



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

Paulo Ícaro Teixeira Nogueira

Conversor Boost em modo de condução descontínua aplicado como rastreador do ponto de máxima potência sem sensor de corrente

Florianópolis

2024

Paulo Ícaro Teixeira Nogueira

Conversor Boost em modo de condução descontínua aplicado como rastreador do ponto de máxima potência sem sensor de corrente

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica

Orientador(a): Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr

Florianópolis

2024

Ficha catalográfica gerada por meio de sistema automatizado gerenciado pela BU/UFSC.

Dados inseridos pelo próprio autor.

Nogueira, Paulo Ícaro Teixeira Nogueira

Conversor Boost em modo de condução descontínua aplicado como rastreador do ponto de máxima potência sem sensor de corrente / Paulo Ícaro Teixeira Nogueira Nogueira ; orientador, Roberto Francisco Coelho Coelho, 2024. 117 p

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2024.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversores estáticos; Modo de operação descontínua; Rastreamento do ponto de máxima potência; Supressão do sensor de corrente.. I. Coelho, Roberto Francisco Coelho. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Paulo Ícaro Teixeira Nogueira

Conversor Boost em modo de condução descontínua aplicado como rastreador do ponto de máxima potência sem sensor de corrente

O presente trabalho em nível de Mestrado foi avaliado e aprovado, em 26 de 09 de 2024, pela banca examinadora composta pelos seguintes membros:

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

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

Prof.Walbermark Marques dos Santos, Dr.
Universidade Federal do Espírito Santo

Certificamos que esta é a versão original e final do trabalho de conclusão que foi julgado adequado para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.



Coordenação do Programa de Pós-Graduação



Prof.Roberto Francisco Coelho, Dr.
Orientador

Florianópolis, 2024.

Dedico este trabalho à minha mãe, Márcia Teixeira Diogo; sem ela, eu nunca
teria chegado até aqui.

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, agradeço a Deus; sem Ele, nada do que foi realizado teria acontecido. Creio que estou aqui graças a Ele. Em segundo lugar, agradeço à minha mãe, Márcia Teixeira Diogo, a pessoa que fez de tudo para me ajudar a alcançar meus objetivos. Se hoje sou o homem que sou, devo a ela.

Agradeço ao Prof. Roberto Francisco Coelho por aceitar ser meu orientador e por seu excelente trabalho de orientação e contribuição. Sua ajuda foi fundamental para almejar e alcançar novas conquistas, sempre mantendo o lado humano presente.

Agradeço a cada um dos meus amigos pelo total apoio e incentivo que recebi para concluir este processo. A base e o exemplo fornecidos por eles foram fundamentais para o êxito nesta etapa. Em especial, quero expressar meu agradecimento a Jucimara Rebelo, Lucas Tavares e Ricardo Trindade.

Sou profundamente grato ao Rotary Clube, que me apoiou de forma decisiva no início do mestrado, e especialmente a Marilene e Arizete, cujo suporte foi fundamental nesse momento.

Agradeço a todos os profissionais do Instituto de Eletrônica de Potência, desde os professores até os demais colaboradores. Cada um teve contribuições importantes em minha trajetória.

Gostaria também de expressar meu sincero agradecimento aos Professores Hervaldir Barreto de Oliveira e Marco Antônio. Além de cumprirem com excelência as funções relacionadas às disciplinas que ministravam, foram além, lembrando-me vividamente de todas as vezes em que interromperam as aulas para nos alertar sobre os desafios que enfrentaríamos. Um agradecimento especial também aos Professores Lucemar Pacheco, Aauri Junior e Alex Ferreira, não apenas por compartilharem conhecimento, mas também por serem exemplos de profissionalismo.

Não posso deixar de agradecer a cada um dos colegas que fiz neste período de aprendizado e evolução, em especial: Tailan Orlando, Amanda Lahera Guerra, Cleiton Dal'Agno, Mateus Nava Mezaroba, Thiago Fonseca Rech, Welenton Maito Panisson, Leonardo Bellincanta de Souza, Luiz Fernando Marquez Arruda, Mateo Daniel Roig Greidanus, Gabriel de Oliveira Assunção, Nathanael Günter Prange, Fellipe Passos, Mateus de Freitas Bueno e Nicholas Gustavo Duarte Furtado.

Por fim, expresso minha gratidão à CAPES e ao povo brasileiro por financiarem a educação e o desenvolvimento de pesquisas como a apresentada ao longo desta dissertação.

“É melhor suar em tempos de paz do que sangrar em tempos de guerra”

Norman Schwarzkopf

RESUMO

Nos últimos anos, a demanda global por energia vem tendendo a patamares cada vez maiores, sendo acompanhada pela inserção crescente de fontes renováveis, sobretudo a fotovoltaica, na matriz energética. A geração fotovoltaica é fortemente influenciada pelas condições climáticas, sendo que para alcançar o melhor desempenho, é necessária a implementação de algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência. Diante do exposto, neste trabalho é proposto um sistema de rastreamento do ponto de máxima potência que utiliza conversores em modo de condução descontínua e dispensa o uso de sensor para aquisição da corrente fotogerada, visto que a característica seguidora de tensão dos conversores neste modo de operação. Embora o objetivo principal da proposta seja a redução do peso e do volume do sistema, em virtude da redução da indutância e supressão do sensor de corrente e dos circuitos de condicionamento associados, uma análise de perdas demonstra que o rendimento do conversor desenvolvido está muito próximo a de um conversor equivalente em modo de condução contínua, ou seja, não há penalidade excessiva de rendimento em razão da operação em modo descontínuo. Os achados da dissertação são comprovados por meio de resultados experimentais e são bons indícios de que a inovação proposta se mostra promissora para sistemas fotovoltaicos integrados a satélites, por exemplo, que exigem dispositivos leves, compactos e robustos.

Palavras-chave: Conversores estáticos; Modo de operação descontínua; Rastreamento do ponto de máxima potência; Supressão do sensor de corrente.

ABSTRACT

In recent years, the global demand for energy has been trending toward increasingly higher levels, accompanied by the growing integration of renewable sources, particularly photovoltaic, into the energy matrix. Photovoltaic generation is strongly influenced by climatic conditions, and to achieve the best performance, it is necessary to implement maximum power point tracking algorithms. In light of this, this work proposes a maximum power point tracking system that uses converters in discontinuous conduction mode and eliminates the need for a sensor to acquire the photogenerated current, given the voltage-following characteristic of the converters in this mode of operation. Although the main goal of the proposal is to reduce the system's weight and volume, due to the reduction of inductance and the elimination of the current sensor and associated conditioning circuits, a loss analysis shows that the efficiency of the developed converter is very close to that of an equivalent converter in continuous conduction mode, meaning there is no significant efficiency penalty due to operation in discontinuous mode. The findings of the dissertation are verified through experimental results, providing strong evidence that the proposed innovation is promising for photovoltaic systems integrated into satellites, for example, which require lightweight, compact, and robust devices.

Keywords: Static converters; Discontinuous conduction mode; Maximum power point tracking; current sensor suppression.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Sistema fotovoltaico <i>off-grid</i> genérico.....	21
Figura 1.2 – Sistema fotovoltaico <i>of-grid</i> e seus blocos constituintes.	22
Figura 1.3 – Regiões de rastreamento dos conversores em MCC: (a) Buck; (b) Boost; (c) Buck-Boost e similares.	23
Figura 2.1 – Formas de onda teóricas referente à tensão e à corrente no indutor do conversor Boost em modo de condução descontínua.	29
Figura 2.2 – Circuitos equivalente dos estados topológicos do conversor Boost em MCD.	31
Figura 2.3 – Corrente no indutor no conversor Boost MCD.....	31
Figura 2.4 – Forma de onda da corrente do indutor do conversor Boost quando submetidos a degraus de tensão.....	33
Figura 2.5 – Comparação entre o valor médio simulado e estimado a partir de (6) referente à corrente de entrada do conversor Boost MCD.....	34
Figura 3.1 – Formas de onda da corrente no interruptor e no diodo do conversor Boost em MDC....	44
Figura 3.2 – Comportamento das perdas de comutação no MOSFET.....	45
Figura 3.3 – Formas de onda da tensão e corrente do diodo.....	47
Figura 3.4 – Curva $I_F \times V_F$	48
Figura 3.5 – Forma de onda da corrente no capacitor de saída.....	49
Figura 3.6 – Perdas teóricas do conversor Boost em modo de condução descontínua.	52
Figura 3.7 – Perdas teóricas: operação em modo descontínuo versus operação em modo contínuo.	54
Figura 4.1 – Curva P-V para entendimento do método P&O clássico.....	56
Figura 4.2 – Algoritmo do método Perturba e Observa clássico.	57
Figura 4.3 – Algoritmo do método Perturba e Observa modificado.....	58
Figura 4.4 – Resultados de simulação para demonstrar a robustez do método proposto em relação à erros na estimativa da corrente fotogerada.	60
Figura 4.5 – Conversor Boost como rastreador do ponto de máxima potência.	61
Figura 4.6 – Comparação entre rapidez e precisão de rastreamento em função do tamanho do passo de incremento/decremento da razão cíclica.	62
Figura 4.7 – Região rastreável do conversor Boost MDC.	66
Figura 4.8 – Detalhe da região rastreável do conversor Boost MDC.	67
Figura 4.9 – Potência teórica do módulo, potência calculada e potência real.....	68
Figura 4.10 – Detalhe das potência teórica, real e calculada.	69
Figura 4.11 – Corrente estimada <i>versus</i> corrente real.....	70
Figura 5.1 – Placa do estágio de potência – conversor Boost.....	71
Figura 5.2 – Placa de condicionamento de sinais.....	72
Figura 5.3 – Integração entre as placas de potência e de condicionamento.	73
Figura 5.4 – Equipamentos.	73
Figura 5.5 – Curva de potência <i>versus</i> razão cíclica.	74
Figura 5.6 – Curva da tensão de saída <i>versus</i> razão cíclica.	75

Figura 5.7 – Temperatura no interruptor potência versus potência processada.	76
Figura 5.8 – Tensão no interruptor e corrente no indutor do conversor Boost.	76
Figura 5.9 – Evolução da eficiência do conversor considerando os níveis de potência de acordo com os percentuais estabelecidos na Tabela 5.1, pra diferentes níveis de tensão fotografada: (A) 134 V; B) 125 V; (C) 105 V.	78
Figura 5.10 – Curva de rendimento versus potência.	79
Figura 5.11 – Operação do conversor Boost em MDC com razões cíclicas	80
Figura 5.12 – Operação do conversor Boost em MDC com razões cíclicas de	81
Figura 5.13 – Operação do conversor Boost em MDC com razões cíclicas	81
Figura 5.14 – Rendimento experimental do conversor em potência nominal.	82
Figura 5.15 – Circuito equivalente que representa um módulo fotovoltaico com potência máxima de 155 W no MPP.	83
Figura 5.16 – Tensão, corrente e potência resultante do rastreamento com frequência de 10 Hz e passo de incremento/decremento da razão cíclica de 5%. Escalas: tensão (amarelo) – 20V/div; corrente (verde) - 0,5 A/div; potência (roxo) - 25 W/div.	84
Figura 5.17 – Curva I-V teórica referente ao módulo utilizado e trajetória experimental do ponto de máxima potência com frequência de 10 Hz e passo de incremento/decremento da razão cíclica de 5%. Escalas: eixo X (tensão) - 15,2 V/div; Eixo Y (corrente) - 0,3 A/div.	85
Figura 5.18 – Tensão, corrente e potência resultante do rastreamento com frequência de 100 Hz e passo de incremento/decremento da razão cíclica de 0,5%. Escalas: tensão (amarelo) – 20V/div; corrente (verde) - 0,5 A/div; potência (roxo) - 25 W/div.	86
Figura 5.19 – Curva I-V teórica referente ao módulo utilizado e trajetória experimental do ponto de máxima potência com frequência de 10 Hz e passo de incremento/decremento da razão cíclica de 5%. Escalas: eixo X (tensão) - 15,2 V/div; Eixo Y (corrente) - 0,3 A/div.	87
Figura 5.20 – Corrente real <i>versus</i> corrente com frequência de 100 Hz, passo de incremento/decremento da razão cíclica de 0,5% e potência máxima de 155 W.	88
Figura 5.21 – Circuito equivalente que representa um módulo fotovoltaico com potência máxima de 277,6 W no MPP.	88
Figura 5.22 – Corrente real <i>versus</i> corrente com frequência de 100 Hz, passo de incremento/decremento da razão cíclica de 0,5% e potência máxima de 277,6 W.	89
Figura 5.23 – Resultados práticos e teóricos referente à operação do conversor Boost MDC em condições nominais.	90
Figura 6.1.A – Perda no conversor boost em modo de condução contínua.	102
Figura 6.2.B – PCB da Parte 1.	103
Figura 6.3.B – PCB da Parte 2.	104

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Diferenciação entre as topologias de conversores CC-CC básicos não isolados em termos da corrente de entrada em modo de condução descontínua.	40
Tabela 3.1 – Parâmetros de projeto do conversor Boost.	41
Tabela 4.1 – Características elétrica do módulo de filme fino utilizado.	61
Tabela 5.1 – Fatores de ponderação por nível de potência.	77
Tabela 6.A.1 – Parâmetros de projeto para o modo de condução contínuo.	97

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ESR	Resistência equivalente em série
MPPT	Rastreamento de Ponto de Máxima Potência
DCM	Modo de Condução Descontínuo
TIC	Técnica da Impedância Característica
ON	Abertura do MOSFET
OFF	Fechamento do MOSFET
Tr	Rise Time
CC-CC	Conversão de um sinal contínuo para outro nível contínuo
CC-CA	Conversão de um sinal contínuo para descontínuo
VF	Perdas por queda de tensão direta no diodo
IR	Perdas por corrente reversa no diodo
TRR	Tempo de recuperação reversa do diodo
ESR	Resistência equivalente em série
PCI	Placa de circuito impresso
DSP	Digital Signal Processor
3D	Tridimensional
CC	Forma de onda contínua
°C	Temperatura em graus célsius
CEC	California Energy Commission
Tf	Fall Time
VPV	Tensão do módulo solar

LISTA DE SÍMBOLOS

I_O	Corrente de saída
$V_L(t)$	Tensão no indutor em função do tempo
L	Indutância
di_L	Corrente no indutor em função do tempo
dt	Variação do tempo
t_C	Tempo de subida
t_O	Tempo de descida
t_D	Tempo descontínuo
T_S	Um ciclo da frequência
D	Razão cíclica
I_M	Corrente de pico
V_{in}	Tensão de entrada
L_{in}	Indutância do boost
V_O	Tensão de saída
I_{med}	Corrente média no indutor
f_S	Frequência de Comutação
ΔV_{out}	Ondulação de Tensão na Saída
L_{Max}	Máximo Valor para o Indutor
D_{Max}	Razão cíclica Máxima
R_O	Resistência de carga
α_D	Tensão de Entrada por tensão de Saída
D_{dc}	Razão cíclica no modo de condução descontínuo.
C_O	Capacitor de Saída
C_{in}	Filtro de entrada
I_{ef}	Corrente Eficaz
R_{50°	Resistência do Semicondutor em 50 graus célsius
P_A	Primeira parte da queda de potência em comutação em ON
P_B	Segunda parte da queda de potência em comutação em ON
$P_{S.ON}$	Perdas por comutação no MOSFET no estado "ON"
$P_{off.A}$	Primeira parte da queda de potência em comutação em OFF

$P_{off.B}$	Segunda parte da queda de potência em comutação em ON
$P_{S.off}$	Perdas por comutação no MOSFET no estado "ON"
V_{TO}	Queda de tensão interna do diodo
R_d	Resistência série interna do diodo
$I_{D.ef}$	Corrente eficaz do diodo
P_{Diodo}	Perdas no diodo
$I_{C.A.ef}$	Corrente eficaz do capacitor na parte "A"
$I_{C.B.ef}$	Corrente eficaz do capacitor na parte "B"
$I_{CO.ef}$	Corrente eficaz que flui através do capacitor de saída
P_{CO}	Potência perdida no capacitor de saída
R_C	Resistência do capacitor
P_L	Perda de potência por condução no indutor
I	Corrente
R	Resistência ôhmica
$I_{L.ef}$	Corrente eficaz que flui através do indutor
$P_{L.\Omega}$	Perda de potência na parte ôhmica
R_L	Resistência ôhmica no indutor
$P_{L.ferro}$	Perdas magnéticas
K_C	Constantes do material ferromagnético
α	Constantes do material ferromagnético
β	Constantes do material ferromagnético
V_E	Volume magnético efetivo do núcleo
Δ_B	Ondulação de densidade de fluxo
N_U	Números de espiras
A_E	Área Efetiva
P_T	Soma de todas as perdas do conversor
V_{PV}	Tensão de entrada obtida pelos painéis fotovoltaicos
$P_{25^\circ C}$	Potência CEC para uma temperatura de 25 C°
$P_{85^\circ C}$	Potência CEC para uma temperatura de 85 C°
$P_{-8^\circ C}$	Potência CEC para uma temperatura de -8 C°
I_{PV}	Corrente do módulo Fotovoltaico.
Δ_i	Varição de corrente

$I_{S.ef}$	Corrente eficaz que flui através da chave MOSFET em MCC
$I_{M.PV}$	Máxima corrente de entrada
$I_{m.PV}$	Mínima corrente de entrada
$V_{Med.on}$	Tensão média no estado ON
$I_{Med.on}$	Corrente média no estado ON
$P_{Med.on}$	Perdas por comutação ON em modo de condução contínua
$V_{Med.off}$	Tensão média no estado OFF
$I_{Med.off}$	Corrente média no estado OFF
$P_{Med.off}$	Perdas por comutação OFF em modo de condução contínua
T_{RI}	Representando o tempo de subida da corrente de dreno (Current rise time)
T_{FV}	Tempo de descida da tensão dreno-source (Voltage fall time)
T_{RV}	Tempo de subida da tensão dreno-source (Voltage rise time)
T_{FI}	Tempo de descida da corrente de dreno (Current fall time)
$I_{med.D.Calculado}$	Corrente Calculada dos conversores Diretos
$I_{med.A.Calculado}$	Corrente Calculada dos Conversores Armazenadores de Energia
$P_{S.Condução}$	Perda por Condução no MOSFET
$P_{S.Comutação}$	Perdas por comutação na chave MOSFET
η	Rendimento do conversor

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	REVISÃO DO ESTADO DA ARTE: CONVERSORES CC-CC COMO RASTREADORES DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA	20
1.2	REVISÃO DO ESTADO DA ARTE: ALGORITMOS DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA SEM O EMPREGO DE SENSOR DE CORRENTE	25
1.3	OBJETIVOS.....	26
1.3.1	Objetivo Geral.....	26
1.3.2	Objetivos Específicos	26
1.4	METODOLOGIA	27
1.5	ESTRUTURA DO DOCUMENTO	27
2	DESCRIÇÃO DO MÉTODO DE RASTREAMENTO PROPOSTO.....	29
2.1	COMPORTAMENTO SEGUIDOR DE TENSÃO DE CONVERSORES CC-CC EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA.....	29
2.1.1	Conversor Boost MCD	30
2.1.1.1	Validação via simulação	33
2.1.2	Conversor Buck-Boost MCD	34
2.1.2.1	Validação via simulação	36
2.1.3	Conversor SEPIC, ĆUK e Zeta em MCD	37
2.2	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	39
3	APLICAÇÃO DO CONVERSOR BOOST MCD COMO RASTREADOR DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA.....	41
3.1	DIMENSIONAMENTO	41
3.1.1	Dimensionamento dos elementos passivos	41
3.1.1.1	INDUTOR.....	42
3.1.1.2	CAPACITOR.....	43
3.1.2	Filtro de entrada	43

3.2	PERDAS E RENDIMENTO TEÓRICO.....	43
3.2.1	Perdas nos interruptores.....	44
3.2.1.1	PERDAS POR CONDUÇÃO NO MOSFET.....	44
3.2.1.2	PERDAS POR COMUTAÇÃO NO MOSFET.....	45
3.2.1.3	PERDAS NO DIODO.....	47
3.2.2	Perdas nos elementos passivos.....	49
3.2.2.1	CAPACITOR.....	49
3.2.2.2	INDUTOR.....	50
3.2.3	Rendimento teórico.....	51
3.3	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO.....	52
3.3.1	Comparação da performance do conversor descontínuo com um conversor contínuo equivalente.....	53
4	RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA SEM EMPREGO DE SENSOR DE CORRENTE.....	55
4.1	MÉTODO CLÁSICO DE ALGORITMO DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA.....	55
4.1.1	O método Perturba e Observa clássico.....	55
4.1.2	Método Perturba e Observa modificado.....	57
4.1.2.1	SENSIBILIDADE DO ALGORITMO A VARIAÇÕES PARAMÉTRICAS DOS ELEMENTOS DO CONVERSOR.....	59
4.1.3	IMPLEMENTAÇÃO DO MÉTODO DE RASTREAMENTO PROPOSTO.....	60
4.1.4	Determinação do máximo valor do passo de atualização da razão cíclica.....	62
4.1.5	Limitações causadas pela região de rastreamento.....	65
4.1.5.1	SIMULAÇÃO.....	67
4.2	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO.....	70
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	71
5.1	PROTÓTIPO.....	71

5.2	EQUIPAMENTOS UTILIZADOS	73
5.3	TESTES DE MALHA ABERTA	74
5.3.1	Curva de Potência <i>versus</i> Razão Cíclica.....	74
5.3.2	Curva da tensão de saída <i>versus</i> razão cíclica.....	75
5.3.3	Temperatura no interruptor de potência <i>versus</i> potência processada	75
5.3.4	Tensão no interruptor e Corrente no Indutor.....	76
5.3.5	Protocolo de teste de rendimento ponderado	77
5.3.6	Curva de rendimento <i>versus</i> potência	79
5.4	TESTES DO CONVERSOR BOOST MDC COMO MPPT	82
5.4.1	Validação do algoritmo de rastreamento no ponto de operação	82
5.4.2	Corrente estimada <i>versus</i> corrente real.....	87
5.5	CONCLUSÃO DO CAPÍTULO	89
6	CONCLUSÃO	91
	REFERÊNCIAS.....	94
	APÊNDICE A – PROJETO DO CONVERSOR BOOST EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO	97
	A.1 DIMENSIONAMENTO.....	97
	A.2 INDUTOR	97
	A.3 CAPACITOR	98
	A.4 PERDAS NO MOSFET	98
	A.5 PERDAS NO DIODO	99
	A.6 PERDAS NO CAPACITOR	100
	A.7 PERDA NO INDUTOR	101
	A.8 RENDIMENTO TEÓRICO.....	102
	APÊNDICE B – PCB.....	103
	APÊNDICE C – ALGORITMO DO BLOCO C NO PSIM	105
	APÊNDICE D – LÓGICA NO DSP.....	109

1 INTRODUÇÃO

Seja de uso residencial, industrial, de transporte ou lazer, a demanda global por energia tem sistematicamente convergido para patamares cada vez maiores, em um cenário em que pactos ambientais firmam o compromisso de inserção crescente de fontes renováveis na matriz energética [1].

