmetro de projeto, ultrapassando o limite estabelecido. Porém, isso não é considerado um fator preocupante, tendo em vista que a oscilação na corrente do indutor é geralmente estabelecida entre 10 e 15 % (LI et al., 2015; SAID-ROMDHANE et al., 2017).

Por fim, a ondulação da tensão de entrada ΔV_{PV} registrada foi 79,84 % menor do que especificada. A análise de V_{PV} é feita na seção seguinte, pois depende do sistema de controle. Esta diferença se justifica devido ao uso de uma fonte de tensão bidirecional conectada na saída do conversor para simular um barramento CC de 250 V com tensão controlada pelo inversor de saída de um conversor fotovoltaico real.

3.2 VALIDAÇÃO DO SISTEMA DE CONTROLE

Para a verificação experimental dos controladores, foi utilizado o controlador de tensão com tempo de acomodação $t_s = 80\text{ ms}$ e o controlador de corrente com $t_s = 8\text{ ms}$. A comparação da resposta do sistema com esse conjunto de controladores e a resposta utilizando o conjunto de controladores de tensão e corrente com tempo de acomodação de 25 ms e 2,5 ms, respectivamente, é realizada apenas para a análise do MPPT.

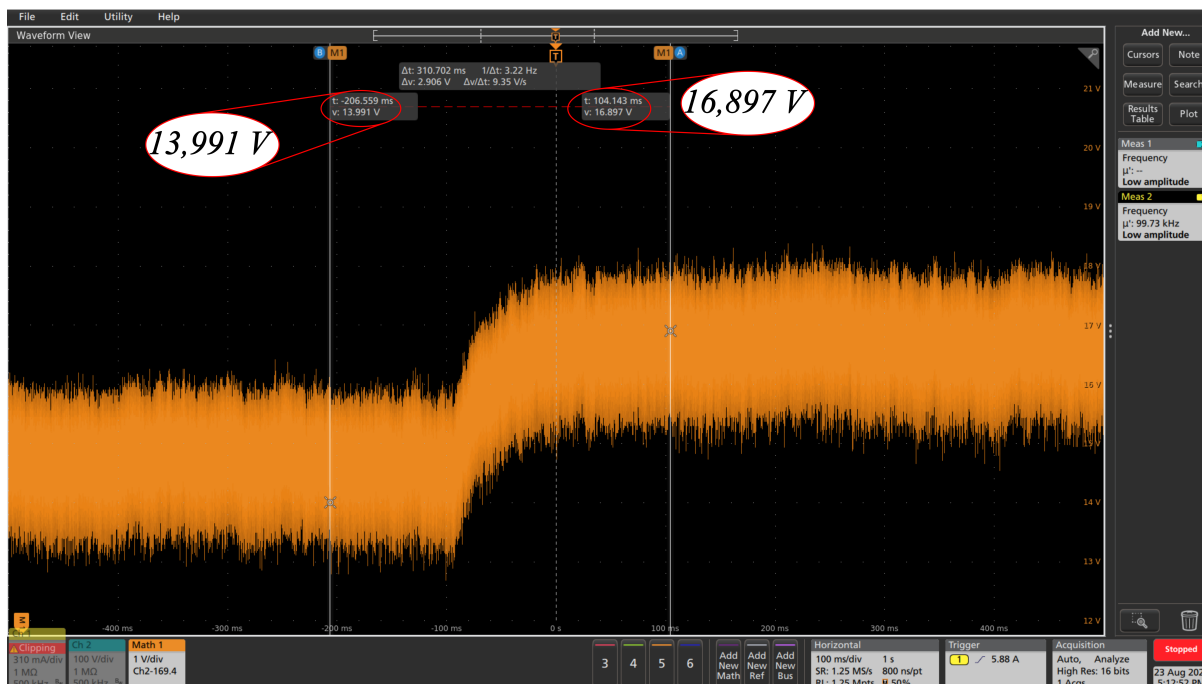
Para analisar o comportamento do controlador da corrente do indutor I_L , estabeleceu-se um ponto de operação com referência no valor de 4 A. Após alguns instantes, a referência foi alterada em forma de degrau para 5 A. A Figura 39 ilustra o comportamento transitório da corrente I_L para este ensaio.

Figura 39 – Resposta experimental do controle da corrente do indutor I_L .

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 39 não foi possível colocar o cursor exatamente nos valores médios por conta do ajuste fino do osciloscópio utilizado. Porém, durante o teste foi realizada a medida pré e pós perturbação para conferir o valor médio atingido. Observou-se que os valores obtidos experimentalmente estavam de acordo com as referências definidas. Dessa forma, os valores evidenciados na figura são valores próximos para fins de visualização.

Para o teste do comportamento do controlador da tensão do arranjo fotovoltaico V_{PV} considerou-se uma referência inicial de 184 V. Após alguns instantes, esse valor foi alterado para 186 V em forma de degrau. O resultado obtido está exibido na Figura 40. É possível verificar que a malha de controle agiu corretamente, considerando que a medida exibida no osciloscópio é apresentada a partir de um *offset* de -169,4 V. Da mesma forma que nas medidas de corrente, os valores evidenciados na figura são valores próximos para fins de visualização.

Figura 40 – Resposta experimental do controle da tensão do arranjo fotovoltaico V_{PV} .

Fonte: Autoria própria.

Comparando os resultados das Figuras 39 e 40 observa-se que a resposta transitória da malha de corrente é mais rápida do que a resposta da malha de tensão, conforme desejado.

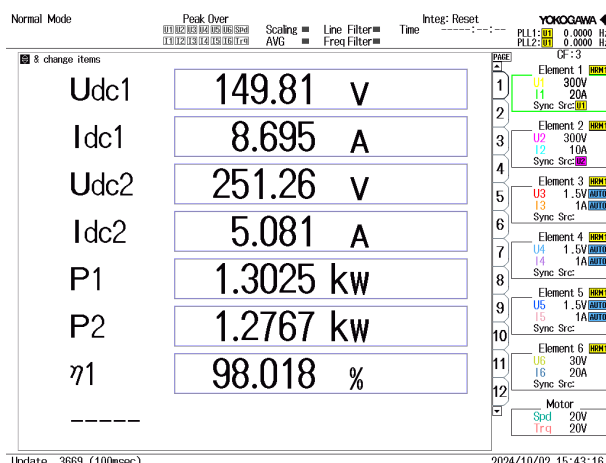
Ainda, a partir da Figura 40, pode-se analisar o valor da ondulação da tensão obtida experimentalmente, que é de aproximadamente 3 V, o que respeita os parâmetros de projeto. Esta informação está apresentada na Tabela 7. Como já comentado, este valor reduzido se deve ao fato de ter sido utilizada uma fonte CC bidirecional conectada na saída do conversor para simular um barramento CC de tensão fixa.

3.3 EFICIÊNCIA DO CONVERSOR BOOST

O teste de eficiência foi realizado utilizando o medidor de potência *YOKOGAWA WT1800* para medir os valores de corrente e tensão na entrada e na saída do conversor, calculando as potências de entrada e saída bem como a eficiência do conversor.

Também foi utilizada uma *IT6018C-800-60* da marca *ITECH* para emular o arranjo fotovoltaico. Na emulação, o arranjo fotovoltaico foi submetido a uma irradiância de 1000 W/m^2 e temperatura de $25 \text{ }^\circ\text{C}$. Foi estabelecida como referência de tensão o valor da tensão no ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico considerado, isto é, $148,2 \text{ V}$ para que o conversor opere em sua potência nominal. Na saída do conversor foi conectada uma fonte bidirecional *TopCon TC.GSS*, atuando como o barramento CC, com tensão fixa em 250 V . Os resultados para o teste sob potência nominal podem ser observados na Figura 41.