Embora a geração fotovoltaica seja de total relevância e apresente-se como um dos pilares dessa expansão, ainda se trata de uma fonte intermitente, cujo ponto de operação é fortemente influenciado pelas condições climática: a potência entregue por um módulo fotovoltaico varia em função da irradiância solar e da temperatura a que está submetido [2].

Além disso, as curvas características que regem o comportamento elétrico dos módulos fotovoltaicos apresentam um ponto de real interesse prático, que marca seu melhor desempenho energético. Esse ponto de operação, denominado de ponto de máxima potência (do inglês: *Maximum Power Point* - MPP), somente pode ser estabelecido por meio da implementação de sistemas de rastreamento, que têm a função de buscá-lo dinamicamente, em função das variações climáticas [2].

Cabe destacar que não se está mencionado aqui o seguimento da posição solar por rastreadores mecânicos, que também melhoram o rendimento de plantas fotovoltaicas entre 30% a 40% em relação às versões estáticas [3], [4]. A menção rastreamento do ponto de máxima potência (do inglês: *Maximum Power Point Tracker* - MPPT) utilizada neste documento, refere-se à capacidade do sistema fotovoltaico buscar seu ponto ótimo de operação sob a curva I-V, por meio dos algoritmos de rastreamento embarcados na eletrônica de potência destinada ao processamento da energia fotogerada. A utilização de sistemas sem rastreamento do ponto de máxima potência usualmente resulta em rendimento de fotoconversão em torno de 31%, enquanto sistemas que utilizam algoritmos de rastreamento atingem patamares superiores a 97% [5], [6].

Diante do exposto, é intuitivo concluir que a potência entregue por geradores fotovoltaicos não depende apenas das variações climáticas, como a irradiância solar e a temperatura, mas também do método de rastreamento adotado. Nesse sentido, sistemas de rastreamento de máxima potência também desempenham um importante papel econômico, pois influenciam o tempo de retorno do investimento aplicado na instalação do sistema fotovoltaico [7].

Do ponto de vista da eletrônica de potência, na maioria dos casos, conversores CC-CC são utilizados para rastrear o ponto de máxima potência. Esses conversores, via de regra, operam em modo de condução contínua (MCC), e sua aplicação como MPPT geralmente está associada ao emprego de sensores de tensão e de corrente, como no caso do conversor Boost em MCC com os algoritmos da condutância incremental, perturba e observa, ou suas variações [8].

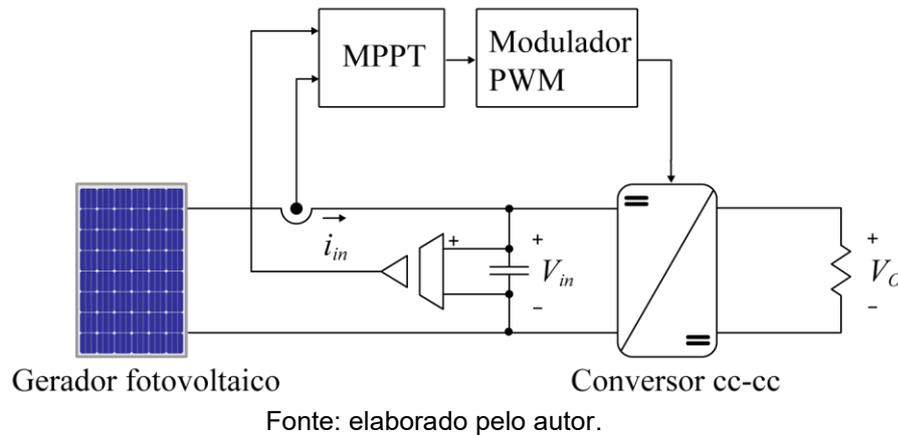
Embora conversores CC-CC em MCC apresentem um ótimo desempenho quando aplicados com MPPT, a operação em MCC exige valores relativamente elevados de indutâncias, o que pode resultar em elementos magnéticos mais volumoso e pesados, em comparação às versões que operam em modo de condução descontínua (MCD). Além disso, o fato de algoritmos clássicos requererem sensores de corrente, que demandam circuitos secundários para funcionar adequadamente, incluindo alimentação e condicionamento do sinal, pode dificultar a implementação de sistemas de rastreamento do ponto de máxima potência em determinadas aplicações, a exemplo do uso em satélites.

Diante do desafio de desenvolver sistemas de rastreamento robustos, mais leves e compactos, esta dissertação propõe a utilização de conversores em modo de condução descontínua, com a característica de seguidor de tensão, a fim de permitir o uso de indutores de menor indutância e eliminar o uso do sensor de corrente. O intuito da dissertação é demonstrar que o sistema de rastreamento proposto pode operar com alto rendimento, ao mesmo tempo em que aprimora a robustez, pois suprime o sensor de corrente e parte dos circuitos de condicionamento de sinal.

1.1 REVISÃO DO ESTADO DA ARTE: CONVERSORES CC-CC COMO RASTREADORES DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Um sistema fotovoltaico aplicado a cargas autônomas (*off-grid*) é formado por um gerador fotovoltaico, responsável pela captar a energia solar e convertê-la em energia elétrica, por um conversor CC-CC, cuja função é rastrear o ponto de máxima potência do módulo fotovoltaico, otimizando seu desempenho, e por um banco de baterias, utilizado para conferir autonomia energética ao sistema. A Figura 1.1 apresenta uma ilustração de um sistema fotovoltaico *off-grid* genérico, com identificação de seus principais blocos constituintes.

Figura 1.1 – Sistema fotovoltaico *off-grid* genérico.



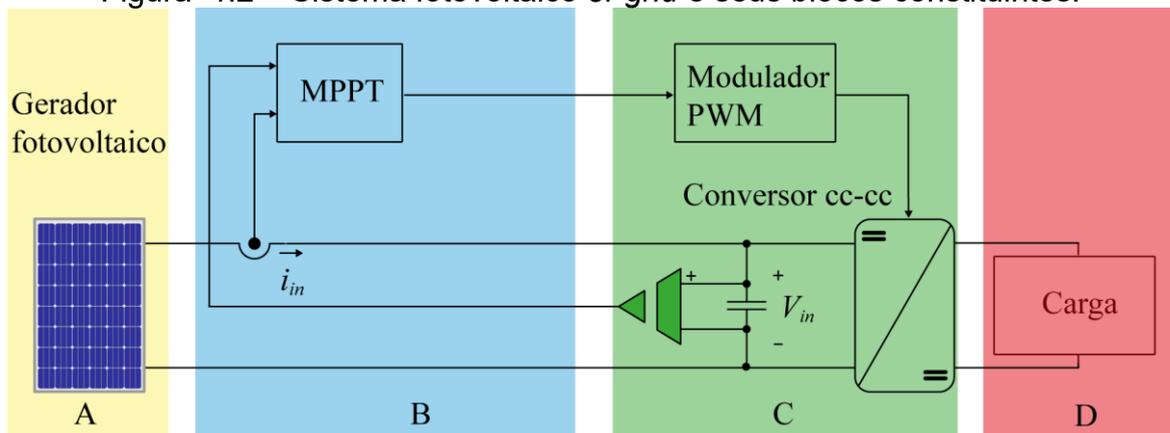
Notoriamente, a escolha do conversor CC-CC para rastrear o ponto de máxima potência tem tanta ou maior importância do que o próprio algoritmo utilizado para essa finalidade. Atualmente, diversos estudos têm indicado topologias especificamente aplicadas ao rastreamento de máxima potência. Em [8], os autores relatam que a seleção adequada do conversor para aplicações fotovoltaicas tem significativo impacto na performance do sistema de rastreamento. Os autores também listam algumas limitações de desempenho dos sistemas de rastreamento em função do tipo de conversor empregado.

Em [2], os autores enfatizam que essa influência é resultado do tipo de carga conectada ao módulo fotovoltaico. Por exemplo, cargas resistivas restringem a abertura angular pela busca do MPP no primeiro quadrante da curva I-V, dada a característica de transferência estática desse tipo de carga. Nesse sentido, cada conversor possui seus próprios ângulos limites de rastreamento, o que define uma faixa de operação específica, chamada pelos autores de região de rastreamento.

Os trabalhos supracitados destacam que, enquanto a curva I-V do gerador fotovoltaico é altamente influenciada pelas variações de irradiância e de temperatura, a curva de carga depende exclusivamente do tipo de carga conectado ao sistema. Para obter uma compreensão mais aprofundada dos pontos de vista destes pesquisadores, propõe-se dividir o sistema fotovoltaico *off-grid* apresentado na Figura 1.1 em quatro blocos, conforme ilustrado na Figura 1.2. O primeiro bloco diz respeito ao gerador fotovoltaico; o segundo, ao algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência; o terceiro ao conversor CC-CC; e o quarto, à carga a ser suprida pelo sistema. Embora o conversor CC-CC (hardware) e o algoritmo de rastreamento componham, em conjunto, o sistema de rastreamento, há de se mencionar que a

influência do gerador fotovoltaico e da carga no rendimento do sistema como um todo. Nesse sentido, é de fundamental importância que o conversor CC-CC e o algoritmo de rastreamento sejam selecionados e dimensionados a partir das características do gerador fotovoltaico e da carga a ser suprida.

Figura 1.2 – Sistema fotovoltaico *of-grid* e seus blocos constituintes.

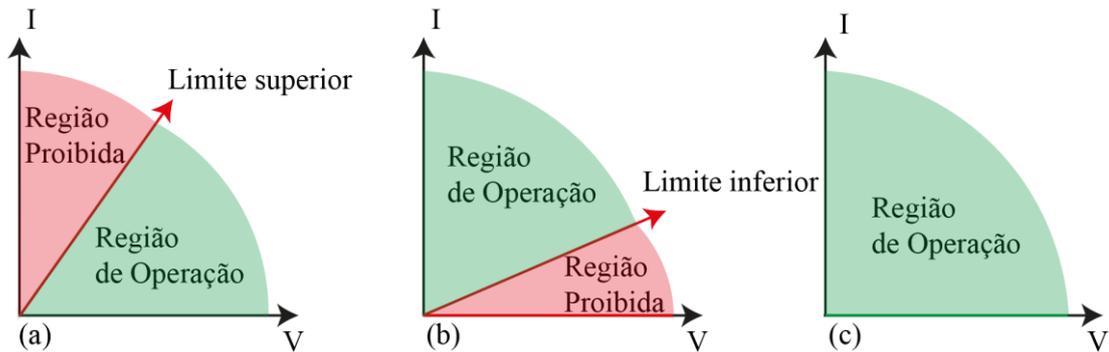


Fonte: elaborado pelo autor

A título de exemplo, a Figura 1.3 ilustra as regiões de rastreamento dos conversores Buck, Boost e Buck-Boost (ou Ćuk, SEPIC e Zeta) em MCC com carga resistiva [2]. É possível verificar que o primeiro quadrante da curva I-V surge dividindo em duas regiões distintas: a região de não operação e a região de rastreamento. Para que o ponto de máxima potência seja rastreado, é mandatório que esteja localizado dentro da região de rastreamento do conversor empregado como MPPT. Diante do exposto, torna-se notório o fato de que os requisitos de operação da carga impõem ao conversor a necessidade de operar em pontos específicos da curva I-V. Esses pontos podem variar à medida que a carga aumenta ou diminui, e essa característica pode tornar inviável o uso de determinadas topologias [2].

Os autores de [8] e [9] têm em consenso de que a melhor opção de conversor para rastrear a máxima potência com carga resistiva seria o conversor CC-CC Buck-Boost, por ser capaz de alcançar os limites angulares extremos da curva I-V independentemente do valor de carga. No entanto, os mesmos autores destacam que a corrente de entrada do conversor Buck-Boost é descontínua, o que, segundo eles, constitui a principal desvantagem dessa topologia. A descontinuidade da corrente afeta a qualidade do rastreamento: a corrente de entrada do conversor é a própria corrente fornecida pelo módulo fotovoltaico, e deveria ser mantida constante para um rastreamento preciso e estável.

Figura 1.3 – Regiões de rastreamento dos conversores em MCC: (a) Buck; (b) Boost; (c) Buck-Boost e similares.



Fonte: elaborado pelo autor.

Similarmente, os autores de [9] relatam que uma das maiores dificuldades para trabalhar com o conversor Buck-Boost é a medição da corrente do módulo fotovoltaico, pois sua alta ondulação dificulta a implementação do algoritmo de rastreamento estável. Logicamente, seria possível aplicar um filtro na entrada do conversor para mitigar a alta condução de corrente, ao preço de maior custo, peso e volume. Outro ponto interessante mencionado pelos autores é que os conversores SEPIC e Ćuk, que também apresentam a habilidade de rastrear o MPP em todo o primeiro quadrante da curva I-V, podem operar com correntes de entrada contínuas, todavia, empregam mais elementos que o clássico conversor Buck-Boost.

Por sua vez, o estudo conduzido em [10] enfatiza que a corrente de entrada do conversor Boost, mesmo quando projetado para operar em MCC, pode se tornar descontínua devido a ampla faixa de variação da potência entregue pelo módulo fotovoltaico, o que prejudica o rastreamento do MPP. A solução citada pelos autores é a utilização do conversor Buck intercalado ao conversor Boost, por meio do indutor acoplado, em que o controle da tensão de saída do conversor Buck intercalado evita a descontinuidade da corrente, contribuindo para um controle estável.

Ainda, em [11] os autores recomendam a utilização de filtros LCL no conversor Boost aplicado em sistemas fotovoltaicos, com o intuito de estender a vida útil, compactar peso e volume e reduzir custos. O emprego deste filtro permite trabalhar com indutâncias de valor reduzido, frente a um filtro L puro, sem comprometer a capacidade de filtragem. Conforme mencionado pelos autores, neste caso, torna-se imperativa a necessidade de um algoritmo mais robusto, que tenha a capacidade de realizar o rastreamento em ambos os modos de operação.

Destacando a aplicação de conversores em modo de condução descontínua, [12] descreve a implementação de um conversor Boost trabalhando com rastreamento do ponto de máxima potência com malha dupla. O autor destaca que a operação em MDC diminui a regulação cruzada, no entanto, a eficiência do protótipo estabeleceu-se em apenas 83%, e a eficiência do rastreamento do ponto de máxima potência em 95%.

Outro trabalho interesse com foco na compactação do indutor foi proposto por Zhang [13], que apresentou uma nova topologia a partir do conversor Buck para aplicações fotovoltaicas. Os autores implementaram uma indutância variável, cujo valor diminui com o aumento da corrente. A proposta tem como vantagem a redução do indutor em até 75%.

Os autores de [14] também propuseram uma modificação na topologia do conversor Buck. Segundo eles, essa alteração permitiria que o conversor rastreasse o ponto de máxima potência em todos os níveis. Com a inclusão de um indutor acoplado à nova topologia, não apenas o tamanho do núcleo foi reduzido, mas o desempenho do conversor também foi significativamente aprimorado, graças à menor ondulação da corrente. Contudo, essa topologia apresentou desvantagens em termos de custo e complexidade, devido à sua característica dinâmica de quarta ordem.

É válido destacar que vários outros estudos foram realizados para corrigir ou melhorar as características de conversores CC-CC em modo descontínuo [8], [9], [12], assim como melhorar ou tornar mais fácil o rastreamento do ponto de máxima potência [9],[10], [11], [12], sem deixar de contribuir com a redução de custo e volume [8], [11], [13]. Ainda, é importante frisar que esta dissertação não tem como objetivo eleger qual é a melhor topologia ou a mais adequada para aplicações fotovoltaicas, tampouco, tem o intuito de exaurir a pesquisa bibliográfica concernente às aplicações de topologias ao rastreamento do ponto de máxima potência. O objetivo do trabalho que aqui se delineia é mostrar que é possível utilizar um conversor em MCD em aplicações fotovoltaicas, simplificando o algoritmo de MPPT sem comprometer a eficiência.

Mesmo em um cenário desafiador em relação à eficiência, conforme abordado nos trabalhos de [8] ,[9], [11] e [12], o conversor Boost em modo de condução descontínua não apenas oferece a oportunidade de melhorar o custo-benefício, mas também resulta em um sistema mais compacto. Além disso, o modo de operação utilizado pode introduzir inovações na maneira de enfrentar os problemas

tradicionalmente associados a essa topologia [8], transformando as características desafiadoras em aspectos positivos.

1.2 REVISÃO DO ESTADO DA ARTE: ALGORITMOS DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA SEM O EMPREGO DE SENSOR DE CORRENTE

O algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência é tão importante quanto a topologia do conversor a ser empregada [2]. Diante dessa afirmação, nos últimos anos, diversos algoritmos vêm sendo apresentados na literatura [2], [4], [5] e [6], demonstrando a relevância do assunto, tanto na academia quanto na indústria. Em sua maior parte, os algoritmos MPPT fazem uso de sensores de tensão e de corrente, grandezas fortemente dependentes da temperatura e da irradiância, respectivamente.

Assim como nesta dissertação, a proposta da remoção do sensor de corrente como meio para simplificar e reduzir os custos de um sistema MPPT também já foi explorada na literatura. Em [15], por exemplo, os autores propuseram uma técnica para supressão do sensor de corrente, aplicável nos casos em que a carga conectada ao conversor é resistiva. A técnica apresentada em [15], batizada de Técnica da Impedância Característica (TIC), surgiu com o objetivo de reduzir os custos associados ao hardware utilizado em MPPTs clássicos.

A TIC está baseada no fato de que a potência entregue pelo gerador fotovoltaico pode ser estimada por meio do quadrado da tensão fotogerada dividida pela impedância de entrada do conversor. Essa impedância, por sua vez, pode ser obtida refletindo-se a resistência de carga para a entrada do conversor, utilizando-se relações quadráticas do ganho, assim como ocorre em um transformador convencional. A simplicidade do método reside na condição de que a leitura da tensão fotogerada pode ser realizada de forma simplificada, por meio de um divisor resistivo com *buffer*, tornando a implementação de baixo custo.