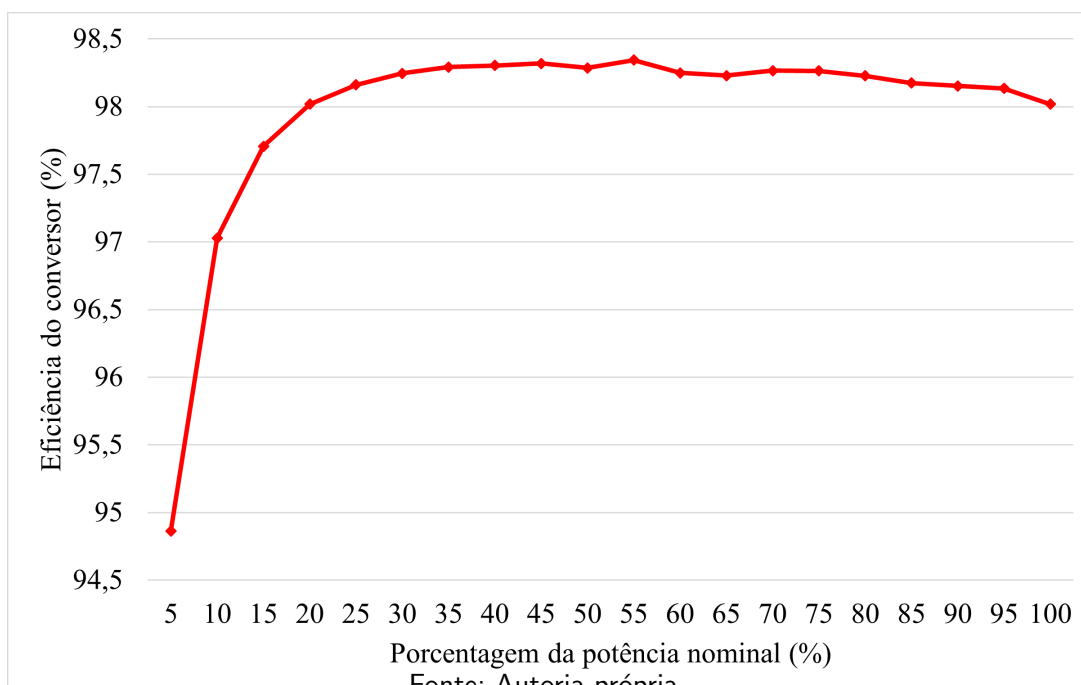
Figura 41 – Eficiência do conversor Boost considerando operação em potência nominal.



Fonte: Autoria própria.

Para o levantamento da curva de eficiência do conversor, manteve-se a temperatura de operação dos painéis fotovoltaicos em 25 °C e variou-se a irradiância de forma que a potência extraída dos painéis variasse de 5 a 100% da potência nominal com incrementos de 5%. A curva de eficiência do conversor está ilustrada na Figura 42. Percebe-se que o conversor fornece uma eficiência satisfatória. Destaca-se que, para uma potência processada acima de 20% da potência nominal, o conversor fornece rendimento acima de 98%. A menor eficiência obtida é de 94,8% para uma potência processada de 5% da potência nominal.

Figura 42 – Curva de eficiência do conversor Boost.



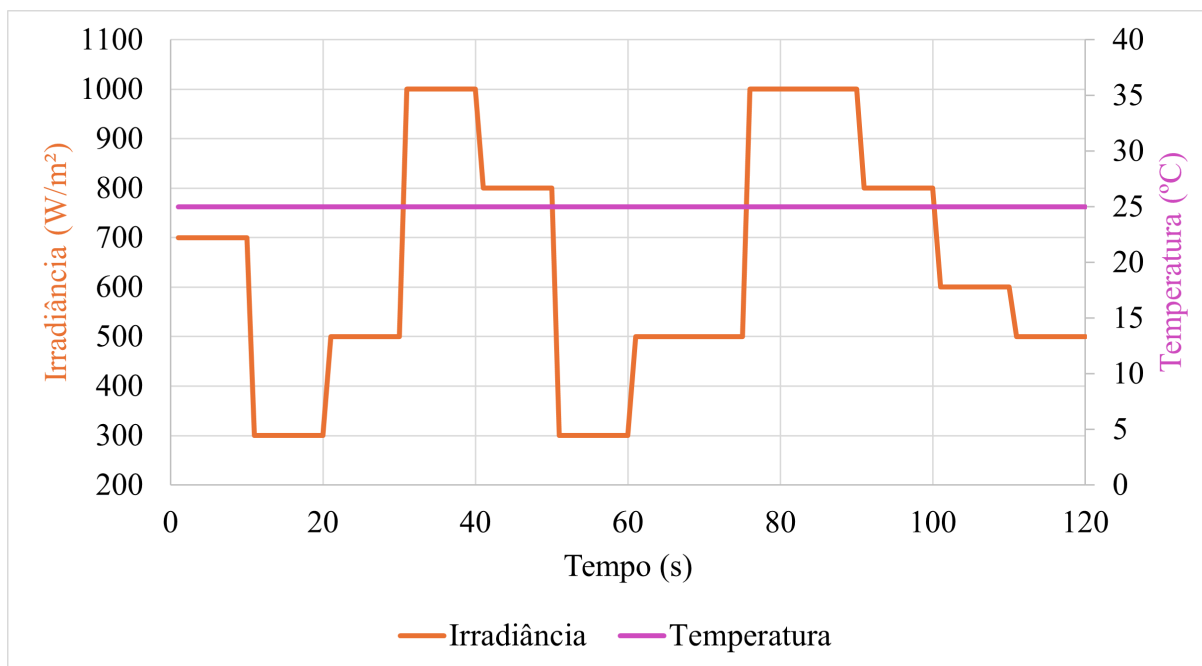
Fonte: Autoria própria.

3.4 COMPARAÇÃO ENTRE OS DOIS SISTEMAS DE CONTROLE PROJETADOS

O desempenho dos dois pares de controladores ($C_v(s)$ e $C_i(s)$) projetados na seção 2.8 e integrados com o algoritmo de MPPT descrito na seção 2.9 foi comparado para verificar sua eficácia na extração da máxima potência dos painéis fotovoltaicos.

Para essa comparação, o arranjo fotovoltaico foi emulado pela fonte *IT6018C-800-60* da *ITECH* considerando variações de irradiância entre 300 e 1000 W/m^2 a uma temperatura constante de 25°C. A Figura 43 ilustra o perfil de irradiância e temperatura considerado para os ensaios.

Figura 43 – Perfil de irradiância e de temperatura para testes de comparação do sistemas de controle projetados.



Fonte: Autoria própria.

Como a Figura 43 apresenta, há diferentes níveis de irradiância, para os quais existem diferentes valores de corrente e tensão no *MPP*. Para uma temperatura de 25°C, a relação das irradiâncias com os valores teóricos de potência, tensão e corrente no *MPP* está apresentada na Tabela 8.

Tabela 8 – Valores de tensão e corrente para máxima extração de potência para diferentes irradiâncias.

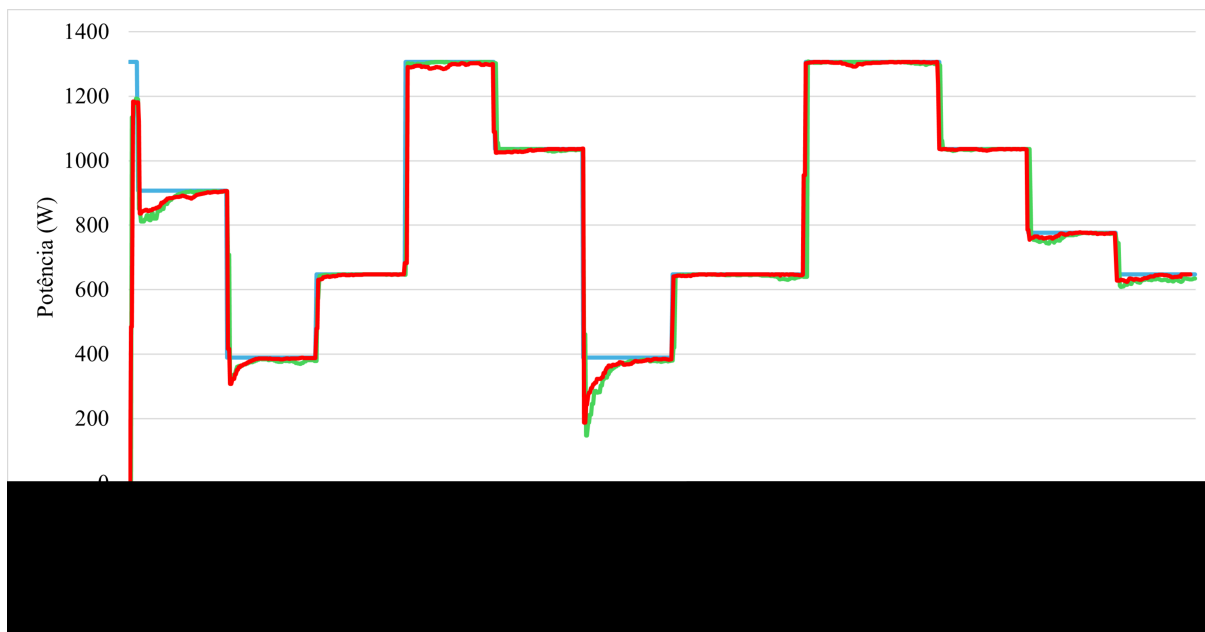
Irradiância (W/m^2)	Potência Máxima (W)	Tensão MPP (V)	Corrente MPP (A)
300	388,63	146,65	2,65
500	647,71	142,82	4,54
600	777,25	146,37	5,31
700	906,79	146,49	6,19
800	1.036,34	146,38	7,08
1.000	1.306,45	147,12	8,88

Fonte: Autoria própria.

Nos resultados que seguem, o termo "Controle 25ms" descreve o resultado obtido utilizando o par de controladores onde o controlador $Cv(s)$ tem tempo de acomodação de 25 ms e o controlador $Ci(s)$ tem tempo de acomodação 2,5 ms. Por sua vez, o termo "Controle 80ms" descreve o resultado obtido utilizando o par de controladores onde o controlador $Cv(s)$ tem tempo de acomodação de 80 ms e o controlador $Ci(s)$ tem tempo de acomodação 8 ms.

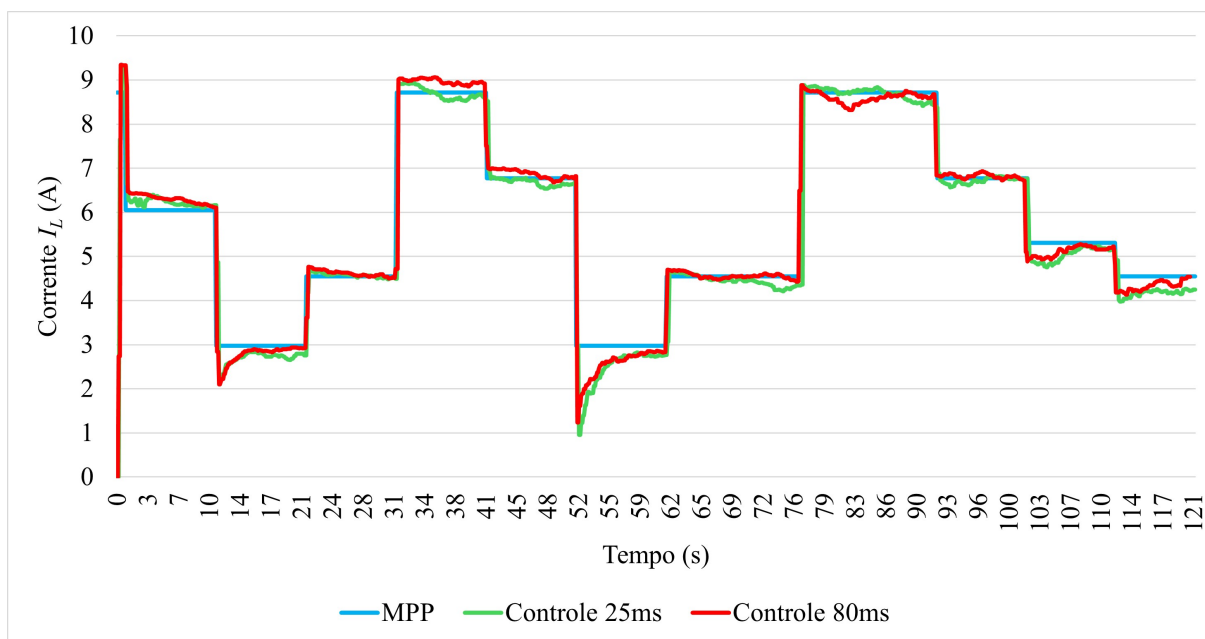
A Figura 44 ilustra o rastreamento da máxima potência do arranjo fotovoltaico enquanto a Figura 45 apresenta a convergência da corrente do indutor para os pontos de máxima potência. Já a Figura 46 apresenta o comportamento da tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico juntamente com os valores da tensão de máxima potência teórica.

Figura 44 – Comparativo do rastreamento da máxima potência utilizando diferentes pares de controladores.



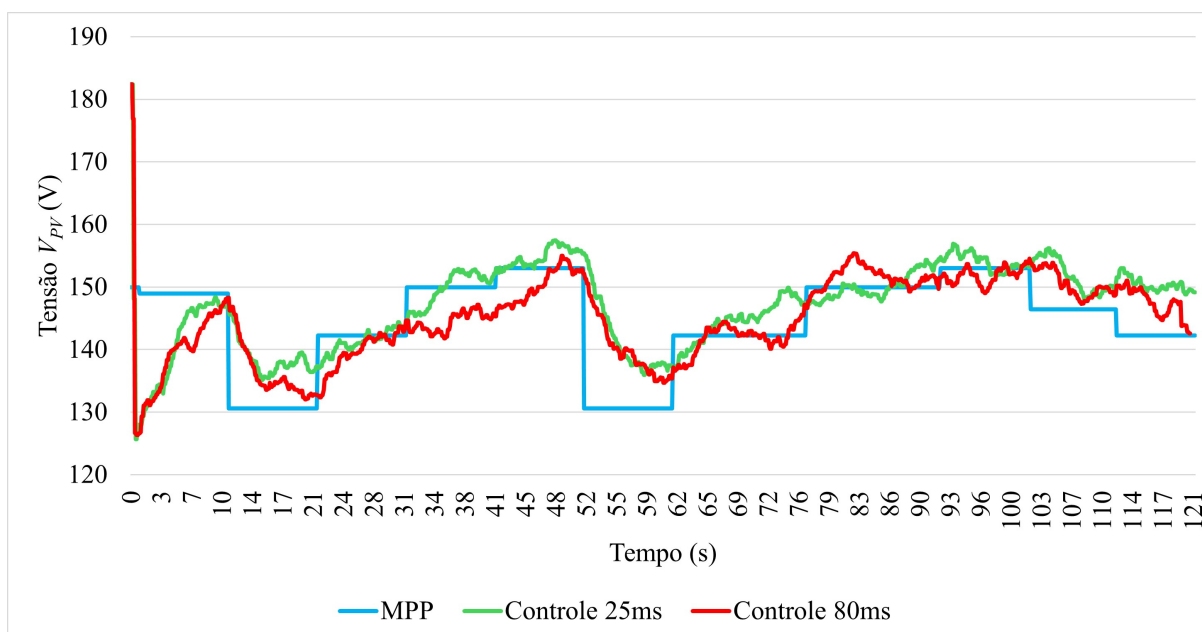
Fonte: Autoria própria.