Embora a TIC apresente a vantagem de requerer apenas um sensor de tensão em sua implementação, baseia-se em topologias que operam em MCC, o que eleva peso e volume. Não obstante, a TIC não opera satisfatoriamente se a carga tiver característica de fonte de tensão, como um banco de baterias, exemplo, devido à dificuldade de cálculo da impedância do conversor nessa condição. Do contrário,

técnica aqui apresentada baseia-se em um conversor em MCD, portanto, tende a ser mais leve e compacta em virtude da redução da indutância, mesmo quando um filtro de entrada é utilizado para mitigar as ondulações de alta frequência da corrente fotogerada. Além disso, a operação em MCD confere ao sistema de rastreamento a possibilidade de estimar a corrente fotogerada a partir da leitura da tensão, o que torna a operação do sistema abrangente a qualquer tipo de carga. Ainda, vale destacar que as duas técnicas se equiparam em requisitos facilidade de implementação, todavia, enquanto a topologia proposta nesta dissertação apresentou um desempenho de 96,5%, a eficiência da topologia utilizada em [15] foi de 90%.

Novamente, há de se destacar que o objetivo desta dissertação não é exaurir a pesquisa bibliográfica relacionada aos algoritmos de rastreamento sem sensor de corrente. Ao elencar a TIC, buscou-se uma técnica já consolidada na literatura como contraparte ao desenvolvimento deste trabalho.

1.3 OBJETIVOS

Para esclarecer de forma sistemática sobre o que esperar como resultado deste trabalho, desacatam-se, a seguir, os objetivos da dissertação.

1.3.1 Objetivo Geral

Desenvolver um sistema de rastreamento do ponto de máxima potência utilizando conversores em modo de condução descontínua a partir de um algoritmo de rastreamento que dispense a necessidade de sensor de corrente, sem que haja comprometimento do rendimento do sistema.

1.3.2 Objetivos Específicos

- ❖ Investigar as características que permitem viabilizar a utilização de conversores em modo de condução descontínua como rastreadores do ponto de máxima potência;
- ❖ Obter as equações de projeto de um conversor em MCD que opere como rastreador de máxima potência sem sensor de corrente;
- ❖ Validar o equacionamento teórico e o comportamento do sistema de rastreamento do ponto de máxima potência em ambiente de simulação;

- ❖ Desenvolver um protótipo para validação experimental do sistema de rastreamento proposto;
- ❖ Levantar curvas que permitam comprovar que o conversor em modo de condução descontínua tem rendimento elevado em uma ampla faixa de potência para diferentes níveis de tensão de entrada.

1.4 METODOLOGIA

Buscando um entendimento gradual do tema, a presente dissertação é apresentada com base no seguinte procedimento metodológico:

- ❖ Revisão bibliográfica do estado da arte;
- ❖ Definição e isolamento do problema;
- ❖ Proposição da solução;
- ❖ Desenvolvimento teórico;
- ❖ Equacionamento;
- ❖ Simulação;
- ❖ Prototipagem;
- ❖ Experimentação;
- ❖ Redação.

1.5 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

Este trabalho apresenta seis capítulos. O primeiro, já apresentado, foi dedicado à introdução e à contextualização do tema. Em uma de suas seções, foi elaborada uma revisão bibliográfica sobre conversores CC-CC para aplicação em sistemas fotovoltaicos e sobre algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência, sem emprego de sensor de corrente. Em outra seção, foram detalhados os objetivos gerais e específicos do trabalho, juntamente com a metodologia que contribui para melhor entendimento do tema por parte dos leitores.

O segundo capítulo da dissertação engloba a aplicação do método proposto aos conversores CC-CC básicos não isolados, a fim de especificar como é estimada a corrente em cada topologia em modo de condução descontínua. Abordam-se as nuances e características de cada caso, buscando-se tornar o entendimento mais coeso.

No terceiro capítulo é escolhido o conversor utilizado para o desenvolvimento do trabalho e realizado seu dimensionamento de acordo com critérios específicos de projeto. Ao final do capítulo, são calculadas as perdas e o rendimento do conversor. Uma análise comparativa também é realizada para avaliar o desempenho do conversor em modo de condução descontínua, comparando-o a um conversor contínuo equivalente, a fim de esclarecer dúvidas sobre as perdas em ambos os casos.

Por sua vez, no quarto capítulo, é apresentado o detalhamento do algoritmo de rastreamento utilizado. O desenvolvimento da ideia é discorrido de forma objetiva, destacando-se suas características mais relevantes.

O quinto capítulo é destinado aos resultados experimentais. É apresentado o modelo 3D do protótipo desenvolvido, bem como detalhadas as etapas da prototipagem. Discorre-se sobre os testes realizados com o conversor em malha aberta e como MPPT, destacando-se seu desempenho e apresentando-se alguns *insights* sobre a operação do conversor proposto e sobre o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência. Também são relatados os equipamentos utilizados durante os experimentos.

Por fim, no sexto capítulo, são apresentadas as conclusões finais obtidas a partir dos resultados encontrados ao longo de toda a dissertação. São abordadas as considerações sobre o desempenho da topologia proposta, desde o conversor até o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência, e discutidos os principais achados da dissertação. Apêndices complementam o documento, trazendo informações pós-textuais que podem ser de interesse do leitor.

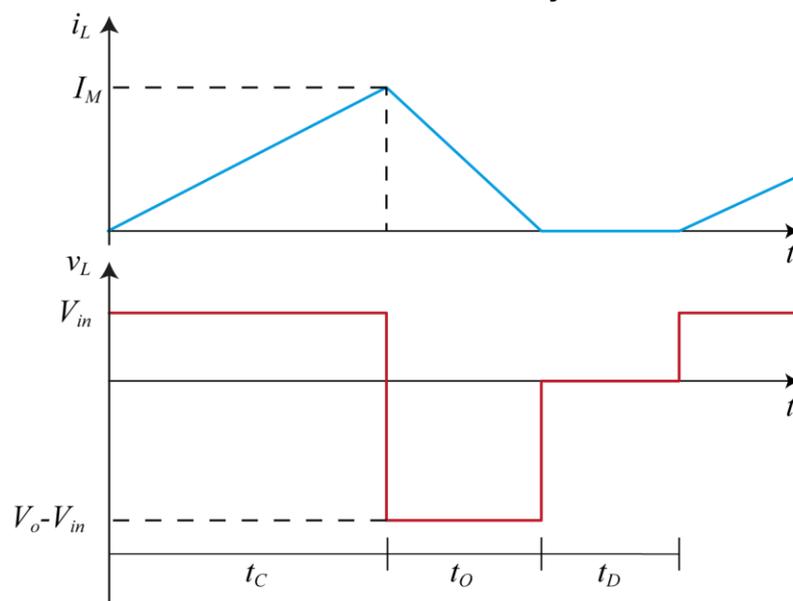
2 DESCRIÇÃO DO MÉTODO DE RASTREAMENTO PROPOSTO

Neste capítulo será apresentado o método proposto para rastreamento do ponto de máxima potência sem sensor de corrente, abordando-se a metodologia para estimar a corrente fotogerada mediante à leitura da tensão de entrada de conversores CC-CC em modo de condução descontínua. A compreensão do funcionamento dos conversores neste modo de operação é de suma importância para a continuidade deste trabalho, pois servirá como alicerce para os desenvolvimentos subsequentes.

2.1 COMPORTAMENTO SEGUIDOR DE TENSÃO DE CONVERSORES CC-CC EM MODO DE CONDUÇÃO DESCONTÍNUA

A operação de conversores estáticos em modo de condução descontínua é amplamente explorada em aplicações relacionadas à correção do fator de potência, por meio de retificadores monofásicos [16]. Na presente aplicação, tais conversores serão levados a operar com frequência de comutação constante, mantendo-se a corrente do indutor de entrada descontínua, conforme ilustrado na Figura 2.1, para o caso do conversor Boost [16].

Figura 2.1 – Formas de onda teóricas referente à tensão e à corrente no indutor do conversor Boost em modo de condução descontínua.



Fonte: elaborado pelo autor.

Um aspecto positivo relacionado à utilização do modo de condução descontínua é a redução das perdas de comutação ao ligar o interruptor, uma vez que ocorre sob corrente nula. Por outro lado, ao desligar o interruptor, as perdas de comutação tendem a ser maiores em comparação ao modo de condução contínua, tendo em vista que a corrente no indutor estará em seu ponto máximo no instante de abertura do interruptor. Não obstante, para um mesmo valor médio, o modo de condução descontínua resulta em um maior valor eficaz de corrente, inevitavelmente elevando as perdas por condução do conversor. Diante destes fatos, conclui-se que a operação de conversores CC-CC em MCD limita-se a potências mais baixas, do contrário, os elevados valores de pico da corrente podem degradar o rendimento do conversor.

Tendo em vista que a operação dos conversores CC-CC básicos não isolados em modo de condução descontínua já está amplamente documentada na literatura, não é objetivo deste capítulo aprofundar os conceitos concernentes a esse modo de operação, mas sim demonstrar a aplicação da técnica de rastreamento de máxima potência proposta, que se pauta nas características do conversor em MCD.

Neste contexto, serão examinados a seguir, individualmente, os conversores básicos não isolados com características elevadoras, apresentando-se as equações que permitem estimar a corrente de entrada e validando-se tais equações por meio de simulação.

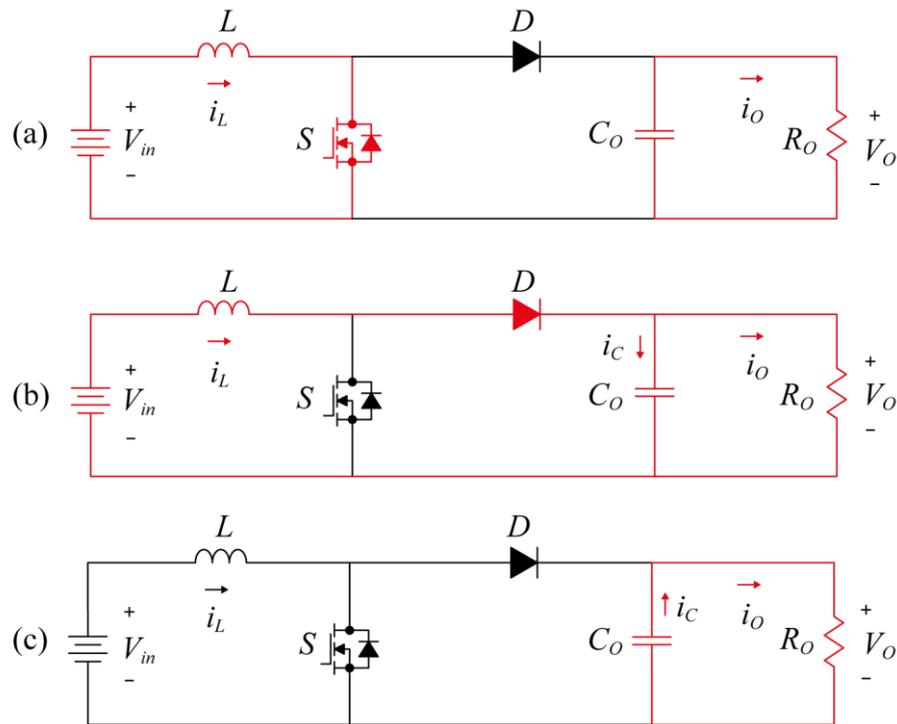
2.1.1 Conversor Boost MCD

O conversor Boost, em modo de condução descontínua, é caracterizado pelas três etapas de operação cujos circuitos equivalentes são apresentados na Figura 2.2. Neste conversor, a corrente do indutor é equivalente à corrente de entrada [17], sendo representada conforme o gráfico ilustrado na Figura 2.3, em que:

- ❖ t_c – intervalo de tempo no qual o interruptor permanece em condução e o diodo bloqueado. A tensão aplicada ao indutor é a própria tensão de entrada e sua corrente cresce linearmente à taxa V_{in}/L_{in} ;
- ❖ t_o – intervalo de tempo no qual o interruptor permanece bloqueado e o diodo em condução. Durante esse intervalo o indutor é submetido à diferença entre as tensões de entrada e de saída, e sua corrente decresce linearmente, à taxa $(V_{in} - V_o)/L_{in}$;

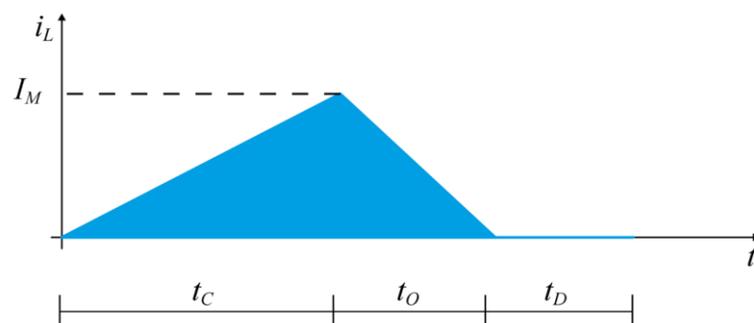
- ❖ t_D – intervalo de tempo no qual ambos, interruptor e diodo, permanecem bloqueados, de maneira que a tensão e a corrente no indutor se estabelecem em patamares nulos.

Figura 2.2 – Circuitos equivalente dos estados topológicos do conversor Boost em MCD.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 2.3 – Corrente no indutor no conversor Boost MCD.



Fonte: elaborado pelo autor.

Tendo em vista que o método de rastreamento do ponto de máxima potência adotado (Perturba e observa) requer o conhecimento da tensão e da corrente do gerador fotovoltaico, e considerando que a proposta deste trabalho consiste na estimativa da referida corrente, aproveitando-se da característica seguidor de tensão do conversor em MCD busca-se equacioná-lo do ponto de vista estático. Inicialmente,

para calcular o valor médio da corrente no indutor, é necessário da definição do tempo em que o interruptor está em condução [17]:

$$t_C = T_S \cdot D, \quad (1)$$

em que T_S representa o período de comutação e D a razão cíclica de operação.

Ainda, ao inspecionar o circuito da Figura 2.2 (a), verifica-se que o indutor, neste intervalo, permanece submetido à tensão de entrada. Portanto:

$$I_M = \frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot t_C, \quad (2)$$

sendo I_M o valor máximo da corrente, V_{in} a tensão de entrada e L_{in} a indutância do conversor.

Analogamente, ao equacionar a segunda etapa de operação, ilustrada Figura 2.2 (b), em que o indutor permanece submetido à diferença entre as tensões de entrada e de saída, encontra-se:

$$t_O = \frac{L_{in} \cdot I_M}{V_O - V_{in}}, \quad (3)$$

em que V_O é a tensão de saída.

A partir das equações (1), (2) e (3) é possível calcular o valor médio da corrente no indutor, I_{med} , simplesmente dividindo-se a área sob o gráfico da Figura 2.3 pelo período de comutação. Dessa maneira, obtém-se:

$$I_{med} = \frac{\frac{t_C \cdot I_M}{2} + \frac{t_O \cdot I_M}{2}}{T_S}, \quad (4)$$

$$I_{med} = \frac{I_M (t_C + t_O)}{2 \cdot T_S} = \frac{V_O \cdot V_{in}}{V_O - V_{in}} \cdot \frac{V_{in} D^2}{2 \cdot L_{in} \cdot f_S}, \quad (5)$$

$$I_{med} = \frac{V_O}{V_O - V_{in}} \cdot \frac{V_{in} \cdot D^2}{2 \cdot L_{in} \cdot f_S}, \quad (6)$$

em que f_S é a frequência de comutação.

A inspeção da equação (6) revela que a corrente de entrada do conversor Boost MDC pode ser estimada a partir da leitura das tensões de entrada e de saída, tendo em vista que os valores da indutância e da frequência de comutação são fixados na etapa de projeto, enquanto a razão cíclica é uma variável definida pela lógica de operação do conversor e, portanto, conhecida.

2.1.1.1 Validação via simulação

Para validar a equação (6), realizou a simulação do conversor Boost MCD em malha aberta no software PSIM®, fazendo-se uso dos parâmetros descritos na Tabela 2.1.

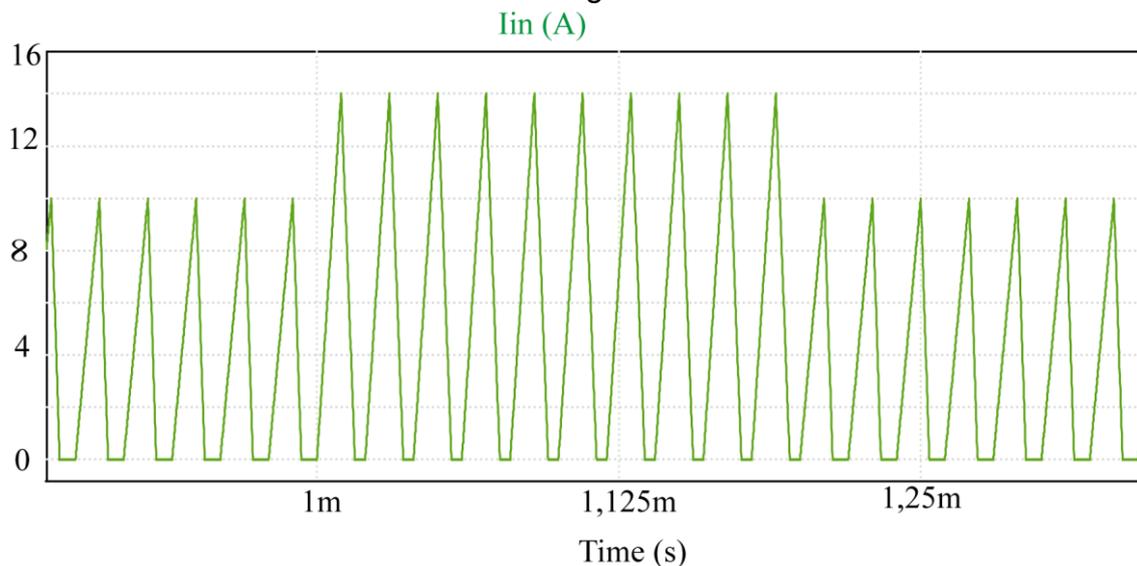
Tabela 2.1 – Parâmetros utilizados na validação da equação (6) via simulação.

Potência de saída (P_o)	1000 W
Tensão de saída (V_{in})	400 V
Tensão de entrada (P_o)	130 V
Frequência de comutação (f_s)	100 KHz
Indutância (L_{in})	51 μ H
Razão Cíclica (D)	0,675

Fonte: elaborado pelo autor.

A simulação foi realizada aplicando-se um degrau na tensão de entrada do conversor, garantindo-se a variação da corrente no indutor, conforme ilustrado na Figura (2.4). Tal como pode ser verificado pela inspeção da referida figura, a forma de onda da corrente no indutor permanece descontínua em toda a faixa de operação, condição necessária à validade de (6).

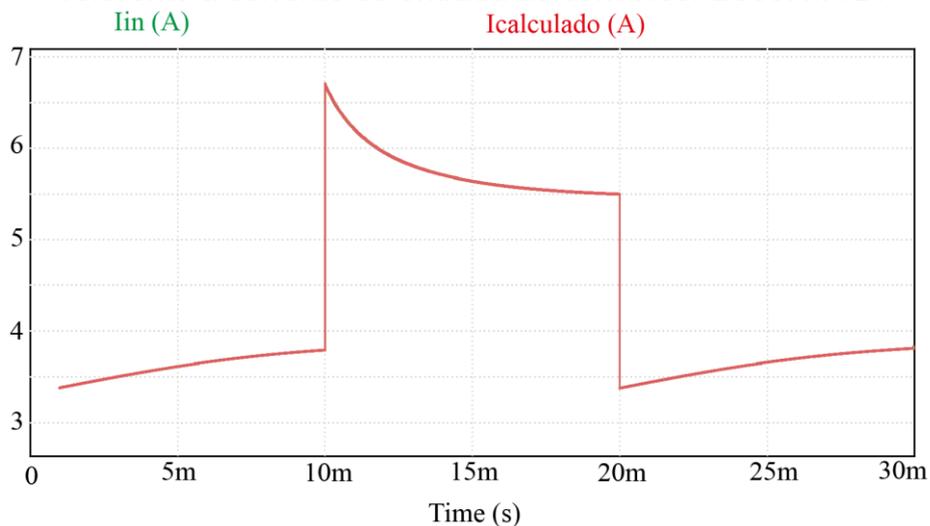
Figura 2.4 – Forma de onda da corrente do indutor do conversor Boost quando submetidos a degraus de tensão.



Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 2.5 mostra o gráfico do valor médio da corrente no indutor obtido pelo software *PSIM* em comparação com o gráfico do valor médio estimado a partir de (6). Dois sensores de tensão foram implementados para medir a tensão de entrada e de saída do conversor. Essas grandezas foram introduzidas como entradas do Bloco C, que executou o cálculo de (6) a cada passo de cálculo do simulador. Durante a simulação, foram aplicados dois degraus de tensão ao circuito. Em 10 ms é aplicado um degrau de +40% na tensão de entrada e, posteriormente, em 20 ms, outro de -40%, causando oscilações na corrente de entrada. Pode-se observar que a corrente estimada é idêntica à simulada (praticamente em sobreposição), com erro imperceptível, possível de ser considerado nulo.

Figura 2.5 – Comparação entre o valor médio simulado e estimado a partir de (6) referente à corrente de entrada do conversor Boost MCD.



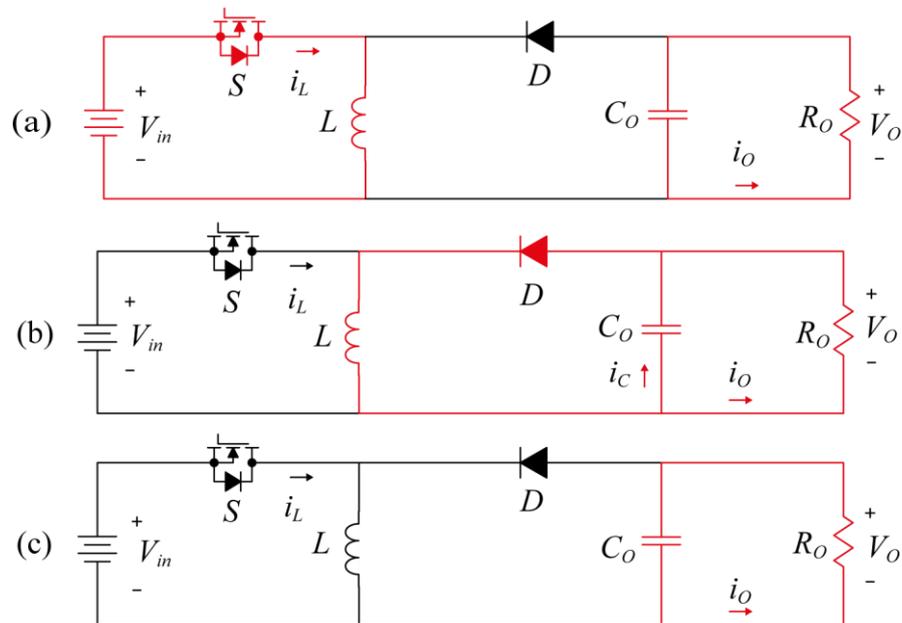
Fonte: elaborado pelo autor.

2.1.2 Conversor Buck-Boost MCD

O conversor Buck-Boost apresenta três etapas de operação em modo de condução descontínua. A operação no conversor Buck-Boost é descrita na Figura 2.6, em que o valor médio da corrente no interruptor é igual à corrente de entrada do conversor. Isso difere do conversor Boost, no qual há igualdade entre a corrente de entrada e a corrente do indutor [17].

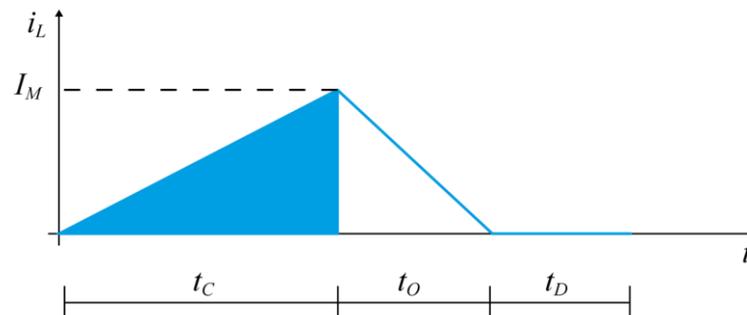
A Figura 2.7, por sua vez, ilustra a forma de onda da corrente no indutor do conversor Buck-Boost em modo de condução descontínua, sendo que a parte em azul destaca a forma de onda da corrente no interruptor.

Figura 2.6 – Etapas de operação do conversor Buck-Boost em MCD.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 2.7 – Corrente no indutor do conversor Buck-Boost em MDC.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para determinar o valor médio da corrente de entrada do conversor Buck-Boost, assume-se o mesmo procedimento adotado para o conversor Boost, lembrando de que nesse caso, a corrente de entrada coincide com a corrente no interruptor. Diante do exposto, obtém-se[17]:

$$I_{med} = \frac{t_c \cdot I_M}{\frac{2}{T_s}} \quad (7)$$

Ao manipular (7), torna-se possível reescrevê-la para evidenciar a dependência tanto da tensão de entrada quanto da razão cíclica. Os valores de

indutância e frequência são parâmetros de projeto e, portanto, permanecem constantes. A forma final da equação é dada por:

$$I_{med} = \frac{D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{in}} \cdot V_{in} . \quad (8)$$

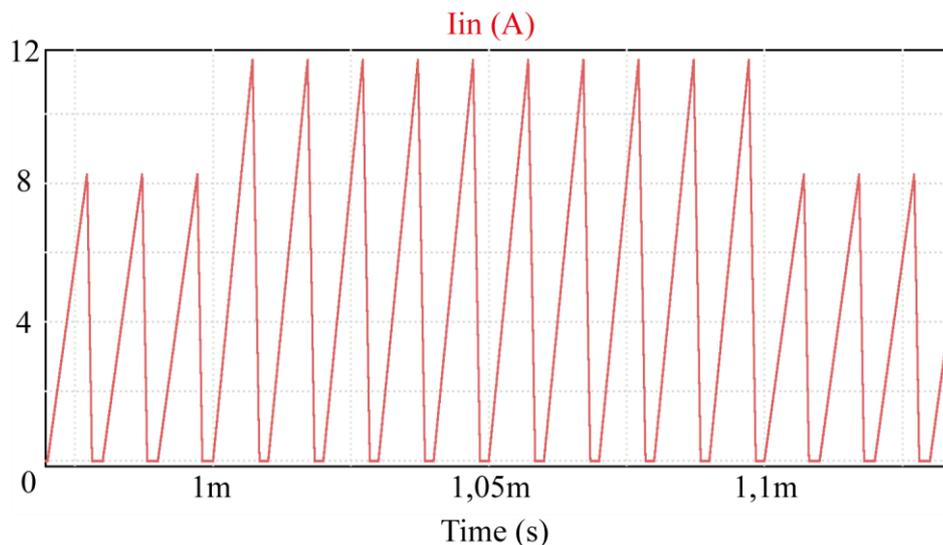
É válido destacar que como razão cíclica é um parâmetro conhecido *à priori*, o valor médio da corrente de entrada do conversor Buck-Boost torna-se uma função exclusiva da tensão de entrada.

2.1.2.1 Validação via simulação

Para validar (8), serão apresentados alguns resultados de simulação obtidos a partir da operação do conversor Buck-Boost em modo de condução descontínua em malha aberta, com base nos mesmos parâmetros destacados na Tabela 2.1. Ressalva ao indutor utilizado que, neste caso, é de 43,31 μH .

A forma de onda da corrente no indutor do conversor Buck-Boost é apresentada na Figura 2.8, a partir da qual é possível verificar que o aumento da tensão de entrada resulta em proporcional aumento do valor de pico (e médio) da corrente no indutor e redução do tempo de descontinuidade. Como consequência, conclui-se que o conversor deve ser projetado com base em um valor máximo de tensão de entrada que, se extrapolado, leva a operação ao modo contínuo, invalidando o método aqui descrito.

Figura 2.8 – Forma de onda da corrente do indutor do conversor Buck-Boost quando submetido a degraus de tensão.

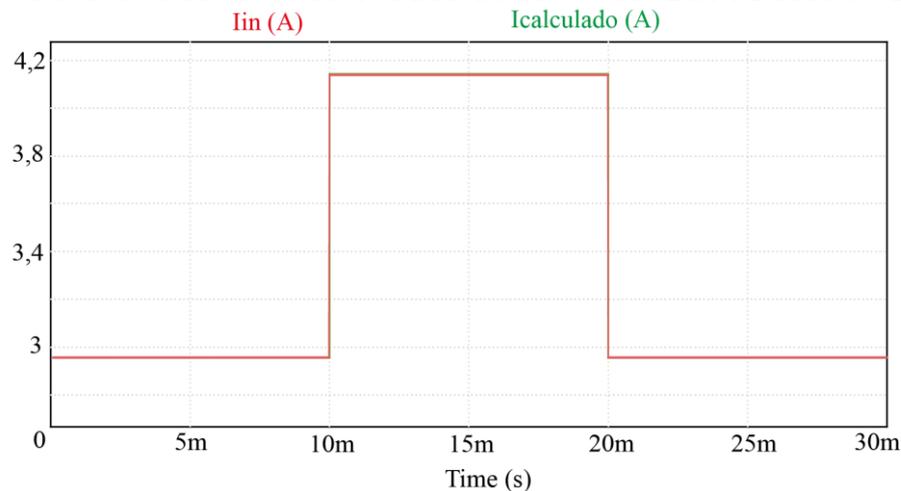


Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 2.9 exibe o gráfico do valor médio da corrente no interruptor obtida via simulação (software *PSIM*), e o compara ao valor médio estimado a partir de (8). Para cômputo dos cálculos, foi utilizado um bloco C, adotando-se procedimento similar ao anteriormente descrito para o conversor Boost. Novamente, pode-se observar que a corrente estimada é idêntica à simulada, com erro imperceptível, possível de ser considerado nulo.

Importante destacar que, no caso do conversor Buck-Boost, a corrente de entrada varia instantaneamente, acompanhando as variações da tensão de entrada. Essa condição difere daquela observada no caso do conversor Boost (Figura 2.5), cuja corrente de entrada carrega também a resposta dinâmica da tensão de saída, resultante da aplicação dos degraus na tensão de entrada.

Figura 2.9 – Comparação entre o valor médio simulado e estimado a partir de (8) referente   corrente de entrada do conversor Buck-Boost MCD.

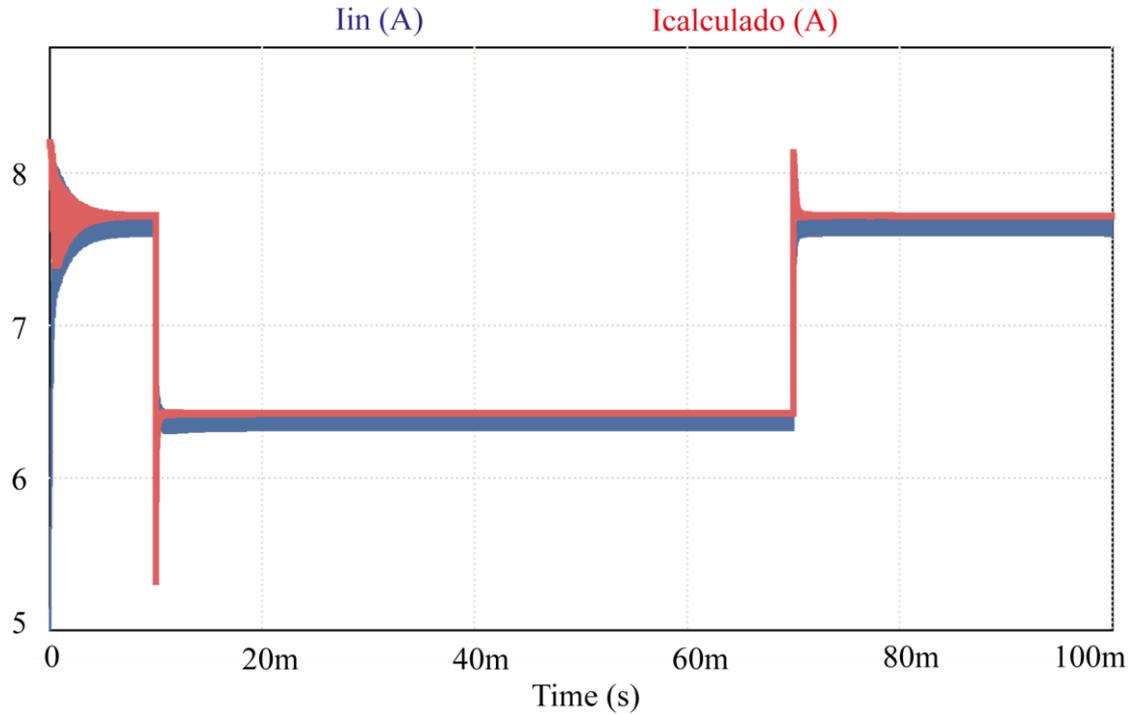


Fonte: elaborado pelo autor.

2.1.3 Conversor SEPIC,  UK e Zeta em MCD

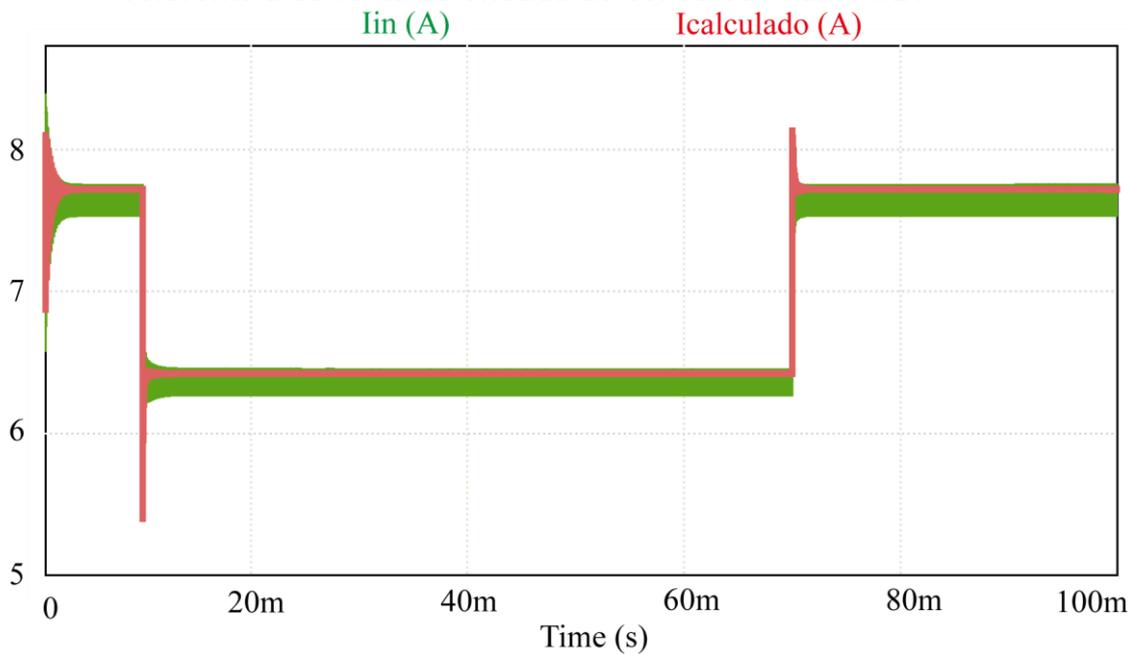
Dado que os conversores Sepic,  uk e Zeta em MCD são caracterizados pelo mesmo ganho estático do conversor Buck-Boost, há de se esperar que suas correntes de entrada também sejam regidas pela equa o (8). Para validar essa hipótese, realizaram simula es que permitiram comparar a corrente de entrada destes conversores com o valor estimado a partir de (8). Para tanto, seguiu-se o mesmo procedimento anteriormente descrito para o caso do conversor Buck-Boost. Os resultados apresentados na Figura 2.10, na Figura 2.11 e na Figura 2.12 ilustra o exposto.

Figura 2.10 – Comparação entre o valor médio simulado e estimado a partir de (8) referente   corrente de entrada do conversor Sepic MCD.



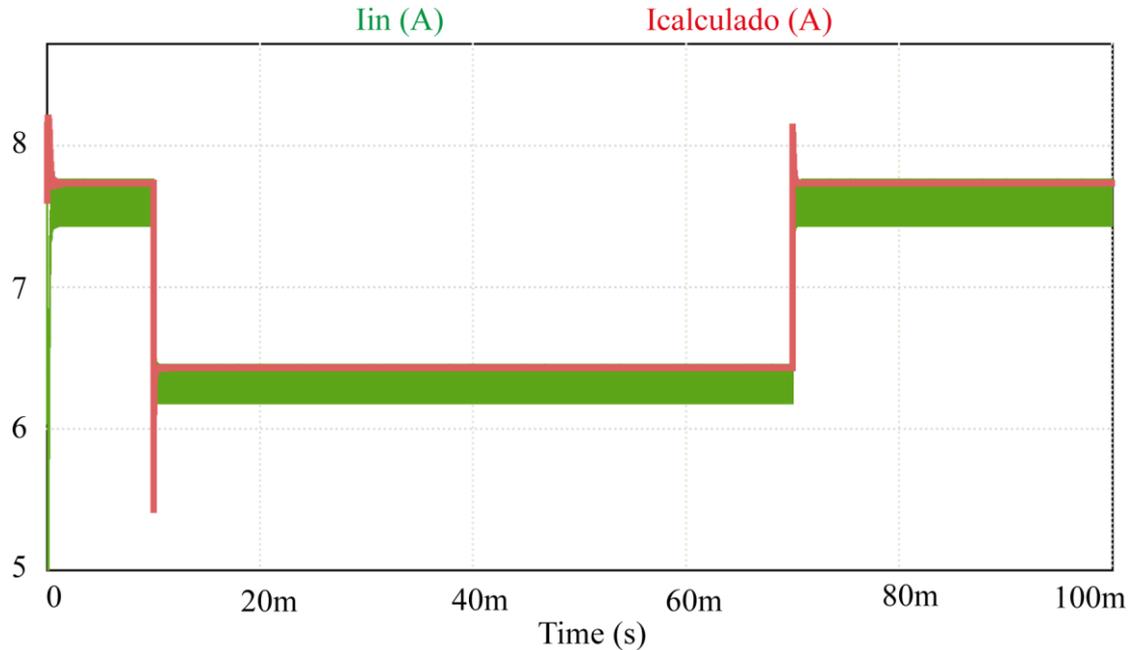
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 2.11 – Comparação entre o valor médio simulado e estimado a partir de (8) referente   corrente de entrada do conversor  uk MCD.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 2.12 – Comparação entre o valor médio simulado e estimado a partir de (8) referente   corrente de entrada do conversor Zeta MCD.



Fonte: elaborado pelo autor.

2.2 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Nesse capítulo foi endereçado aos estudos dos conversores CC-CC básicos não isolados em modo de condução descontínua, com a finalidade de obter as equações que regem o comportamento de suas correntes de entrada e comprovar suas características de seguidores de tensão.

Como observado, os conversores Buck-Boost, Sepic,  uk e Zeta mostraram-se idênticos nas análises, podendo ser representados pelas mesmas equações. Isso se deve ao fato de todos esses conversores serem descritos pelo mesmo ganho estático, o que os torna estaticamente distintos do conversor Boost.

Como a equação que descreve a corrente de entrada do conversor Buck-Boost e seus similares possui dependência apenas da tensão de entrada, apenas um sensor de tensão   necessário para estim -la. Em contrapartida, no caso do conversor Boost, a equação que rege o comportamento da corrente de entrada também depende da tensão de s ida, fato que resulta na necessidade de dois sensores para a correta estimação.

A Tabela 2.1 resume equações para o cálculo da corrente de entrada destes conversores, considerando o funcionamento em modo de condução descontínua.

Tabela 1.1 – Diferenciação entre as topologias de conversores CC-CC básicos não isolados em termos da corrente de entrada em modo de condução descontínua.

Armazenadores de Energia	Direto
Buck-Boost, Sepic, Ćuk e Zeta	Boost
$I_{med} = \frac{D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{in}} \cdot V_{in}$	$I_{med} = \frac{V_O}{V_O - V_{in}} \cdot \frac{V_{in} \cdot D^2}{2 \cdot L_{in} \cdot f_s}$

Fonte: elaborado pelo autor.