Figura 45 – Comparativo da corrente de máxima potência alcançada utilizando diferentes pares de controladores.



Fonte: Autoria própria.

Figura 46 – Comparativo da tensão de máxima potência alcançada utilizando diferentes pares de controladores.



Fonte: Autoria própria.

Como pode-se perceber, apesar dos pares de controladores alcançarem um razoável rastreamento dos pontos ideais de máxima potência, os resultados de rastreamento da corrente e, principalmente, da tensão no ponto de máxima potência podem receber melhorias.

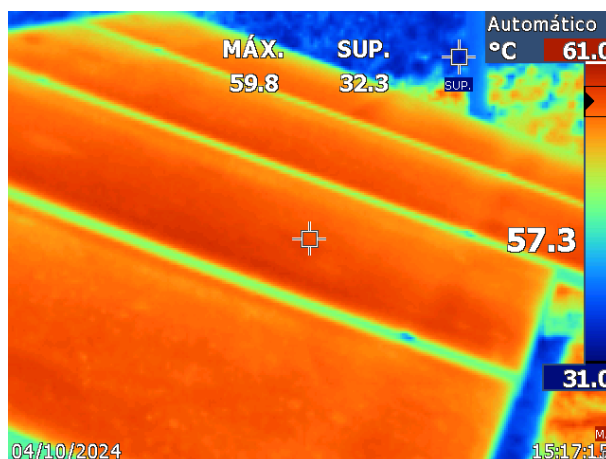
Essa discrepância nos resultados, principalmente, no rastreamento da tensão do ponto de máxima potência pode estar associada aos ganhos escolhidos para os controladores e também a taxa de atualização e passo de variação da tensão escolhidos para o algoritmo *MPPT*.

Ainda, é perceptível que o par de controladores mais rápido causa maiores oscilações no sistema, o que é refletido na eficiência média durante todo o processo. Para o par de controladores com tempo de acomodação de 25 ms para $Cv(s)$, obteve-se eficiência média do *MPPT* de 97,3609 %, enquanto para o par de controladores com tempo de acomodação de 80 ms para $Cv(s)$ a eficiência foi de 97,7210 %. Dessa forma, os controladores descrito pelas equações (65) e (66), com tempo de acomodação de 8 ms e 80 ms, respectivamente, foram os escolhidos para os demais ensaios apresentados que seguem neste trabalho.

3.5 AVALIAÇÃO DO COMPORTAMENTO DO *MPPT* SOB VARIAÇÃO DE TEMPERATURA

O comportamento do *MPPT* foi analisado considerando a variação de temperatura dos painéis do arranjo fotovoltaico. Para isso considerou-se uma irradiância constante de 1000 W/m^2 e a temperatura variando entre 10° C e 60° C . O valor máximo da temperatura considerado advém do valor real da temperatura medido por um termovisor *FLUKE* em um painel fotovoltaico em um dia ensolarado de primavera, como mostra a Figura 47.

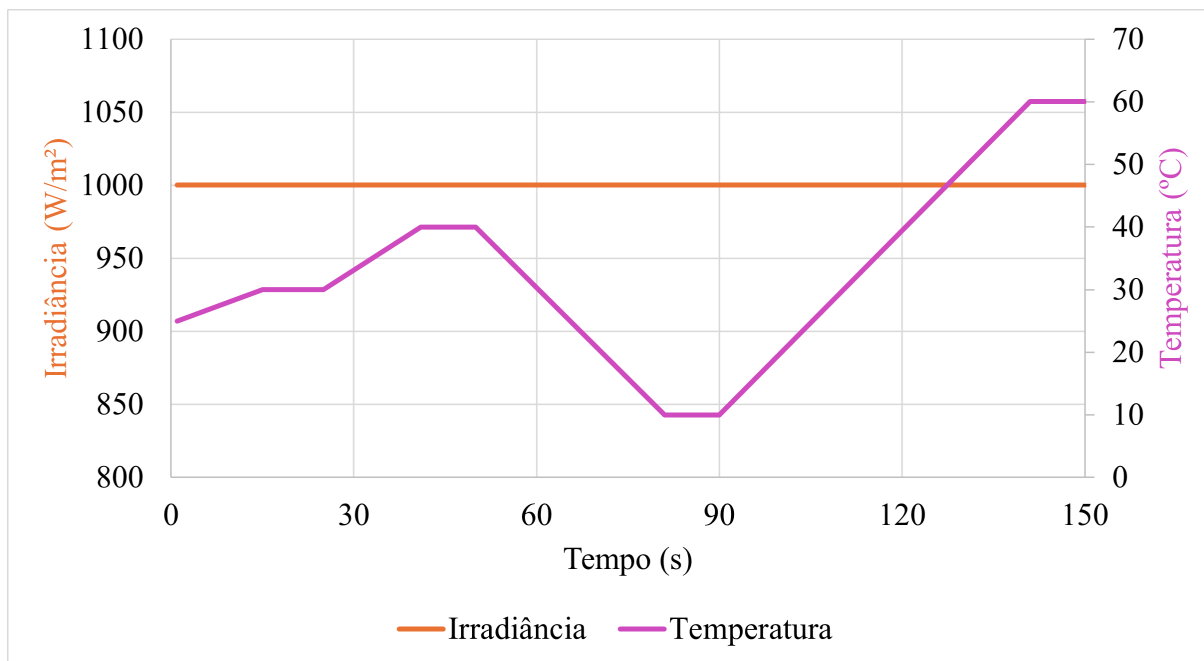
Figura 47 – Temperatura de um painel fotovoltaico em um dia ensolarado durante a primavera.



Fonte: Autoria própria.

Apesar da variação de temperatura ser relativamente lenta, para efeitos práticos de ensaio em laboratório, emulou-se a variação de temperatura em um intervalo de tempo de 150 s. O perfil de irradiância e de temperatura parametrizado na fonte que emula o arranjo fotovoltaico é ilustrado na Figura 48.

Figura 48 – Perfil de irradiância e de temperatura para teste do MPPT.



Fonte: Autoria própria.