Do ponto de vista da estratégia de rastreamento de máxima potência, ao substituir um conversor por outro com mesmo ganho estático, não haverá necessidade de alteração do algoritmo, tendo em vista que suas correntes de entrada são regidas pelas mesmas equações. Por outro lado, no caso de conversores com ganhos estáticos diferentes, haverá a necessidade de adaptação no algoritmo.

3 APLICAÇÃO DO CONVERSOR BOOST MCD COMO RASTREADOR DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Para testar o algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência sem sensor de corrente, é necessário selecionar um dos conversores estudados no capítulo anterior. Dessa forma, o conversor Boost é selecionado para a aplicação do método, por ser o mais simples dentre os conversores CC-CC básicos não isolados com característica de elevação de tensão.

O dimensionamento do conversor Boost em modo de condução descontínua será detalhado nesta seção, juntamente com a abordagem das perdas e do rendimento teórico. Uma análise comparativa entre o modo de condução descontínua e um conversor equivalente em modo de condução contínua também será apresentada.

3.1 DIMENSIONAMENTO

A Tabela 3.1 esclarece as especificações de projeto do conversor Boost em modo de condução descontínua. Com base nessas especificações é possível calcular cada componente do conversor, assim como os valores máximos e mínimos do ciclo de trabalho.

Tabela 2.1 – Parâmetros de projeto do conversor Boost.

Especificações de Projeto	
Potência de saída	300 W
Tensão de saída	400 V
Tensão de entrada	125,4 V
Frequência de comutação	100 KHz
Ondulação de tensão na Saída ΔV_{out}	1%

Fonte: elaborado pelo autor.

3.1.1 Dimensionamento dos elementos passivos

Os elementos passivos são de total importância para o funcionamento do conversor. Enquanto o capacitor do conversor é dimensionado com base na ondulação de tensão, o indutor é determinado para garantir a operação do conversor em modo de condução contínua. Detalhes sobre o procedimento de dimensionamento destes elementos são descritos a seguir.

3.1.1.1 INDUTOR

O indutor, em particular, desempenha um papel crucial ao armazenar energia em seu campo magnético quando o interruptor está em condução para, posteriormente, suprir a carga quando o interruptor é comandado a bloquear. Esse processo resulta em uma tensão de saída maior do que a da entrada.

Para dimensionar corretamente o indutor, é necessário conhecer o limite da descontinuidade, ou seja, há um ponto específico em que o conversor deixa de estar no modo descontínuo. Em (9), apresenta-se o valor da indutância máxima que garante a operação do conversor em modo descontínuo [17]. Quando operando com este valor de indutância, o conversor é dito estar em condução crítica. Portanto, a operação do conversor Boost em MCD exige indutância de entrada inferiores ao calculado por:

$$L_{Max} = \frac{D_{Max} \cdot R_O \cdot (1 - D_{Max})^2}{2 \cdot f_S} = 174,225 \mu\text{H}, \quad (9)$$

em que D_{Max} é a razão cíclica máxima, R_O é a resistência de carga e f_S é a frequência de comutação.

Para calcular a razão cíclica em modo de condução crítico, pode-se utilizar a seguinte relação [17]:

$$D_{Max} = 1 - \frac{V_{in}}{V_O} = 0,686. \quad (10)$$

Com o objetivo de obter o melhor desempenho possível do conversor no modo de condução descontínua, foram construídas algumas versões de indutores. O indutor com melhor performance prática foi selecionado com base em critérios como baixa resistência ôhmica e um valor de indutância o mais próximo possível do modo crítico, buscando-se minimizar as perdas por condução. Aplicando esses critérios o indutor escolhido foi o de 172,66 μH .

Após determinar o valor do indutor, torna-se necessário encontrar a razão cíclica nominal de operação em modo de condução descontínua (D_{dc}), a qual é obtida por meio de [17]:

$$D_{dc} = \sqrt{\left(\frac{V_O}{V_{in}} - 1\right) \cdot \frac{2 \cdot f_S \cdot I_O \cdot L_{in}}{V_{in}}} = 0,675. \quad (11)$$

3.1.1.2 CAPACITOR

O capacitor tem a função de alimentar a carga quando o interruptor estiver em condução. Nesse sentido, a função do capacitor de saída (C_O) do conversor Boost em modo de condução descontínua consiste em manter a tensão de saída em níveis adequados. Para impor a ondulação da tensão dentro dos limites pré-definidos, ou seja, dentro da faixa pré-especificada (ΔV_{out}), deve-se aplicar a seguinte equação [17]:

$$C_O = \frac{D_{dc} \cdot I_O}{f_S \cdot \Delta V_{out}} = 1,3 \mu\text{F} . \quad (12)$$

3.1.2 Filtro de entrada

O filtro de entrada adotado para o conversor Boost em modo de condução descontínua foi do tipo capacitivo (5 μF). Essa solução é passível de aplicação porque a componente alternada da corrente que circula pelo indutor tem frequência elevada, podendo ser facilmente filtrada apenas pelo capacitor de entrada, evitando, portanto, que se propague pelo módulo fotovoltaico e deteriore o rastreamento do ponto de máxima potência. Logicamente, a utilização de um filtro LC para essa finalidade não estaria incorreta, todavia, não haveria grande impacto no resultado, pois o capacitor, por si só, é capaz de absorver toda a pulsação de corrente. Dado que um dos objetivos do trabalho é reduzir peso e volume sem comprometer a eficiência, optou-se por não empregar o filtro LC. Além disso, na prática, os próprios cabos do módulo fotovoltaico, indutivos, podem auxiliar na filtragem da parcela pulsada da corrente que percorre o indutor do conversor Boost MCD.

3.2 PERDAS E RENDIMENTO TEÓRICO

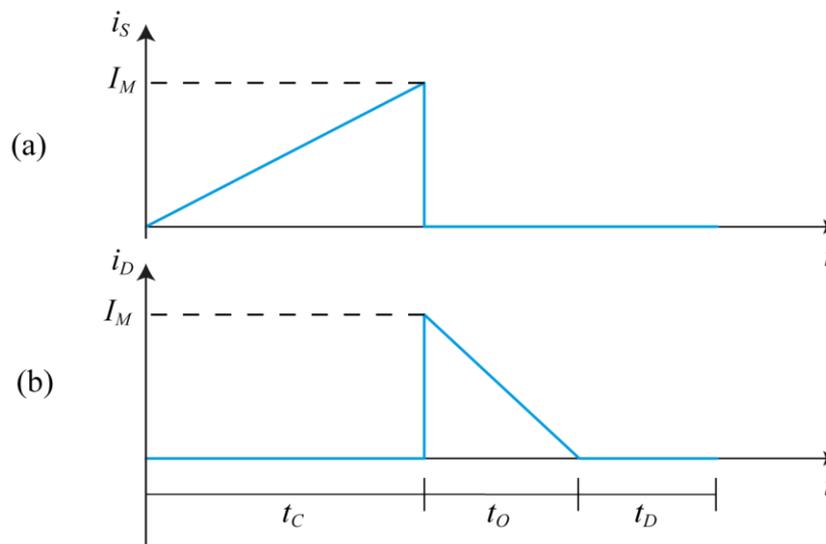
É inevitável que um conversor, ou qualquer outro equipamento eletroeletrônico, apresente perdas durante a operação. Embora a minimização das perdas seja uma etapa desafiadora durante o projeto destes equipamentos, há um nível aceitável, uma vez que é impossível eliminá-las completamente.

Estimar o rendimento do protótipo do conversor Boost MCD é fundamental para determinar a viabilidade na aplicação prática, normalmente implementada por conversores em modo de condução contínua, sob a justificativa de conduzirem a maiores rendimentos.

3.2.1 Perdas nos interruptores

O conversor Boost operando em modo de condução descontínua, como já destacado, tem o estigma de operar com maiores perdas, sobretudo, quando a potência processada é elevada. Nessa condição, a operação envolve um maior valor eficaz de corrente [16], resultando em perdas de condução consideráveis. A Figura 3.1 representa as formas de onda da corrente no interruptor (MOSFET) e no diodo do conversor Boost MCD.

Figura 3.1 – Formas de onda da corrente no interruptor e no diodo do conversor Boost em MDC.



Fonte: elaborado pelo autor.

3.2.1.1 PERDAS POR CONDUÇÃO NO MOSFET

As perdas por condução no interruptor ocorrem devido à passagem da corrente elétrica pelo semicondutor, quando em condução, dado que, nessa condição, o MOSFET comporta-se como resistor modulado por tensão. Nesse sentido, o cálculo das perdas de condução são proporcionais à resistência entre dreno fonte (r_{ds}) e ao valor eficaz da corrente que atravessa o dispositivo [18]. Portanto:

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{t_c} \left(\frac{I_M \cdot T}{t_c} \right)^2 dt} = 2,31 \text{ A} , \quad (13)$$

$$P_{S.Condução} = r_{ds} \cdot I_{ef}^2 = 2,554 \text{ A} . \quad (14)$$

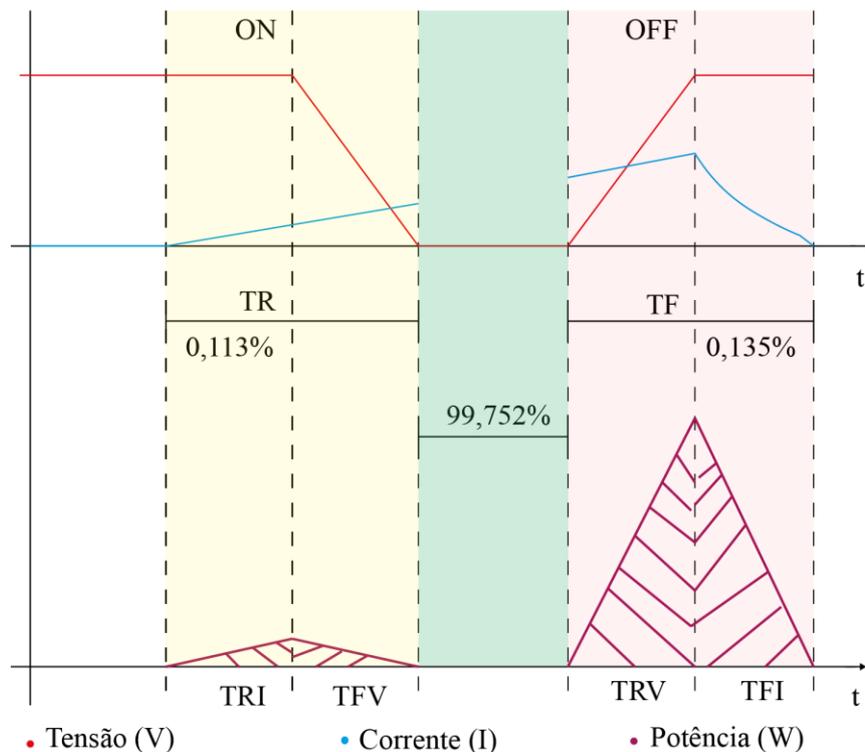
É importante ressaltar que a resistência do MOSFET varia em relação à temperatura, causando oscilações na perda por condução. Para o cálculo da perda por condução, é necessário estimar a temperatura na qual o semiconductor operará. A resistência utilizada neste trabalho para calcular a perda por condução foi obtida por meio do *datasheet*, considerando uma temperatura de trabalho de 50 °C.

3.2.1.2 PERDAS POR COMUTAÇÃO NO MOSFET

As perdas por comutação no semiconductor MOSFET dizem respeito à energia dissipada durante a transição do estado ligado para o desligado e vice-versa [18].

A Figura 3.2 ilustra o comportamento aproximado das perdas por comutação no conversor Boost no modo de condução descontínua, utilizando um MOSFET. Neste contexto, as perdas são categorizadas em duas partes distintas, referentes aos estados "ON" e "OFF", que correspondem à abertura e fechamento do dispositivo, respectivamente. A seção TR da figura representa as perdas durante o estado "ON", enquanto a seção TF destaca as perdas no estado "OFF".

Figura 3.2 – Comportamento das perdas de comutação no MOSFET.



Fonte: elaborado pelo autor.

As perdas durante o estado "ON" podem ser estimadas em duas etapas, para facilitar o cálculo. Na primeira, com duração "TRI", a tensão sobre o interruptor se mantém constante em " V_{in} ", enquanto a corrente inicia a rampa de crescimento. Nesse momento, o intervalo de tempo "TR" representa 0,1% do ciclo de subida da corrente no MOSFET, com um valor de 22,5 ns, sendo TRI = TFV = 11,25 ns. O fato de a corrente ser mínima (próxima de zero), explica o motivo de as perdas ao ligar o interruptor no modo de condução descontínua serem significativamente mais baixas em comparação ao modo de condução contínua, podendo ser estimada por [18]:

$$P_A = \frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{TRI} V_{in} \cdot \left(\frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot T \right) dt = 572,7 \mu\text{W} . \quad (15)$$

Na segunda etapa o estado "ON", com duração "TFV" a corrente no interruptor continua crescendo em rampa, mas a tensão a ele aplicada começa a diminuir até atingir o valor referente à queda de tensão em condução, próximo a zero. Dessa forma, a equação que descreve as perdas nesta etapa pode ser aproximada por [18]:

$$P_B = \frac{1}{T_S} \cdot \int_{TRI}^{TFV} \left(\frac{-V_{in}}{TFV} \cdot T + V_{in} \right) \cdot \left(\frac{V_{in}}{L_{in}} \cdot T \right) dt = 381,8 \mu\text{W} . \quad (16)$$

Diante do exposto, as perdas por comutação no MOSFET no estado "ON" com conversor Boost em modo de condução descontínua, é dada por:

$$P_{S.ON} = P_A + P_B = 954,5 \mu\text{W} . \quad (17)$$

Similarmente, as perdas ao desligar o interruptor, estado "OFF", também são calculadas em duas etapas, para facilitar o entendimento. Na primeira, com duração "TRV", observa-se que a tensão sobre o interruptor está aumentando. Por questões de simplicidade, embora a corrente no interruptor também esteja crescendo neste intervalo, será considerada constante, sem que essa consideração impacte significativamente os cálculos, uma vez que o intervalo de tempo em questão corresponde a 0,1% do período de comutação, sendo TRV = TRI = 13,5 ns. Dessa forma, a equação que descreve as perdas na primeira etapa do estado "OFF" pode ser rigorosamente aproximada por:

$$P_{off.A} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{TRV} I_M \cdot \left(\frac{V_{in}}{T_f} \cdot T \right) dt = 0,206 \text{ W} . \quad (18)$$

Na segunda etapa do estado "OFF", a corrente no interruptor inicia seu decréscimo até tornar-se nula, enquanto a tensão permanece constante em " V_{in} ". As perdas nesse intervalo podem ser aproximadas por:

$$P_{off.B} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_{TRV}^{TFI} V_{in} \cdot \left(\frac{-I_M}{TFI} \cdot T + I_M \right) dt = 0,206 \text{ W} . \quad (19)$$

Assim, as perdas por comutação no MOSFET no estado OFF, com o conversor Boost em modo de condução descontínua, pode ser expressa por:

$$P_{S.off} = P_{off.A} + P_{off.B} = 0,412 \text{ W} . \quad (20)$$

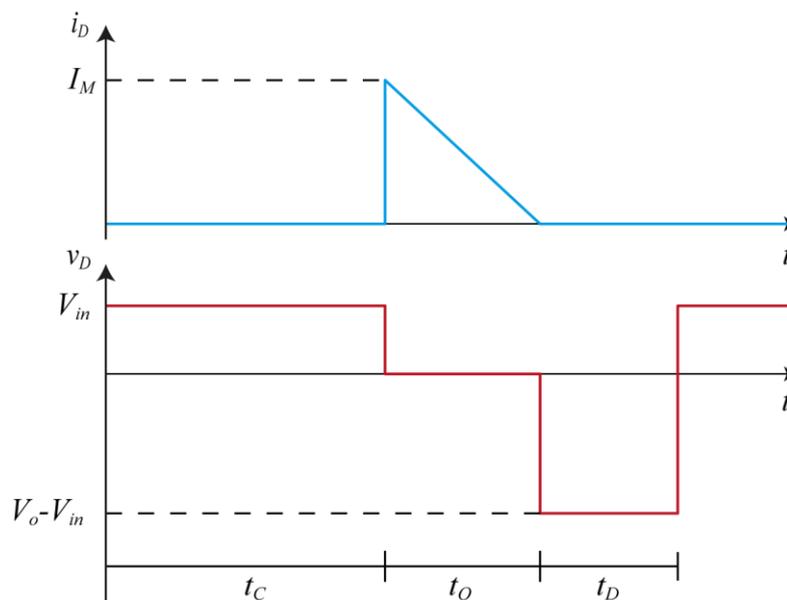
Finalmente, para calcular as perdas totais por comutação no interruptor MOSFET do conversor Boost no modo de condução descontínua, basta somar as perdas nos estados "ON" e "OFF", fato que resulta em:

$$P_{S.Comutac\tilde{a}o} = P_{S.off} + P_{S.ON} = 0,413 \text{ W} . \quad (21)$$

3.2.1.3 PERDAS NO DIODO

As perdas no diodo do conversor Boost MCD também subdividem-se em perdas de condução e de comutação [19]. A perda de comutação, que ocorre no intervalo de transição da condução para o bloqueio [19], tem valor reduzido, podendo ser negligenciada. Por sua vez, o cálculo da perda de condução requer o conhecimento das formas onda de tensão e de corrente, ilustradas Figura 3.3.

Figura 3.3 – Formas de onda da tensão e corrente do diodo.



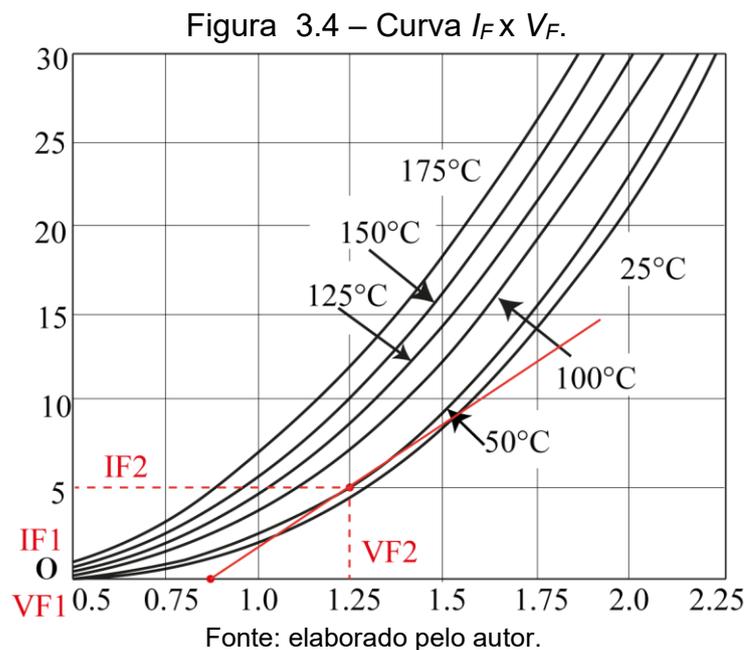
Fonte: elaborado pelo autor.

A partir da inspeção do gráfico da corrente da Figura 3.3 é possível determinar os valores médio e eficaz da corrente do diodo, tal que:

$$I_{Dmed} = \frac{\frac{I_M}{2} \cdot t_O}{T_S} = 0,75 \text{ A} , \quad (22)$$

$$I_{D.ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{t_O} \left(\frac{I_M \cdot T}{t_O} \right)^2 dt} = 1,563 \text{ A} . \quad (23)$$

Para mensurar as perdas de condução também é necessário levar em consideração as características reais do componente. Essas características são essencialmente representadas pela queda de tensão (V_{T0}) e pela resistência série interna (R_d) [19]. Esses valores podem ser estimados por meio da curva $I_F \times V_F$ do diodo, conforme apresentado na Figura 3.4.



O valor da resistência série interna pode ser estimado aproximando-se a curva exponencial por um seguimento de reta na faixa de operação do diodo no conversor proposto. Foram estipulados dois pontos de corrente, I_{F1} e I_{F2} , que correspondem a dois pontos de tensão, respectivamente, V_{F1} e V_{F2} , como ilustrado na Figura 3.4. Assim, o cômputo da resistência interna (R_d) e da queda de tensão sob corrente nula (V_{T0}) podem ser aproximados por [19]:

$$R_d = \frac{1,25 - 0,875}{I_M - 0} = 0,077 \, \Omega , \quad (24)$$

$$V_{TO} = 0,875 \, \text{V} . \quad (25)$$

Portanto, para calcular todas as perdas no diodo do conversor Boost proposto emprega-se a seguinte relação:

$$P_{Diodo} = V_{TO} \cdot I_{D.med} + R_D \cdot I_{D.ef}^2 = 0,84 \, \text{W} . \quad (26)$$

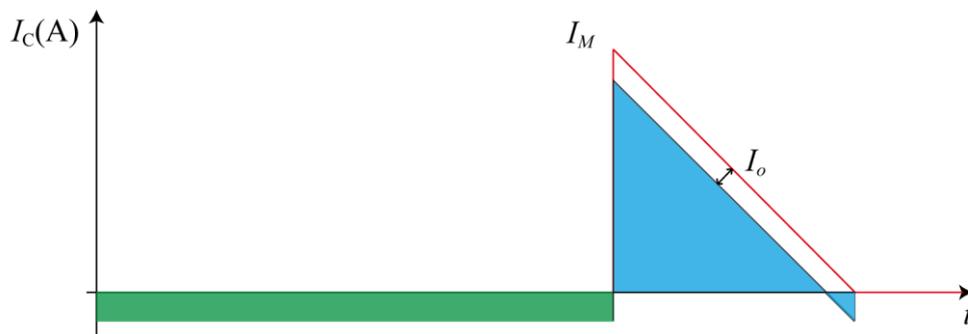
3.2.2 Perdas nos elementos passivos

Os elementos passivos são de total importância para o funcionamento do conversor. Enquanto o capacitor do conversor é dimensionado com base na ondulação de tensão, o indutor é determinado para garantir a operação do conversor em modo de condução descontínua. Detalhes sobre o procedimento de dimensionamento destes elementos são descritos a seguir.

3.2.2.1 CAPACITOR

A Figura 3.5 representa a forma de onda da corrente que flui através do diodo e do capacitor de saída. Quando não há corrente fluindo através do diodo, o capacitor fornece toda a corrente da carga, portanto, nesse intervalo, a corrente no capacitor iguala-se a I_o . Por outro lado, quando o diodo conduz, ele não apenas fornece corrente para a carga, mas também transfere energia ao capacitor, recarregando-o. Literalmente, a corrente que flui pelo capacitor é a diferença entre a corrente no diodo e a corrente de carga.

Figura 3.5 – Forma de onda da corrente no capacitor de saída.



Fonte: elaborado pelo autor.

A resistência interna do capacitor, fornecida pelo fabricante, tem valor de $R_C = 0,3 \, \Omega$. Para calcular a potência dissipada no capacitor de saída é necessário,

primeiramente, determinar o valor eficaz da corrente que o atravessa. Novamente, para simplificar o cálculo, o cálculo será realizado em partes, seguindo a forma de onda explicitada na Figura 3.5. Assim, obtém-se:

$$I_{C.A.ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{t_O} \left(\frac{(I_O - (I_M + I_O)) \cdot T}{t_O} + I_M + I_O \right)^2 dt} = 1,22 \text{ A} , \quad (27)$$

$$I_{C.B.ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_{t_O}^{t_C} (I_O)^2 dt} = 0,45 \text{ A} , \quad (28)$$

$$I_{CO.ef} = I_{C.A.ef} + I_{C.B.ef} = 1,3 \text{ A} . \quad (29)$$

Por fim, para calcular a potência perdida no capacitor de saída, basta aplicar a seguinte relação:

$$P_{CO} = R_C \cdot (I_{CO.ef})^2 = 0,51 \text{ W} . \quad (30)$$

3.2.2.2 INDUTOR

As perdas inerentes ao indutor podem ser categorizadas como perdas ôhmicas e perdas magnéticas. De forma simplificada, as perdas ôhmicas estão relacionadas à resistência ôhmica do indutor, sendo assim calculada:

$$P_L = (I_{L.ef})^2 \cdot R_L , \quad (31)$$

em que R_L é a resistência parasita do indutor e $I_{L.ef}$ é o valor eficaz da corrente da corrente que o atravessa, calculada por:

$$I_{L.ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{t_O} \left(\frac{(I_M \cdot T)}{t_O} \right)^2 dt + \frac{1}{T_S} \cdot \int_{t_O}^{t_C} \left(\frac{(I_M \cdot T)}{t_C} \right)^2 dt} = 2,797 \text{ A} . \quad (32)$$

Logo, a perda ôhmica, para uma resistência parasita medida após a confecção do indutor de $R_L = 0,5 \Omega$, vale:

$$P_{L.\Omega} = R_L \cdot (I_{L.ef})^2 = 3,91 \text{ W} . \quad (33)$$

As perdas magnéticas, por sua vez, estão associadas à ocorrência de dois fenômenos principais: histerese magnética e correntes parasitas.

A histerese magnética ocorre quando o núcleo magnético é exposto a um campo magnético variável. Devido à alternância da corrente no indutor, as moléculas

no material ferromagnético tendem a se alinhar e reorientar com o campo magnético. Esse processo é conhecido como histerese magnética. Contudo, energia é perdida na forma de calor durante cada ciclo, uma vez que a reorientação das moléculas requer trabalho contra as forças de atrito internas no material. Essa dissipação de energia resulta em perdas magnéticas.

Correntes parasitas, também conhecidas como correntes de Foucault, surgem quando há variação do campo magnético no núcleo, induzindo correntes elétricas parasitas no próprio núcleo. Essas correntes circulam em laços fechados no material condutor do núcleo, resultando em dissipação de energia na forma de calor.

As perdas magnéticas podem ser calculadas pela equação de Steinmetz, conforme:

$$P_{L.ferro} = V_E \cdot K_C \cdot f_S^\alpha \left(\frac{\Delta_B}{2} \right)^\beta = 1,803 \text{ W}, \quad (34)$$

em que K_C , α e β são constantes que podem ser encontrados a partir de dados dos fabricantes, enquanto V_E é o volume magnético efetivo do núcleo, que pode ser menor que o volume físico do núcleo [20]. Para o núcleo adotado no processo fabril do indutor, tem-se: $V_E = 0,000008174 \text{ m}^3$, $K_C = 16,9$, $\alpha = 1,25$, $\beta = 2,25$.

Ainda, há de se mencionar que a equação que define a ondulação de densidade de fluxo (Δ_B) é dada por [20]:

$$\Delta_B = \frac{V_{in} \cdot D_{dc}}{f_S \cdot N_U \cdot A_E} = 0,247 \text{ T}, \quad (35)$$

em que N_U é o número de espiras ($N_U = 28$ espiras), A_E é a área efetiva, ou seja, a área média do núcleo perpendicular às linhas do fluxo magnético ($A_E = 0,000122 \text{ m}^2$).

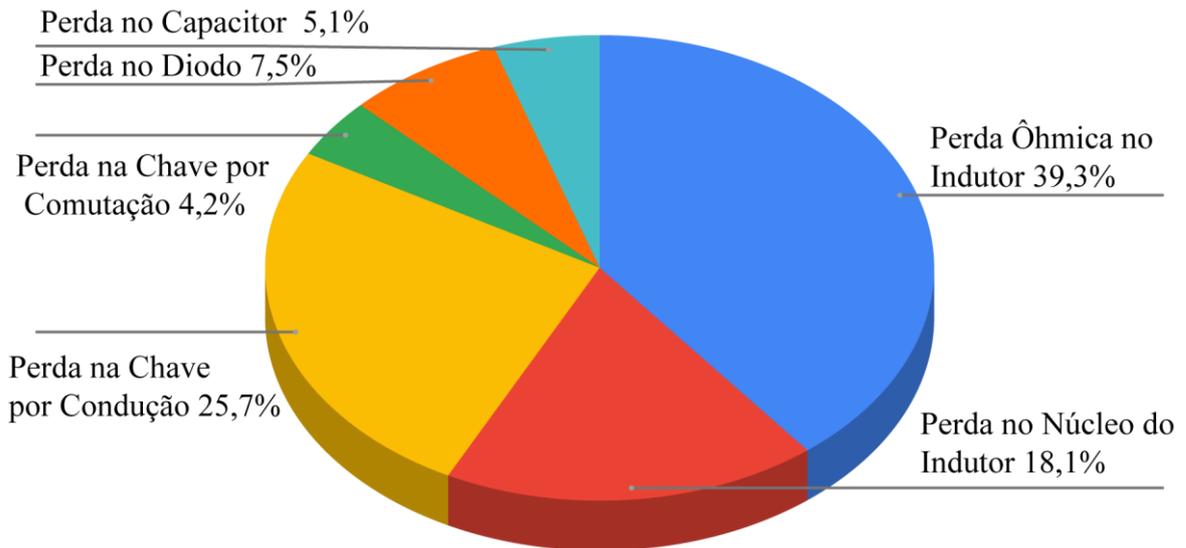
3.2.3 Rendimento teórico

Com base nas perdas apresentadas anteriormente, o rendimento teórico do conversor pode ser estimado. Para tanto, deve-se primeiramente calcular as perdas totais do conversor, somando as respectivas parcelas obtidas para cada componente:

$$P_T = P_{L.\Omega} + P_{L.ferro} + P_{S.Conduç\tilde{a}o} + P_{S.Comutaç\tilde{a}o} + P_{Diodo} + P_{CO} = 9,94 \text{ W}. \quad (36)$$

A Figura 3.6 ilustra os percentuais de perda em cada um dos componentes do conversor Boost em modo de condução descontínua.

Figura 3.6 – Perdas teóricas do conversor Boost em modo de condução descontínua.



Fonte: elaborado pelo autor.

O rendimento do conversor também pode ser estimado. Neste cálculo, estipulou-se a máxima potência de entrada em 300 W, assim:

$$\eta = \frac{300 \text{ W} - P_T}{300 \text{ W}} \cdot 100\% = 96,687\% \quad (37)$$

3.3 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi detalhada a operação do conversor Boost em modo de condução descontínua, com especial apresentação dos percentuais de perdas em cada componente, culminando na estimativa do rendimento teórico da topologia, a ser validada *a posteriori*.

Conforme verificado, neste modo de operação a perda de comutação no diodo, caracterizada pela perda de recuperação reversa é eliminada. Devido à extinção natural da corrente que flui através do diodo, ou seja, não há recuperação reversa. Adicionalmente, o interruptor é levado à condução com corrente nula, o que contribui para a redução das perdas associadas ao processo de comutação.

A principal desvantagem dessa topologia é o seu valor eficaz de corrente mais elevado, o que contribui significativamente para aumento das perdas de condução, tanto nos dispositivos semicondutores quanto no elemento magnético.

Ainda devido ao funcionamento em modo de condução descontínua, há uma variação de maior amplitude da corrente no indutor, o que provoca iguais variações no campo magnético do núcleo. Isso induz correntes elétricas parasitas mais acentuadas no próprio núcleo, resultando em dissipação de energia na forma de calor. Embora o indutor tenha sido o elemento mais penalizado na topologia em termos de dissipação, com quase 60% das perdas, o rendimento do conversor não foi penalizado, mostrando-se elevado, dadas as circunstâncias de operação em modo de condução descontínua.

3.3.1 Comparação da performance do conversor descontínuo com um conversor contínuo equivalente

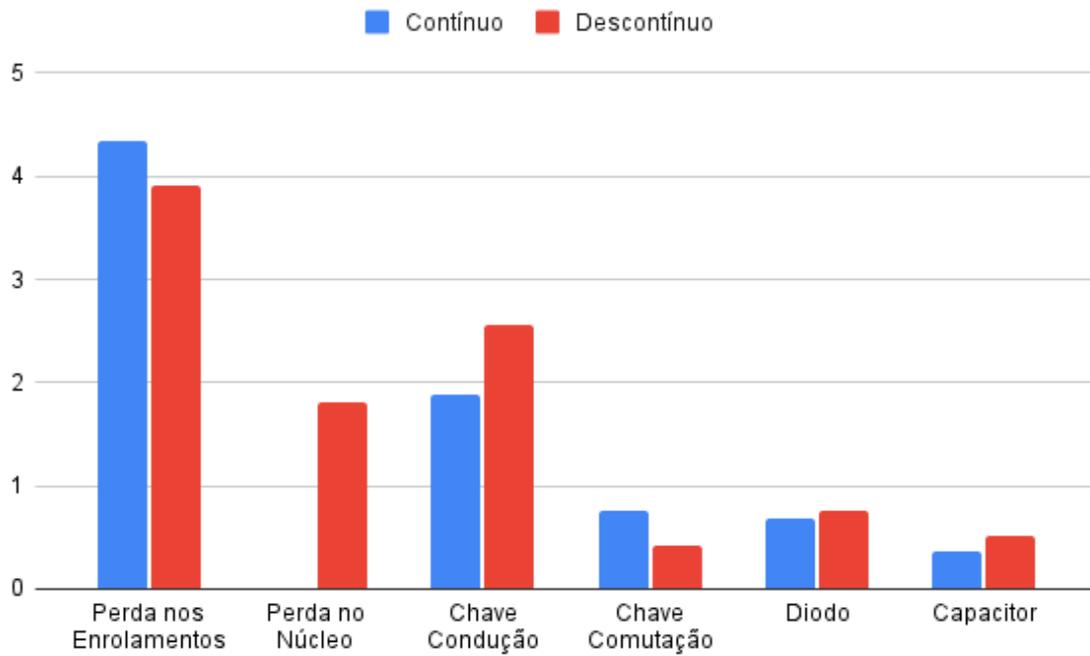
A fim de verificar o quanto a operação em modo de condução descontínua degrada o rendimento do conversor, também foi realizado o dimensionamento de um conversor em modo de condução contínua com as mesmas especificações de entrada e de saída. O detalhamento deste conversor é apresentado no apêndice A.

A Figura 3.7 ilustra o gráfico de perdas para cada elemento de ambos os conversores, permitindo a comparação direta dos resultados. É interessante notar que, no caso estudado, as perdas no enrolamento do indutor são maiores no conversor em MCC, devido à maior indutância e, conseqüentemente, ao maior número de espiras. Em contraste, as perdas no núcleo do conversor em MCC são muito menores em comparação ao conversor em MCD, pois o primeiro apresenta uma ondulação de corrente muito menor em relação ao segundo.

O conversor em modo de condução contínua apresentou um total de perdas de, aproximadamente, 8,032 W, enquanto o conversor em modo de condução descontínua registrou 9,94 W. Isso representa uma vantagem do equivalente em modo de condução contínua, com, aproximadamente, 19,1% menos perdas. Esse fato também afeta a eficiência: o conversor em modo contínuo alcançou uma eficiência de 97,323%, enquanto o conversor descontínuo registrou um rendimento de 96,687%. Embora haja perda de rendimento ao se optar pelo modo de operação descontínua, não se trata de um valor significativo. Ademais, a redução de volume e supressão do

sensor de corrente e seus circuitos de condicionamento são vantagens que podem balancear a piora de rendimento, a depender da aplicação alvo.

Figura 3.7 – Perdas teóricas: operação em modo descontinuo versus operação em modo contínuo.



Fonte: elaborado pelo autor.

4 RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA SEM EMPREGO DE SENSOR DE CORRENTE

Este capítulo aborda o algoritmo de rastreamento de máxima potência sem sensor de corrente, bem como a forma como é realizada sua implementação e a demonstração de sua aplicação por simulações no software *PSIM*.

4.1 MÉTODO CLÁSICO DE ALGORITMO DE RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA

Na literatura, é possível encontrar diversos métodos de algoritmo de rastreamento de máxima potência [2], [4], [5] e [6], desde os mais básicos até os mais elaborados. No entanto, o presente trabalho não tem como objetivo destacar todos esses métodos, focando apenas no mais disseminado: o Perturba e Observa (P&O), tendo em vista que o presente trabalho trará uma versão modificada deste método.

4.1.1 O método Perturba e Observa clássico

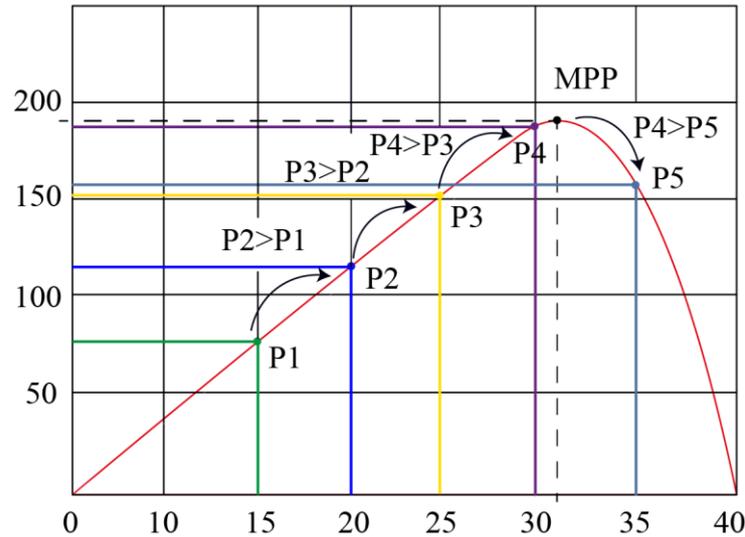
O método Perturba e Observa, como o próprio nome sugere, tem seu funcionamento baseado na introdução de perturbações na tensão do gerador fotovoltaico e na observação do comportamento da potência fotogerada diante dessas perturbações. Este método é um dos mais utilizados na prática, assim como um dos mais difundidos na literatura [2], [4].

A Figura 4.1 representa a curva P-V de um gerador fotovoltaico, proporcionando clareza sobre o funcionamento do método Perturba e Observa. Neste exemplo, quando a tensão aumenta de 15 V para 20 V (do ponto P1 para o ponto P2), observa-se que a potência aumenta. Esse padrão se mantém à medida que a tensão é incrementada de 20 V para 25 V (do ponto P2 para o ponto P3) e de 25 V para 30 V (do ponto P3 para o ponto P4). No entanto, ao aumentar a tensão de 30 V para 35 V (do ponto P4 para o ponto P5), a potência fotogerada diminui, indicando que o sistema já passou pelo ponto de máxima potência.

Em termos práticos, o método Perturba e Observa consiste em introduzir pequenos incrementos na razão cíclica do conversor, que se refletem em alterações na tensão e, por consequência, na potência fotogerada. Após isso, a variação da potência é analisada: se a variação de potência for positiva, no próximo ciclo de atualização da razão cíclica, a perturbação terá o mesmo sentido da anterior. Por outro lado, se a variação de potência for negativa, no próximo ciclo de atualização, o sentido

de incremento da razão cíclica será invertido [2], [15], [21]. Nesse contexto, independentemente do lado da curva em que se encontra o ponto de operação do gerador fotovoltaico, seu deslocamento convergirá para o MPP.

Figura 4.1 – Curva P-V para entendimento do método P&O clássico.