A Tabela 9 apresenta relação das temperaturas com os valores teóricos de potência, tensão e corrente no *MPP* para uma irradiância de 1000 W/m^2

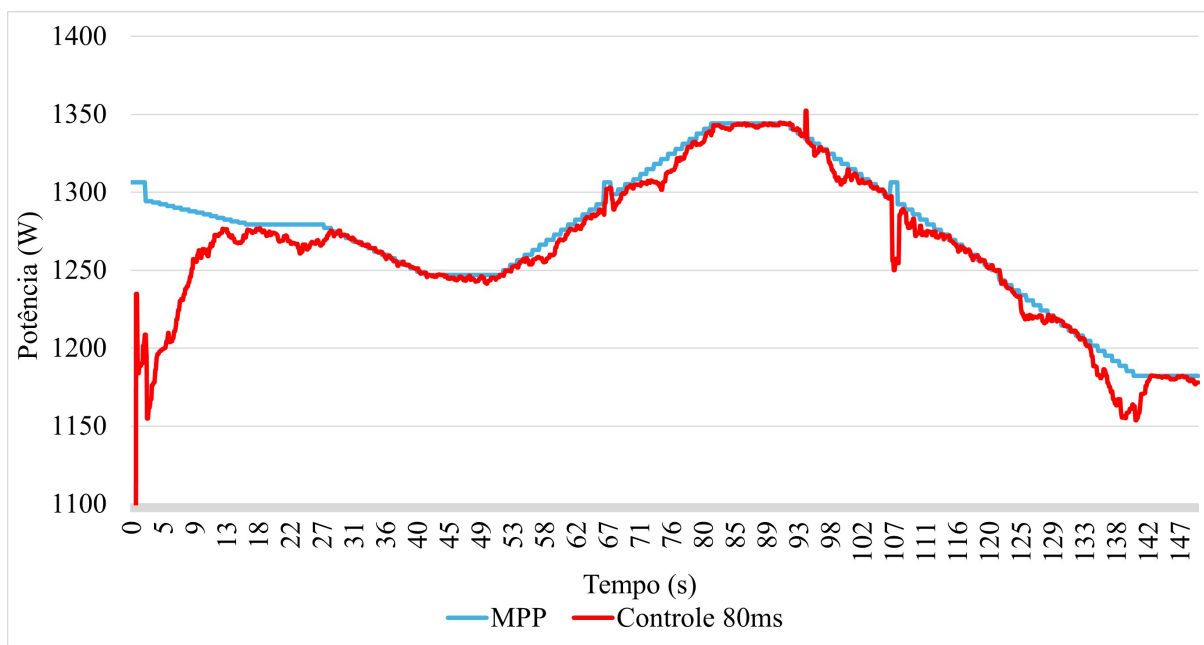
Tabela 9 – Valores de tensão e corrente para máxima extração de potência em diferentes temperaturas.

Temperatura (°C)	Potência Máxima (W)	Tensão MPP (V)	Corrente MPP (A)
10	1.344	164,064	8,1919
30	1.279,23	156,157	8,1919
40	1.246,84	152,204	8,1919
60	1.182,07	144,297	8,1919

Fonte: Autoria própria.

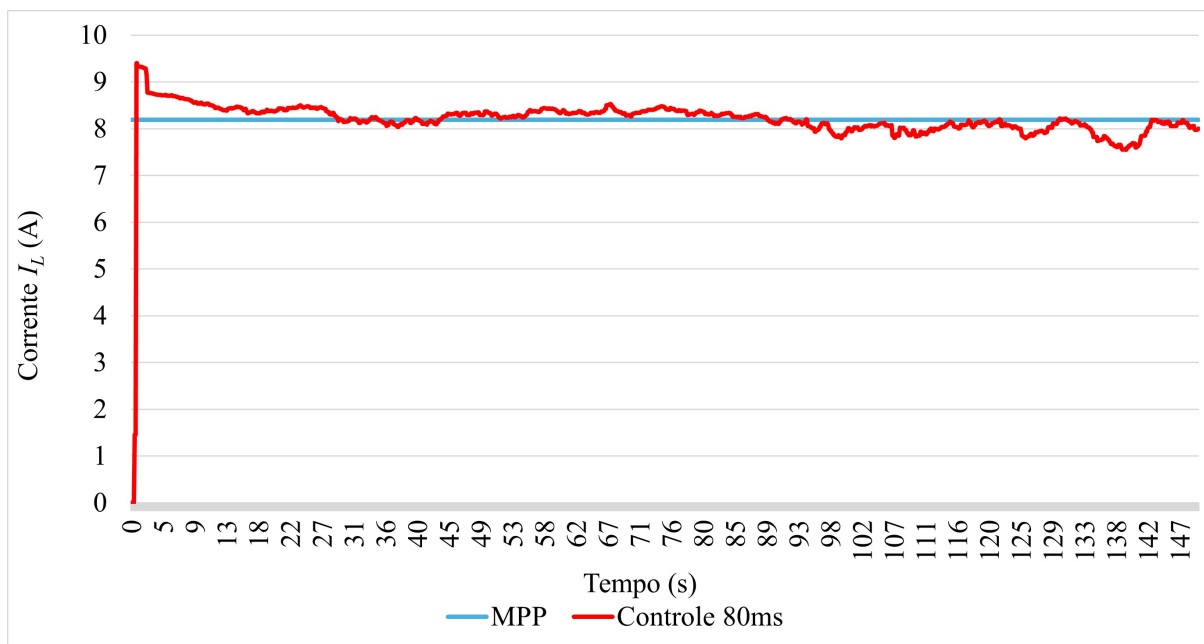
A Figura 49 ilustra o rastreamento da máxima potência do arranjo fotovoltaico enquanto a Figura 50 apresenta o rastreamento da corrente de máxima potência medida no indutor. Já a Figura 51 apresenta o comportamento da tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico juntamente com os valores da tensão de máxima potência teórica.

Figura 49 – Potência gerada pelo sistema considerando variação de temperatura.



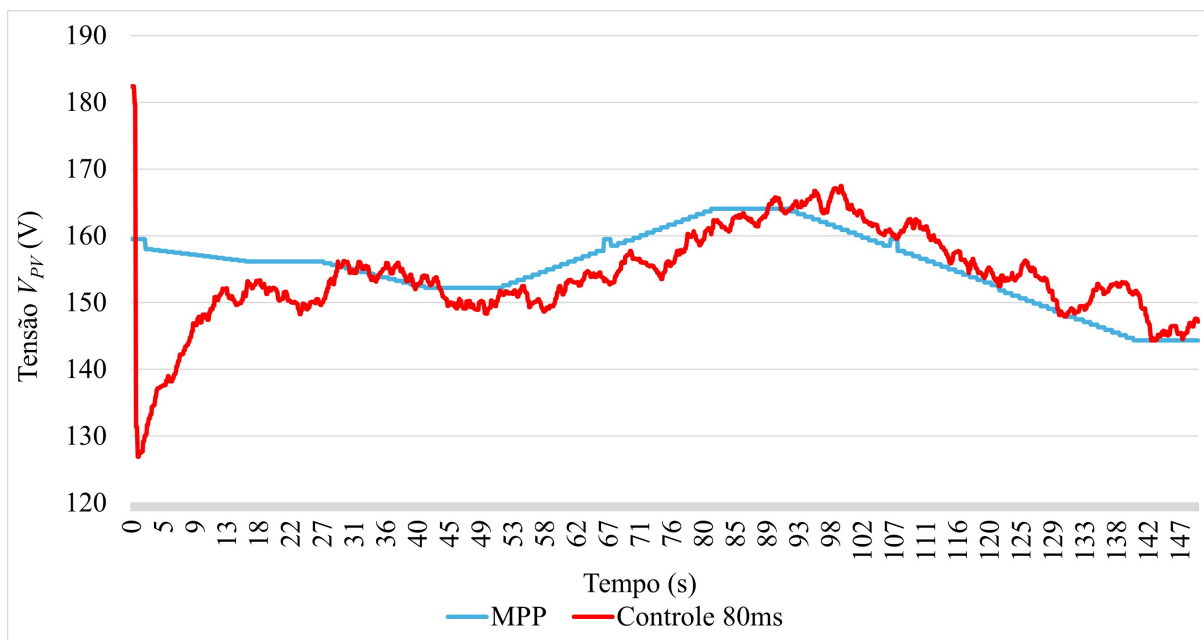
Fonte: Autoria própria.