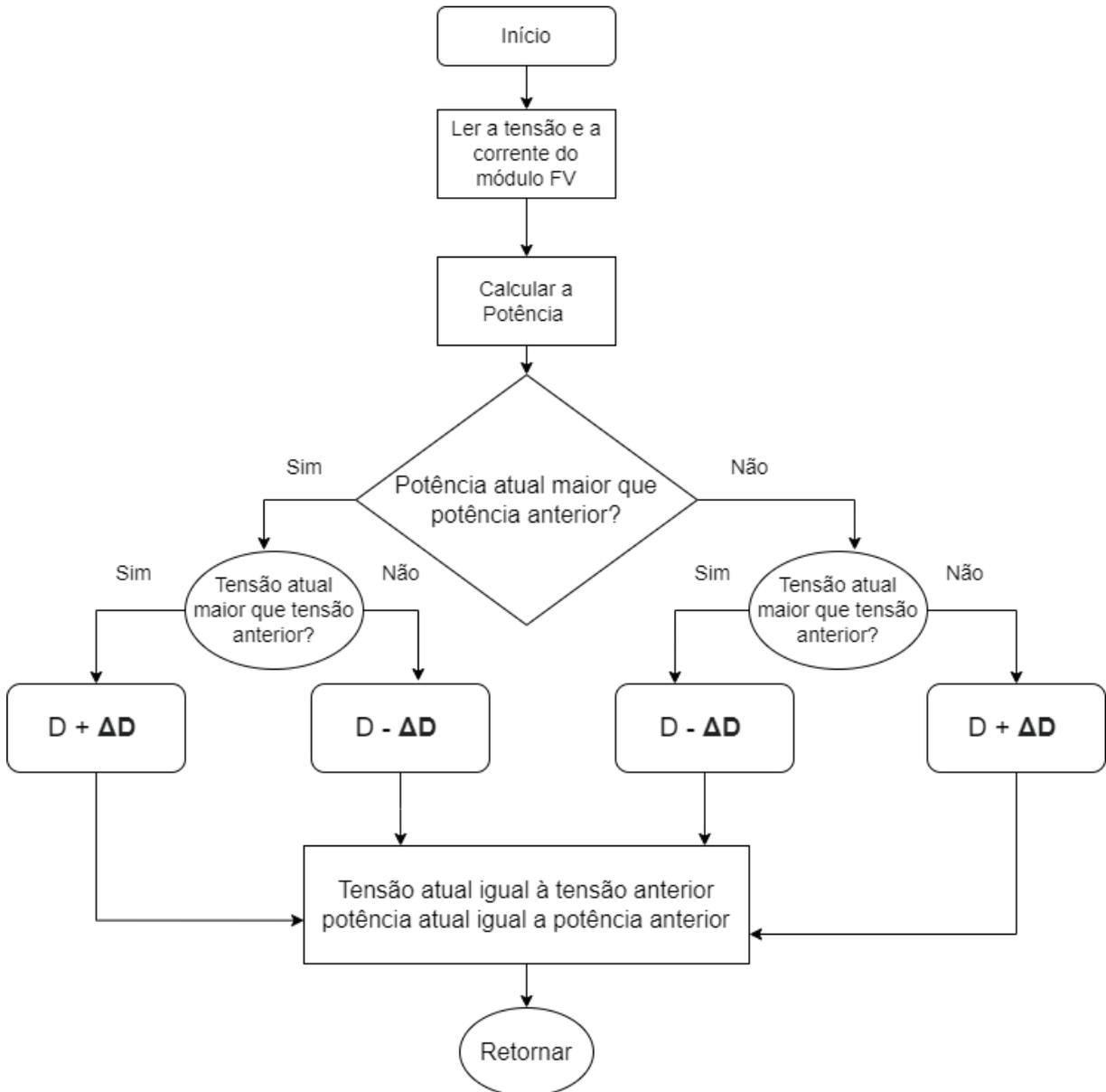
Fonte: elaborado pelo autor.

Embora simples e bastante utilizado, esse método tem a característica de nunca atingir o MPP, pois as variações de razão cíclica causam oscilações em torno do ponto de máxima potência em regime permanente. A Figura 4.2 apresenta o fluxograma para a implementação do algoritmo do método Perturba e Observa tradicional.

É importante destacar que o método P&O também não funciona adequadamente quando as condições climáticas são muito oscilatórias. Isso ocorre porque, como a decisão sobre a aplicação de incremento ou decremento de razão cíclica é baseada numa perturbação (interna) prévia, o sistema tende a ser perder na busca pelo MPP quando o ambiente impõe ao algoritmo perturbações externas. Para tornar o entendimento mais simples, permita-se imaginar que no exato momento em que a razão cíclica é incrementada, a irradiância solar diminui, levando a potência fotovoltaica a um patamar mais baixo. Como existiram duas perturbações simultâneas, a de razão cíclica e a de irradiância, o algoritmo se torna incapaz de identificar as influências de cada uma separadamente. Nesse caso em particular, a decisão do algoritmo seria por inverter o sentido da razão cíclica, pois a potência diminuiu, entretanto, se a causa dessa redução foi a queda de irradiância, a decisão

tomada pode estar incorreta. Nesse caso, o algoritmo se ajustaria no ciclo seguinte, todavia, se as perturbações externas forem repetitivas, têm potencial para degradar substancialmente a eficácia do método, dificultando a convergência para o MPP.

Figura 4.2 – Algoritmo do método Perturba e Observa clássico.



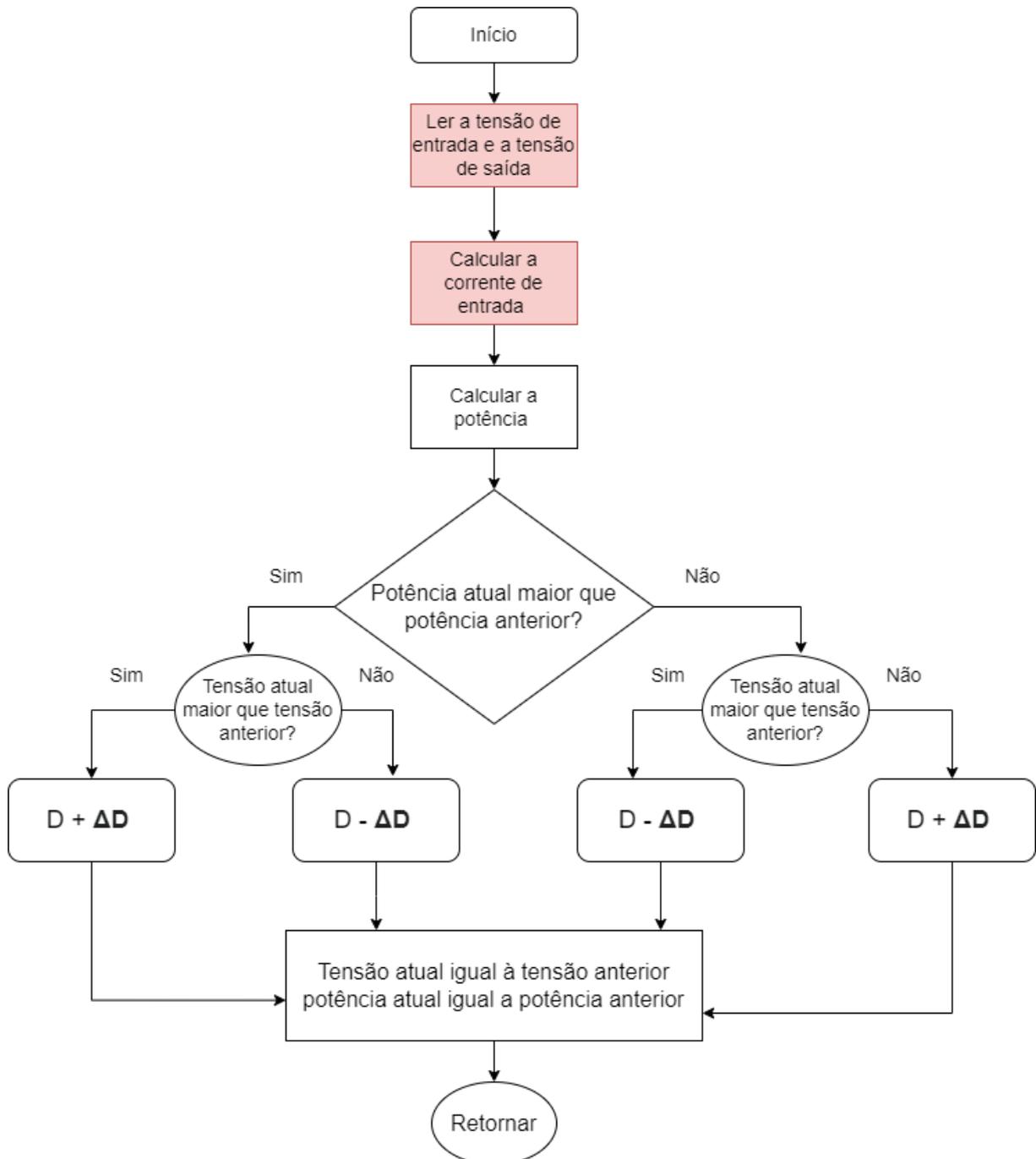
Fonte: elaborado pelo autor.

4.1.2 Método Perturba e Observa modificado

Conforme visto anteriormente, o método perturba e observa utiliza os valores de tensão e de corrente para calcular a potência do sistema fotovoltaico, buscando levá-lo a operar no ponto de máxima potência. Classicamente, sensores de tensão e de corrente são empregados para medir essas grandezas, no entanto, o algoritmo

proposto neste trabalho sugere a remoção do sensor de corrente, o que exige modificações no algoritmo do método Perturba e Observa, mas elimina a necessidade de adicionar componentes extras ao sistema. Vale destacar que embora a proposta do método consiste em remover o sensor de corrente, a corrente fotografada é uma informação necessária e, portanto, deve ser estimada e atualizada constantemente pelo algoritmo modificado, conforme exemplificado na Figura 4.3.

Figura 4.3 – Algoritmo do método Perturba e Observa modificado.



Fonte: elaborado pelo autor.

Em termos gerais, modificação do algoritmo que este trabalho se refere diz respeito à utilização da equação (6), no caso de um conversor Boost, ou da equação (8), no caso dos conversores Buck-Boost, Sepic, Ćuk e Zeta. No caso do conversor Boost, particularmente, ainda é necessário utilizar um sensor de tensão para mensurar a tensão de saída, por se tratar de uma variável que compõe a equação que permite estimar a corrente fotogerada. É importante mencionar que, na maior parte das aplicações, este sensor já está presente, seja para medir e permitir regular a tensão de um banco de baterias, em aplicações isoladas da rede elétrica, ou mesmo a tensão de um barramento capacitivo, em aplicações conectadas à rede elétrica.

A Figura 4.3 apresenta a versão modificada do fluxograma do método Perturba e Observa proposto para o caso do conversor Boost MCD. Para o caso dos conversores armazenadores, as únicas modificações no fluxograma seriam a remoção do sensor para realização da leitura da tensão de saída do conversor e a atualização da equação utilizada para estimar o valor médio da corrente fotogerada.

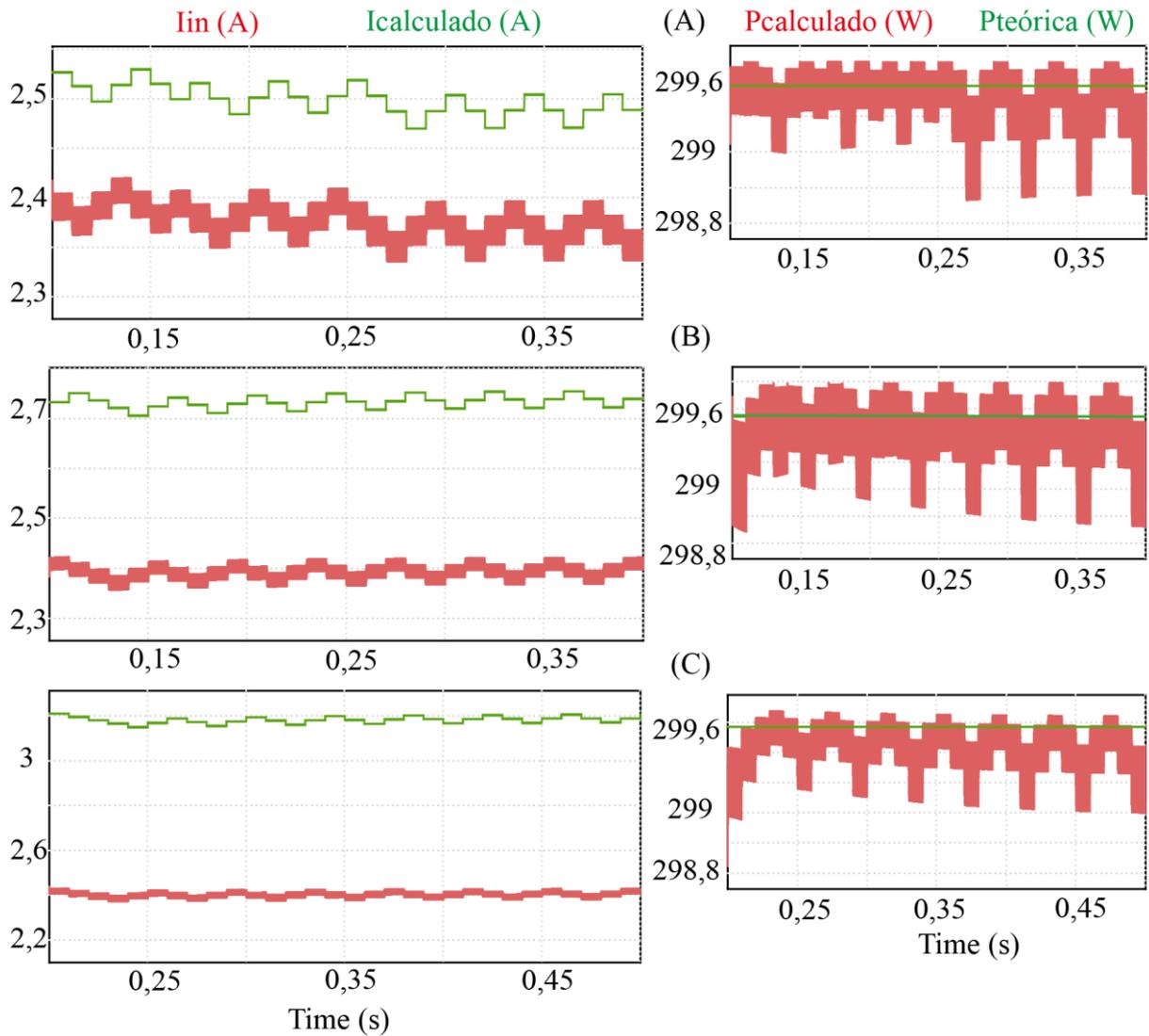
4.1.2.1 SENSIBILIDADE DO ALGORITMO A VARIAÇÕES PARAMÉTRICAS DOS ELEMENTOS DO CONVERSOR

Uma importante característica deste método é sua robustez em relação a erros, sejam associados presença de elementos parasitas, presentes na prática mas não modelados nas equações, leituras imprecisas de sensores, perdas excessivas do conversor ou variações paramétricas no valor de indutância. O algoritmo, mesmo na presença de erros que causam imprecisões na estimativa da corrente, é capaz de garantir a convergência do ponto de operação para o ponto de máxima potência, uma vez que o fator determinante na busca pelo MPP é o sinal da variação de potência, não seu valor absoluto.

Essa condição favorável à operação do algoritmo proposto pode ser confirmada por meio da inspeção da Figura 4.4, em que o valor da corrente estimada difere da corrente real no sistema, sem que isso cause desvios significativo do ponto de operação em relação ao MPP. Na parte A da Figura 4.4, forçou-se um erro de 5% na estimativa da corrente fotogerada mediante inserção de perdas no estágio de potência do conversor. Na parte B, esse erro foi elevado para 14% e, na parte C, atinge 32%. Conforme pode ser verificado, nos três cenários, o algoritmo foi capaz de

operar de forma satisfatória, garantindo que o ponto de operação se estabelecesse nos entornos do ponto de máxima potência, com desvio inferior a 0,01% em todos os casos analisados.

Figura 4.4 – Resultados de simulação para demonstrar a robustez do método proposto em relação à erros na estimativa da corrente fotogerada.



Fonte: elaborado pelo autor.

4.1.3 IMPLEMENTAÇÃO DO MÉTODO DE RASTREAMENTO PROPOSTO

Para validação do método proposto, foram considerados dois módulos de filme fino de 150 W_P [22], cujas características elétricas estão disponíveis na Tabela 4.1.

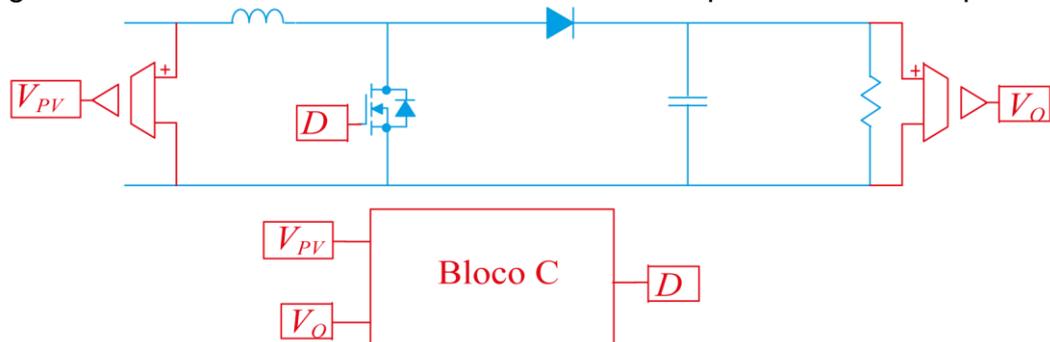
Tabela 3.1 – Características elétrica do módulo de filme fino utilizado.

Módulo de Filme Fino – THIN FILM 150WP	
Potência Máxima ($P_{m\acute{a}x}$)	150 Wp
Tensão na potência máxima (V_{mpp})	62,7 V
Corrente na potência máxima (I_{mpp})	2,39 A
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	80,8 V
Corrente de curto-circuito (I_{sc})	2,72 A
Eficiência do módulo (η)	13,8%
Faixa de temperatura operacional	-40 ~+ 85 °C
Coefficiente de temperatura de P_{max}	-0,31%/°C
Coefficiente de temperatura de V_{oc}	-0,29 %/°C
Coefficiente de temperatura de I_{sc}	0,01%/°C

Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 4.5 ilustra o conversor Boost dimensionado para operar em modo de condução descontínua como rastreador do ponto de máxima potência. Nesta figura, em azul, é destaque o estágio de potência do conversor e, em vermelho, os blocos necessários à implementação do algoritmo de rastreamento de máxima potência, incluindo dois sensores de tensão e um bloco C, com duas entradas e uma saída. As grandezas de entrada incluem a tensão fornecida pelo arranjo fotovoltaico (V_{PV}) e a tensão de saída (V_O), ambos amostradas a uma taxa de 100 Hz, enquanto a saída diz respeito à razão cíclica do conversor.

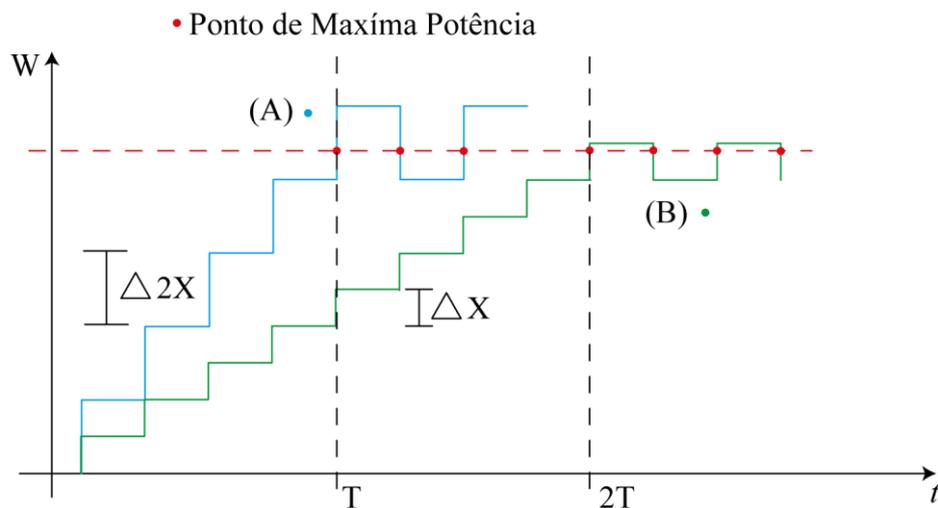
Figura 4.5 – Conversor Boost como rastreador do ponto de máxima potência.



Fonte: elaborado pelo autor.

O sistema de rastreamento de máxima potência estima a corrente de entrada e determina a razão cíclica correspondente ao intervalo de amostragem, executando o algoritmo P&O na sequência. O passo de incremento/decremento da razão cíclica foi estipulado em 0,5%, conforme será detalhado posteriormente. Esse valor tem influência direta no tempo necessário para que o ponto de operação convirja para o MPP, bem como nas oscilações do ponto de operação nos entornos do MPP em regime permanente. Quanto maior o valor do passo de incremento/decremento da razão cíclica, menor é o tempo necessário para que o sistema alcance o MPP, todavia, maior serão as oscilações em torno desse ponto em regime permanente. A Figura 4.6 ilustra a contradição entre a rapidez e a precisão desse método de rastreamento.

Figura 4.6 – Comparação entre rapidez e precisão de rastreamento em função do tamanho do passo de incremento/decremento da razão cíclica.



Fonte: elaborado pelo autor.