Figura 50 – Corrente de máxima potência alcançada, medida no indutor, considerando variação de temperatura.



Fonte: Autoria própria.

Figura 51 – Tensão de máxima potência alcançada, medida nos terminais do arranjo fotovoltaico, considerando variação de temperatura.

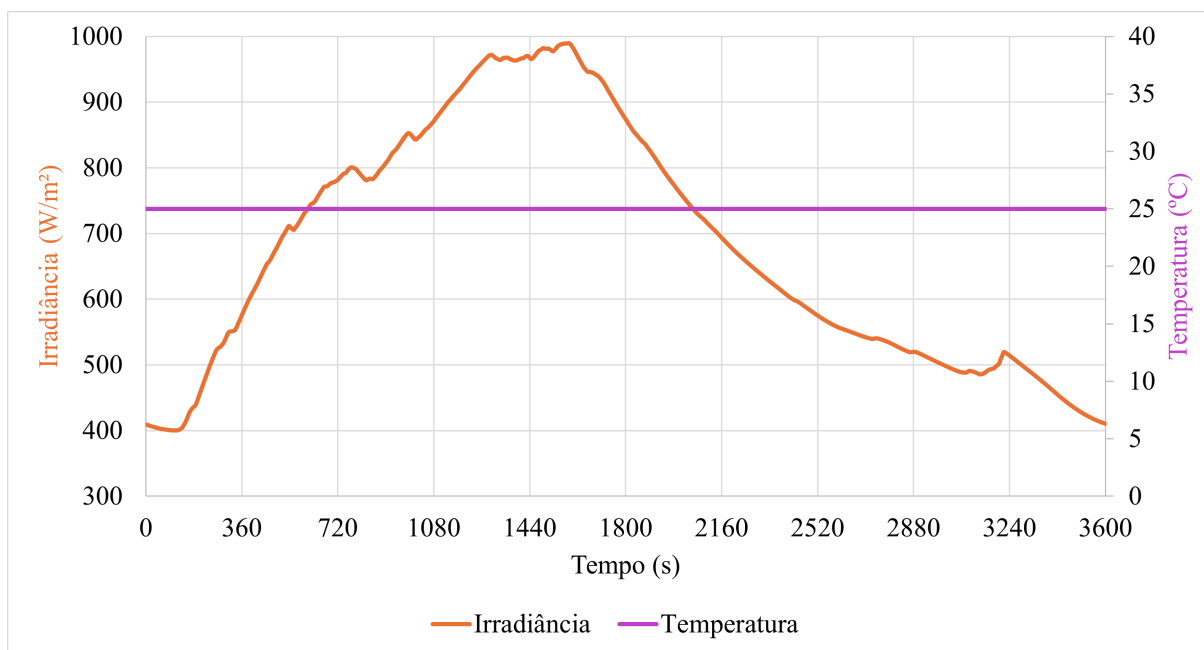


Fonte: Autoria própria.

Novamente, questões possivelmente associadas a parametrização do algoritmo de *MPPT* ou aos ganhos do controlador fazem com que o acompanhamento, principalmente, da tensão de máxima potência não seja tão efetivo. Ainda assim, durante o teste com duração de 150 s e a eficiência média para o *MPPT* foi de 98,7981 %. Considerando que as variações de temperatura são menos bruscas e mais lentas que o proposto em teste, supõe-se que o sistema atuará com uma eficiência ainda maior durante uma aplicação habitual ao longo do dia.

Também realizou-se um ensaio de maior duração, ao longo de 1 hora, a uma temperatura constante de $25^{\circ} C$. Neste ensaio, manteve-se a temperatura constante visto que esta tem menor impacto sobre a máxima potência gerada do que a irradiância, como pode ser verificado através das Tabelas 8 e 9. A Figura 52 apresenta o perfil de irradiância e de temperatura considerado no ensaio.

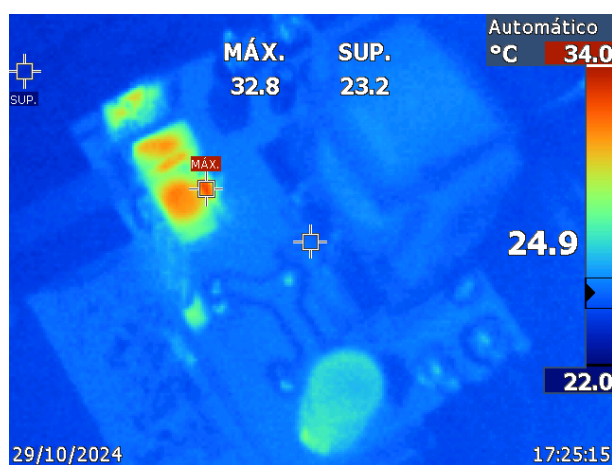
Figura 52 – Perfil de irradiância para avaliação do MPPT ao longo de 1 hora.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 53 apresenta o registro da maior temperatura obtida no conversor ao longo do ensaio ($32,8^{\circ} C$). Isso indica que o conversor opera de maneira adequada sob o aspecto térmico, sem apresentar temperatura de operação elevada.

Figura 53 – Máxima temperatura de operação do conversor ao longo de 1 hora de operação.

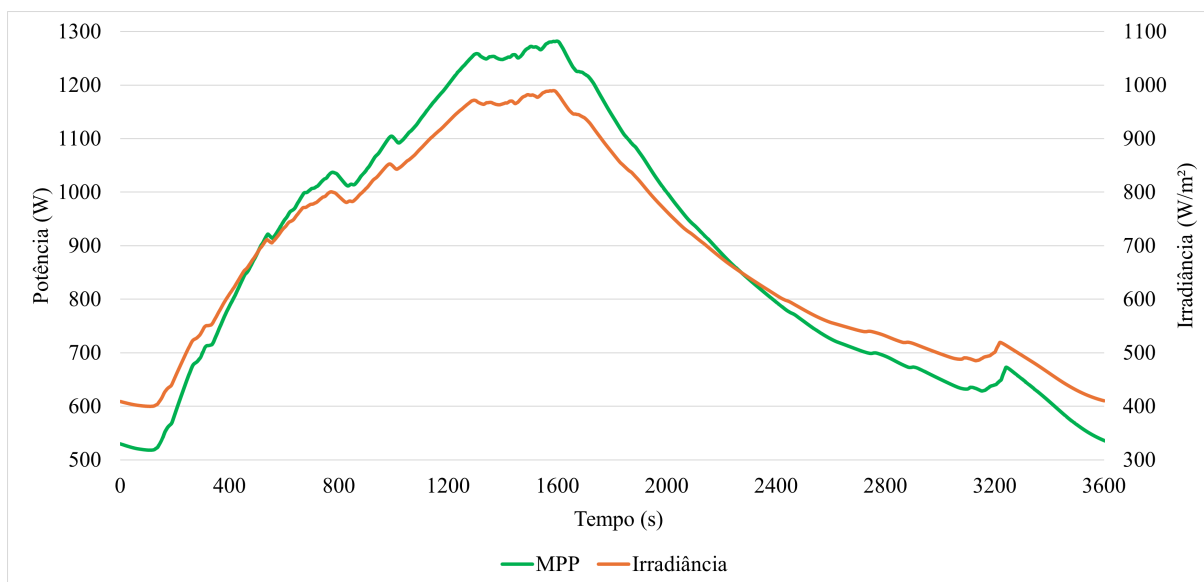


Fonte: Autoria própria.

A Figura 54 apresenta as curvas de irradiância e de máxima potência do arranjo fotovoltaico. A informação de máxima potência do arranjo foi diretamente da fonte utilizada

para a emulação do arranjo fotovoltaico. Assim, percebe-se que a relação entre essas duas grandezas é de caráter proporcional, impactando diretamente na geração de energia fotovoltaica.

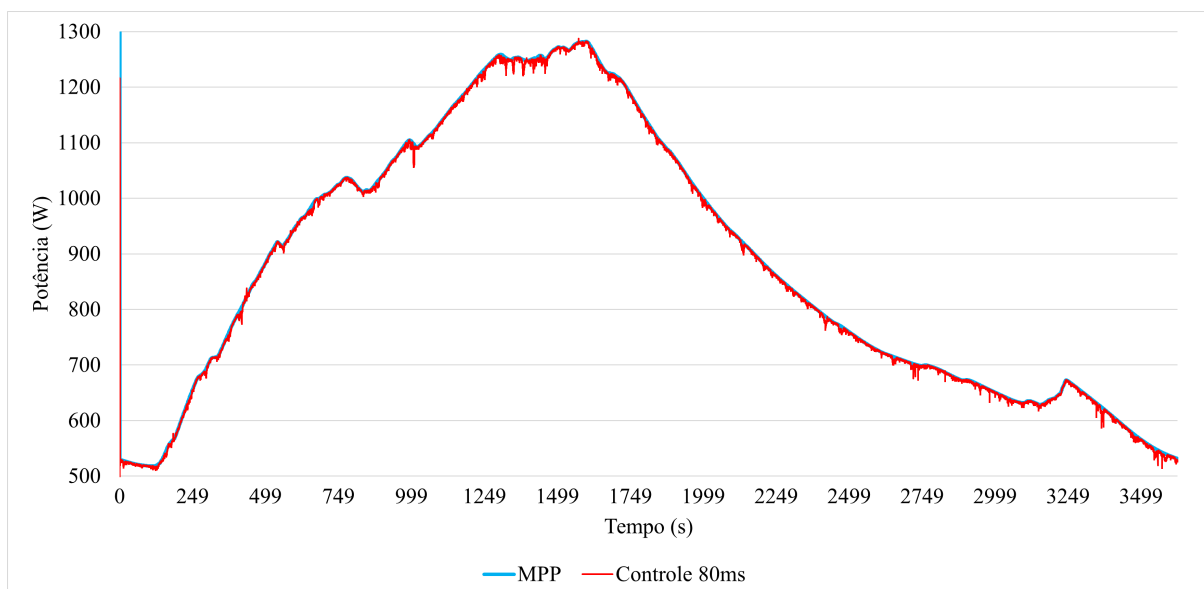
Figura 54 – Comparação entre a variação de irradiância e do *MPP*.



Fonte: Autoria própria.

O resultado da potência extraída do arranjo fotovoltaico pelo conversor projetado é exibido na Figura 55, que também apresenta a máxima potência teórica do arranjo, que é fornecida pela fonte que emula os painéis fotovoltaicos.

Figura 55 – Potência gerada pelo sistema em um intervalo de 1 hora.



Fonte: Autoria própria.

Observa-se que o algoritmo de *MPPT* juntamente com o sistema de controle foram eficazes em garantir a operação do conversor Boost de forma a extrair a máxima potência possível do arranjo fotovoltaico. Ao longo do ensaio, a eficiência registrada no rastreamento do *MPP* foi de 99,6964 % evidenciando a efetividade do conversor e sistema de controle projetados.

Conforme descrito por [Ahmed e Mohonta \(2021\)](#), em uma análise sobre os métodos de *MPPT* aplicados ao conversor Boost para aplicações em geração fotovoltaica, a eficiência alcançada utilizando o método P&O foi de 96,82 % em condições padrões, sem variação de irradiância ou temperatura. Considerando a eficiência obtida no último teste analisado, percebe-se que o resultado foi, além de satisfatório, acima da média das aplicações para o mesmo tipo de sistema.

3.6 RESUMO DO CAPÍTULO

Este capítulo descreveu os testes experimentais realizados para avaliar o trabalho desenvolvido. Foram validados os parâmetros de projeto estabelecidos no capítulo anterior e a atuação do sistema de controle e do *MPPT*. Ainda, comparou-se os dois pares de controladores propostos para definir o que fornecesse o melhor desempenho. Por fim, analisou-se o comportamento do sistema frente a variações nos parâmetros de irradiância e temperatura. O próximo capítulo apresenta as conclusões do trabalho desenvolvido, trazendo as considerações finais e sugestões para trabalhos futuros.

4 CONCLUSÃO

Este trabalho descreveu o projeto e implementação de um conversor Boost aplicado a extração da máxima potência de um arranjo fotovoltaico. Tanto os aspectos relativos ao *hardware* quanto ao sistema de controle necessário para a operação do conversor foram abordados.

Foram apresentados resultados experimentais para a verificação da operação do conversor desenvolvido sob condições diversas de irradiância e de temperatura dos painéis fotovoltaicos. Através dos ensaios verificou-se que o conversor é capaz de extrair a máxima potência do arranjo fotovoltaico mesmo sob as variações de irradiância e de temperatura. Sob temperatura constante de $25^{\circ} C$ e irradiância variável, obteve-se uma eficiência de 97,7210% na extração da máxima potência possível de ser gerada considerando-se o cenário ensaiado. Sob irradiância constante de $1000 W/m^2$ e temperatura variável, obteve-se uma eficiência de 98,7981% na extração da máxima potência possível de ser gerada, no cenário analisado.

Ensaio térmico também foram realizados. Para um teste com 1 hora de duração, sob irradiância variável entre 400 e $1000 W/m^2$ sob temperatura constante de 25° nos painéis fotovoltaicos, a máxima temperatura de operação do conversor foi de $32,8^{\circ} C$. Isso demonstra o correto dimensionamento do conversor desenvolvido sob aspectos térmicos.

Destaca-se, ainda, o alto rendimento do conversor desenvolvido. O conversor apresentou rendimento acima de 98% para uma faixa de potência entre 20% e 100% da sua potência nominal.

Como trabalhos futuros sugere-se um estudo sobre a parametrização mais adequado do algoritmo de *MPPT*. Isto é, verificar qual a frequência e passo de atualização da tensão (ΔV) mais adequados para garantir um rastreamento do ponto de máxima potência mais efetivo. Nesse estudo, é interessante se considerar a possibilidade do uso de passo de atualização da tensão variável.

Outro ponto a ser investigado, que está diretamente ligado aos parâmetros do algoritmo de *MPPT*, é a definição dos tempos de acomodação dos controladores projetados. Estes devem ser definidos de forma a serem suficientemente rápidos para garantir que a corrente do indutor e, principalmente, a tensão de entrada do conversor, isto é, a tensão nos terminais do arranjo fotovoltaico, entrem em regime permanente antes que ocorra nova atualização da tensão de referência oriunda do algoritmo de *MPPT*.

O projeto e implementação de um circuito auxiliar de comutação também é válido de ser explorado em trabalhos futuros. Além de reduzir os esforços sobre a chave principal, tal circuito pode reduzir os *spikes* observados nas formas de onda de tensão e corrente do conversor. Adicionalmente, dependendo da abordagem utilizada, o circuito auxiliar pode reduzir perdas do conversor.

Por fim, uma análise detalhada das perdas do conversor e o adequado dimensionamento do dissipador de calor empregado também são importantes de serem estudados. Neste trabalho, utilizou-se o dissipador disponível no laboratório o qual pode, certamente, ter suas dimensões reduzidas.

Referências

- AHMED, R.; MOHONTA, S. C. Comprehensive analysis of mppt techniques using boost converter for solar pv system. In: **Proceedings of the 2nd International Conference on Sustainable Technologies for Industry 4.0 (STI)**. IEEE, 2021. p. 1–6. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/9350398>>.
- ANEEL. **Geração Distribuída**. 2015. Acesso em: 01 out. 2023. Disponível em: <<https://bit.ly/3EZDJw8>>.
- ANEEL. **Relatórios e Indicadores: Geração**. 2023. Acesso em: 29 set. 2023. Disponível em: <<https://www.gov.br/aneel/pt-br/centrais-de-conteudos/relatorios-e-indicadores/geracao>>.
- BARBI, I. **Projetos de Fontes Chaveadas**. Edição do autor, 3^a. Florianópolis, SC, Brasil: Florianópolis, SC, 2001.
- BARBI, I.; FONT, C. H.; ALVES, R. L. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**. 1. ed. Florianópolis, SC: Edição do Autor, 2002. 208 p. ISBN 978-85-907137-1-1.
- BORGES, A. **Brasil entra no ranking dos dez maiores países com energia solar do mundo**. 2023. UOL. Acesso em: 30 set. 2023. Disponível em: <<https://economia.uol.com.br/noticias/estadao-conteudo/2023/03/21/brasil-entra-no-ranking-dos-dez-maiores-paises-com-energia-solar-do-mundo.htm>>.
- CANADIAN SOLAR INC. **Ficha Técnica: MAXPOWER CS6U-315|320|325|330P**. [S.l.], 2016.
- CRUZ, D. T. **Micro e minigeração eólica e solar no Brasil: Propostas para desenvolvimento do setor**. 2015. 157 p.
- CUNHA, L. F.; MOREIRA, M. S.; SILVA, B. S.; SOARES, F. D.; NUNES, R. C. L.; MONTEIRO, A. C. M. Um estudo sobre energia renovável e placas fotovoltaicas. In: **Anais do 5^o Congresso de Pesquisa, Ensino e Extensão da UFG**. [s.n.], 2019. p. 392–395. Acesso em: 01 out. 2023. Disponível em: <https://files.cercomp.ufg.br/weby/up/572/o/5conpeex_final_anais.pdf>.
- ERICKSON, R. W.; DRAGAN, M. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. Boston, MA: Springer, 2001. 883 p. ISBN 978-0-7923-7270-7.
- GLOBAL SOLAR ATLAS. **Global Solar Atlas**. 2023. Acesso em: 30 set. 2023. Disponível em: <globalsolaratlas.info/map>.
- GOLDEMBERG, J.; LUCON, O. **Energia e meio ambiente no Brasil**. 2007. 14 p. Estudos Avançados. Acesso em 01 out. 2023. Disponível em: <<https://www.scielo.br/j/ea/a/tk9tsKdqdKSy3CzMf58V9bw/?format=pdf&lang=pt>>.
- GONÇALVES, M. M. **Estudo e Implementação de um Conversor CC-CC Boost Entrelaçado para um Sistema de Geração Fotovoltaico Conectado à Rede**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG), Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belo Horizonte, MG, Brasil, dez. 2020. Dissertação de Mestrado, 96 p.
- GRUNDEMANN, W. T. **MPPT Perturba e Observa Aplicado ao Conversor Boost**. 2017. 61 p.

HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos de Física, Volume 3: Eletromagnetismo**. 10. ed. Rio de Janeiro, Brasil: LTC, 2021.

LEITE, A. V. T.; TEIXEIRA, H. J. A.; CARDOSO, A. J. M.; ARAÚJO, R. M. E. A simple identification methodology for electrolytic capacitors condition monitoring. In: **Proceedings of the 20th International Congress on Condition Monitoring and Diagnostic Engineering Management (COMADEM'07)**. Faro, Portugal: University of Madeira, 2007. p. 95–103.

LI, F.; ZHANG, X.; ZHU, H.; LI, H.; YU, C. **An LCL-LC Filter for Grid-Connected Converter: Topology, Parameter, and Analysis**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 9, p. 5067–5077, 2015.

LITTELFUSE, I. **LSIC2SD120A10: Silicon Carbide Schottky Diode, 1200 V, 10 A**. Chicago, IL, USA, 2021. Acesso em: 04 jul. 2025. Disponível em: <<https://www.littelfuse.com/assetdocs/littelfuse-power-semiconductors-lsic2sd120a10a-datasheet?assetguid=b018ee9b-1de5-4f72-a85a-e1e4f4c5d6e3>>.

LYNCH, B. T. **Under the Hood of a DC/DC Boost Converter**. Dallas, TX, USA, 2006. Disponível em: <https://www.ti.com/download/trng/docs/seminar/Topic_3_Lynch.pdf>.

NEYRET, Y. **DC microgrids: Principles and Benefits**. Países Baixos, 2021. Disponível em: <<http://www.dc.systems/assets/public/DCSystems-White-Paper.pdf>>.

OGATA, K. **Discrete-Time Control Systems**. 2. ed. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice Hall, 1995. ISBN 9780130342812.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2010. 904 p. ISBN 978-85-7605-454-2.

OKAWA ELECTRIC DESIGN. **(Sample) RC Low-pass Filter Design Tool**. Japão, 2024. Acesso em: 19 ago. 2024. Disponível em: <<http://sim.okawa-denshi.jp/en/CRtool.php>>.

RÜTHER, R. **Edifícios Solares Fotovoltaicos**. 1. ed. Florianópolis, SC: UFSC/LABSOLAR, 2004. 116 p. ISBN 85-99575-01-1.

SADIKU, M. N. O. **Elements of Electromagnetics**. 7. ed. New York, NY, USA: Oxford University Press, 2018. (The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering). ISBN 9780190698614.

SAID-ROMDHANE, M. B.; NAOUAR, M. W.; BELKHODJA, I. S.; MONMASSON, E. **An Improved LCL Filter Design in Order to Ensure Stability without Damping and Despite Large Grid Impedance Variations**. *Energies*, v. 10, p. 1–19, 2017.

SEGUIN, B.; GOSSE, J. P.; SYLVESTRE, A.; FOUASSIER, P.; FERRIEUX, J. P. Calorimetric apparatus for measurement of power losses in capacitors. In: **Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference**. Minnesota: IEEE, 1998.

SEQUEL, J. I. L. **Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando técnica MPPT e controle digital**. 222 p. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia, Belo Horizonte, 2009.

SHRESTHA, B. R.; TAMRAKAR, U.; HANSEN, T. M.; BHATTARAI, B. P.; JAMES, S.; TONKOSKI, R. Efficiency and reliability analyses of ac and 380 v dc distribution in data centers. **IEEE Access**, v. 6, p. 63305–63315, 2018.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRIGUEZ, P. **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**. Chichester, UK: John Wiley & Sons, 2011. ISBN 978-0470667057.

TEXAS INSTRUMENTS. **AMC1311: Precision Isolation Amplifier**. Dallas, TX, USA, 2017. Acesso em: 13 jul. 2025. Disponível em: <<https://www.ti.com/product/AMC1311>>.

TEXAS INSTRUMENTS. **Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage**. Dallas, TX, EUA, 2022. Acesso em: 13 jul. 2025. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/slva372>>.

THORNTON. **Product Catalog**. São Paulo, Brasil, 2023. Acesso em: 04 jul. 2025. Disponível em: <https://www.thornton.com.br/pdf/CATALOG%20THORNTON_ing.pdf>.

WOLFSPEED, INC. **C2M0040120D: Silicon Carbide (SiC) MOSFET, 1200 V, 40 A**. [S.l.], 2021. Acesso em: 04 jul. 2025. Disponível em: <<https://octopart.com/pt/datasheet/c2m0040120d-wolfspeed-66992559>>.