Analisando a Figura 4.6, pode-se perceber que, na condição A, destacada em azul, o ponto de máxima potência foi rastreado em um tempo inferior ao da condição B, destacada em verde. Isso ocorre devido ao fato de o passo de atualização da razão cíclica ser maior em A, o que também resulta em maiores oscilações em torno do ponto de máxima potência.

4.1.4 Determinação do máximo valor do passo de atualização da razão cíclica

Devido à não linearidade do conversor Boost, mesmo para um valor fixo de incremento da razão cíclica, o conversor imporá diferentes valores de tensão VPV , dependendo do ponto de operação [27]. Para determinar o valor máximo do passo de

incremento/decremento da razão cíclica, será realizada uma análise no ponto de operação nominal. O objetivo é verificar a relação entre a variação da razão cíclica D e a variação da tensão VPV , para que se possa decidir com critério o valor adequado do passo de incremento/decremento da razão cíclica sem que a tensão fotogerada se torne demasiadamente oscilatória.

Isso posto, parte do ganho estático do conversor Boost em MCD, dado por:

$$M = 1 + \frac{V_{in} \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{in} \cdot I_o} \quad (38)$$

Substituindo $I_o = V_o/R_o$ em (38) e manipulando-se o resultado obtido, encontra-se:

$$M^2 = M + \frac{R_o \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{in}} \quad (39)$$

Como pode ser constatado, (39) é uma equação quadrática, podendo ser reescrita como:

$$M^2 - M - \frac{R_o \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{in}} = 0 \quad (40)$$

A resolução de (40) conduz a uma solução com duas raízes, ou seja, dois valores para descrever o ganho estático do conversor, dos quais, apenas um tem sentido em termos práticos operacionais, sendo descrito por:

$$M = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{R_o \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{in}}} \quad (41)$$

Agora, derivando-se o ganho em função da razão cíclica, obtém-se:

$$\frac{dG}{dD} = \frac{R_o \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{in}} \cdot \left(\frac{1}{4} + \frac{R_o \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{in}} \right) \quad (42)$$

Portanto, é possível determinar uma equação que relaciona a variação do ganho em função da variação de razão cíclica.

$$dG = \left[\frac{R_o \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{in}} \cdot \left(\frac{1}{4} + \frac{R_o \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{in}} \right) \right] \cdot dD \quad (43)$$

Ainda, sabendo-se que a tensão de saída pode ser descrita partir da tensão de entrada por meio de:

$$VPV = \frac{V_o}{G} . \quad (44)$$

Então, a derivada de VPV em função e G passa a ser expressa por:

$$\frac{dVPV}{dG} = \frac{-V_o}{G^2} , \quad (45)$$

ou:

$$\Delta VPV = \frac{-V_o}{G^2} \cdot dG . \quad (46)$$

Portanto, aplicando (46) em (43), obtém-se:

$$\Delta VPV = \frac{-V_o}{G^2} \cdot \left[\frac{R_o \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{in}} \cdot \left(\frac{1}{4} + \frac{R_o \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{in}} \right) \right] \cdot dD . \quad (47)$$

Como já destacado anteriormente, para que o passo de incremento da razão cíclica seja adequado, dois aspectos são de total relevância nas análises: o tempo para que o sistema alcance o MPP e as oscilações no estorno desse ponto.

Considerando que a frequência de atualização da razão cíclica seja 100 Hz [2], e que em cada atualização de razão cíclica do conversor seja capaz de aumentar 0,5 V na sua tensão fotogerada, o que corresponde a 0,4% do valor nominal da tensão V_{PV} , decorrido o intervalo de 1 s, o conversor seria capaz de elevar/reduzir a tensão em 50 V, ou seja, 40% da tensão nominal. Nesse caso, ter-se-ia que aceitar uma oscilação nos entornos do ponto de máxima potência de pelos menos 0,5 V, o que equivale a apenas 0,125% da tensão nominal.

Assim, rearranjando-se (47) e fazendo-se $\Delta VPV = 0,5$ V, em condições nominais de operação, encontra-se:

$$dD = \frac{-G^2}{V_o} \cdot \left[\frac{2 \cdot f_s \cdot L_{in}}{R_o \cdot D^2} \cdot \left(\frac{4}{1} + \frac{2 \cdot f_s \cdot L_{in}}{R_o \cdot D^2} \right) \right] \cdot \Delta VPV = 0,00508 = 0,5 \% . \quad (48)$$

Desse modo, tem-se que o passo de cálculo adotado leva 2,5 s para elevar a tensão V_{PV} de 0 para 125 V e possui uma precisão de 0,5 V, o que se mostra adequado. Visto que o algoritmo está sendo implementado para trabalhar com passo de incremento/decremento de razão cíclica fixo, esse valor será o valor adotado para todos os pontos de operação. É importante frisar que o conversor Boost não é linear, portanto, mesmo com uma taxa de incremento/decremento de razão cíclica fixa, o conversor imporá diferentes valores de incremento/decremento na tensão V_{PV} ,

dependendo do ponto de operação. Nesse sentido, quanto mais distante o ponto de operação estiver do ponto de máxima potência, maior será a diferença na variação da tensão V_{PV} em relação ao valor considerado (0,5 V). Contudo, ao assumir que o rastreador de máxima potência é eficiente, conclui-se que o módulo fotovoltaico operará na maior parte do tempo próximo ao ponto de máxima potência. Portanto, a estimativa da amplitude das oscilações da tensão fotogerada deve se manter próxima do valor esperado.

4.1.5 Limitações causadas pela região de rastreamento

Conforme mencionado anteriormente, cada topologia tem uma região de rastreamento do ponto de máxima potência que depende, sobretudo, da função que descreve seu ganho estático, do modo de condução e do tipo de carga a ser suprida. Assim, com base nas especificações do projeto, definem-se os limites superiores e inferiores de rastreamento e, por sua vez, a região de rastreamento.

Vale destacar que quando um conversor CC-CC é interposto entre um módulo fotovoltaico e uma carga resistiva, pode ser modelado, hipoteticamente, como um transformador de corrente contínua. Nesse sentido, é possível refletir a resistência de carga R_o para o lado do gerador fotovoltaico, sendo que a resistência equivalente vista pelo gerador pode ser expressa por $R_{PV} = R_o / M^2$, em que M representa o ganho estático do conversor [27]. Para o conversor Boost MDC, pode-se calcular os ganhos mínimo (M_A) e máximo (M_B), em função dos valores limites de razão cíclica. Para calcular o ganho mínimo, basta simplesmente considerar $D = 0$ em (38), obtendo-se:

$$M_A = 1 + \frac{V_{in} \cdot (0)^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{in} \cdot I_O} = 1 . \quad (49)$$

Similarmente, para calcular o ganho máximo, basta considerar $D = 0,6865$, que corresponde ao valor máximo de razão cíclica que garante a operação do conversor em modo de condução descontínua. Assim, encontra-se:

$$M_B = 1 + \frac{V_{in} \cdot (0,6865)^2}{2 \cdot f_s \cdot L_{in} \cdot I_O} = 3,291 . \quad (50)$$

De posse dos valores de M_A e M_B , poder-se-ia calcular os valores extremos de R_{PV} , todavia, é mais interessante determinar a área que estes valores extremos de resistência varrem no plano I-V. Sabe-se que o ângulo de inclinação causado por uma

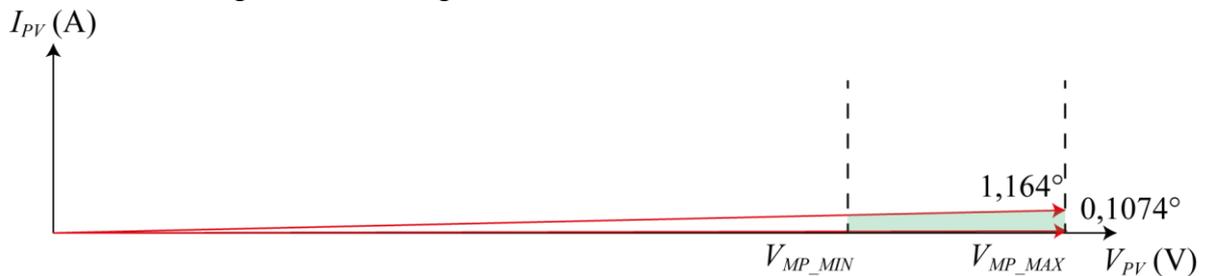
resistência é dado por $\theta = \text{atan}(1/R)$ [27]. No caso de essa resistência ser R_{PV} , o ângulo pode ser reescrito como $\theta = \text{atan}(M^2/R_o)$, cujos valores limites são:

$$\theta_a = \text{atan}\left(\frac{M_A^2}{R_o}\right) = 0,1074^\circ, \quad (51)$$

$$\theta_b = \text{atan}\left(\frac{M_B^2}{R_o}\right) = 1,164^\circ. \quad (52)$$

Os valores encontrados (51) e (52) podem parecer demasiadamente pequenos, restringindo a área da região de rastreamento, conforme ilustrado na Figura 4.7. No entanto, de uma perspectiva mais abrangente, pode-se observar que essa faixa angular restrita ocorre porque a tensão de entrada do conversor é muito maior que a corrente de entrada, tal que o ponto de máxima potência tende a se localizar dentro da região de rastreamento, demarcada em verde na Figura 4.7.

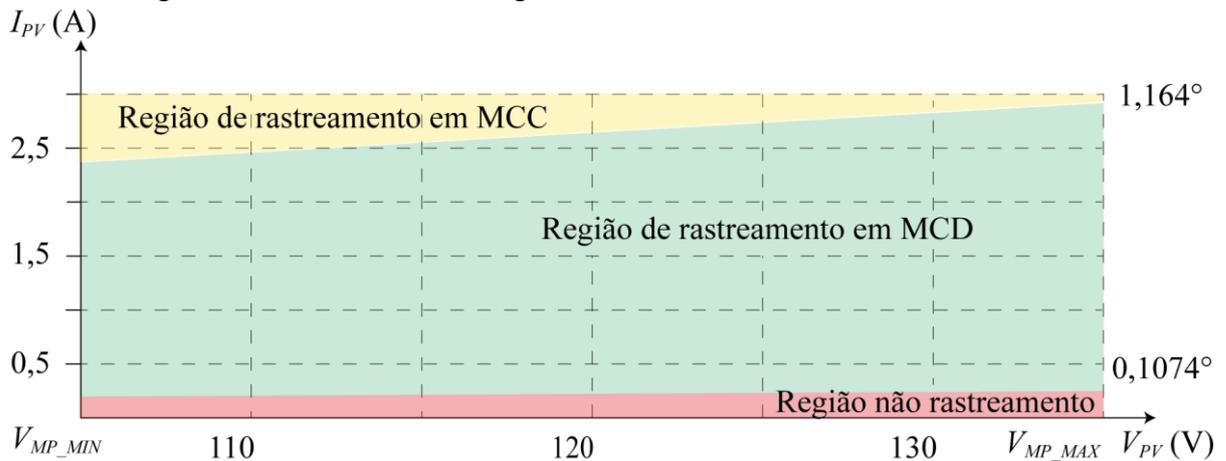
Figura 4.7 – Região rastreável do conversor Boost MDC.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para facilitar a compreensão do exposto, na Figura 4.8 pode-se notar que o conversor possui uma ampla faixa de rastreamento, dadas as especificações do projeto. Nessa figura, a região em verde descreve a porção da curva I-V em que o conversor é capaz de rastrear o MPP. Na região em vermelho, o MPP não pode ser rastreado porque isso exigiria razões cíclicas menores do zero, ou seja, a operação nessa região violaria os limites físicos do conversor. Por fim, na região em amarelo, o rastreamento do MPP é possível, mas deve ser evitado, pois os valores de razão cíclica tendem a levar o conversor a operar em modo de condução contínua.

Figura 4.8 – Detalhe da região rastreável do conversor Boost MDC.



Fonte: elaborado pelo autor.

Vale a pena mencionar, para efeitos de comparação, que o conversor Boost operando em modo de condução contínua teria o mesmo limite angular inferior, no entanto, o limite superior seria de 90° , fato que tornaria a região de rastreamento mais abrangente.

4.1.5.1 SIMULAÇÃO

Resultados de simulação, via software PSIM, do conversor Boost em modo de condução descontínua operando como MPPT e controlado por meio do algoritmo de proposto nesta dissertação, serão apresentados para validar sua habilidade de realizar o rastreamento do ponto de máxima potência. Nestas simulações, foram implementados dois degraus de irradiância e dois degraus de temperatura, um em 0,3 s e outro em 1,3 s. Os resultados ilustrados na Figura 4.9 contêm, num mesmo gráfico, três formas de onda de potência, em que:

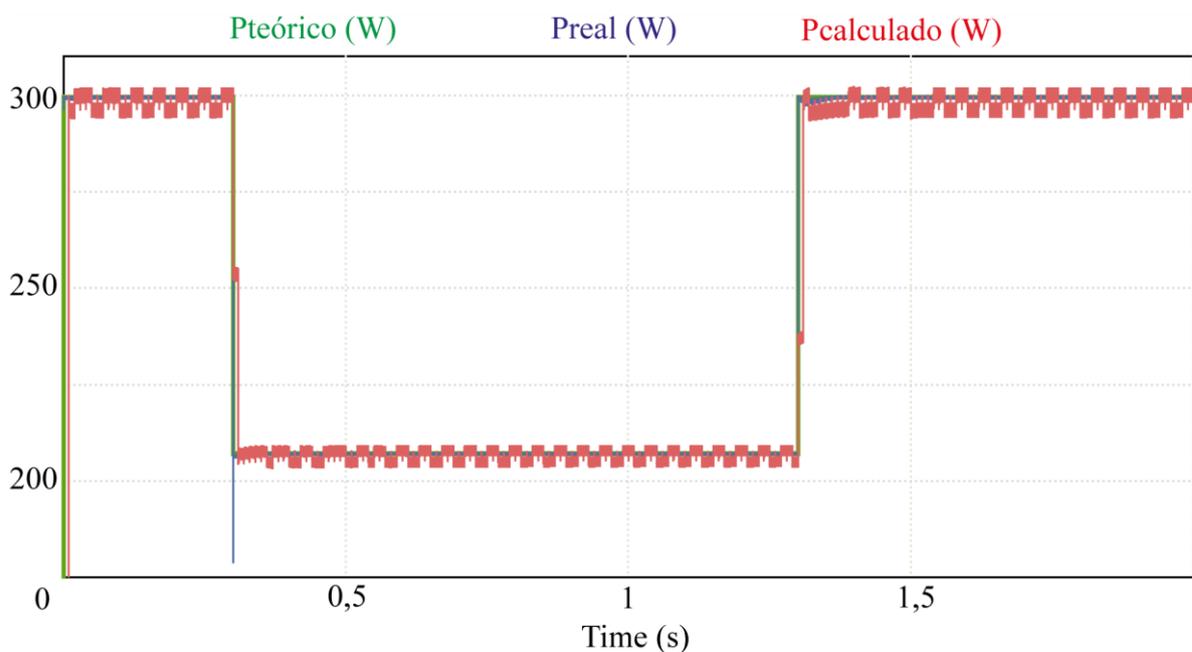
- ❖ Potência teórica do módulo: representa a potência teórica máxima que o módulo fotovoltaico pode fornecer. Essa potência varia em função de parâmetros climáticos, como temperatura e irradiância solar e foi grafada na cor verde.
- ❖ Potência calculada: é obtida pelo algoritmo de rastreamento de máxima potência, sendo seu valor derivado do cálculo interno da corrente de entrada, tendo sido grafada na cor vermelha.

- ❖ **Potência Real:** corresponde à potência real que circula pelo conversor, sendo resultado efetivo do algoritmo de rastreamento proposto. Essa potência é grafada na cor azul.

A realização de medições a partir das formas de onda da Figura 4.9 indicam que a potência média teórica do módulo fotovoltaico foi de 253,09 W, enquanto a potência média calculada ficou em 252,11 W e a potência média real do sistema atingiu 252,98 W.

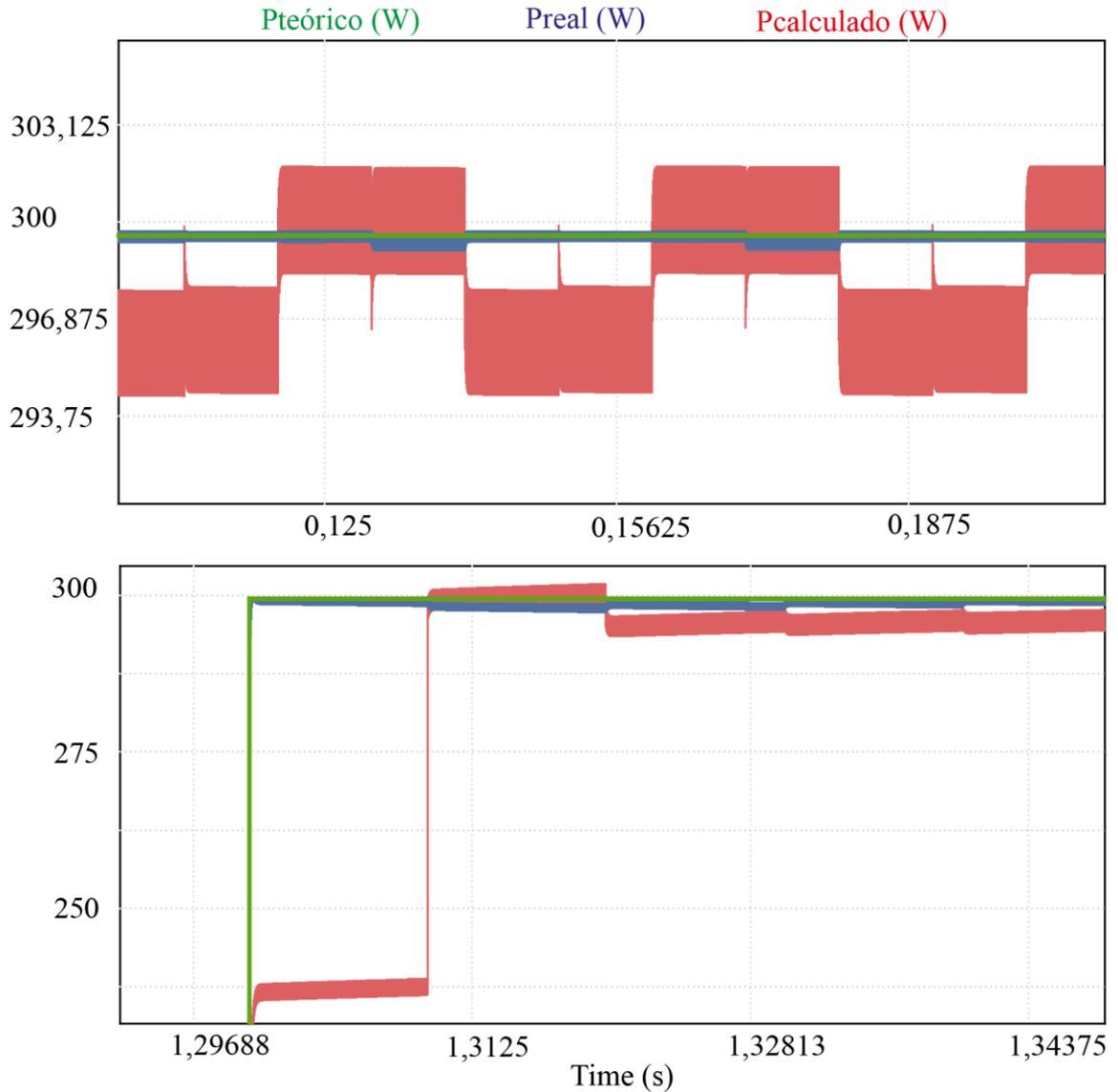
Como destacado anteriormente, o sistema proposto apresenta alta robustez, mesmo diante de leituras imprecisas ou de resistências parasitas. Além disso, o sistema de rastreamento real (azul) demonstra um comportamento mais preciso do que o calculado (vermelho). Essa característica pode ser evidenciada através da análise dos resultados dos gráficos de potência e corrente. Observando a potência calculada em comparação com a potência real, fica claro que há uma maior variação na potência calculada, enquanto a potência real apresenta um comportamento menos abrupto. Na Figura 4.10 exibe-se o comportamento destacado de forma mais precisa, onde essa característica pode ser evidenciada tanto com ou sem perturbações no sistema.

Figura 4.9 – Potência teórica do módulo, potência calculada e potência real.



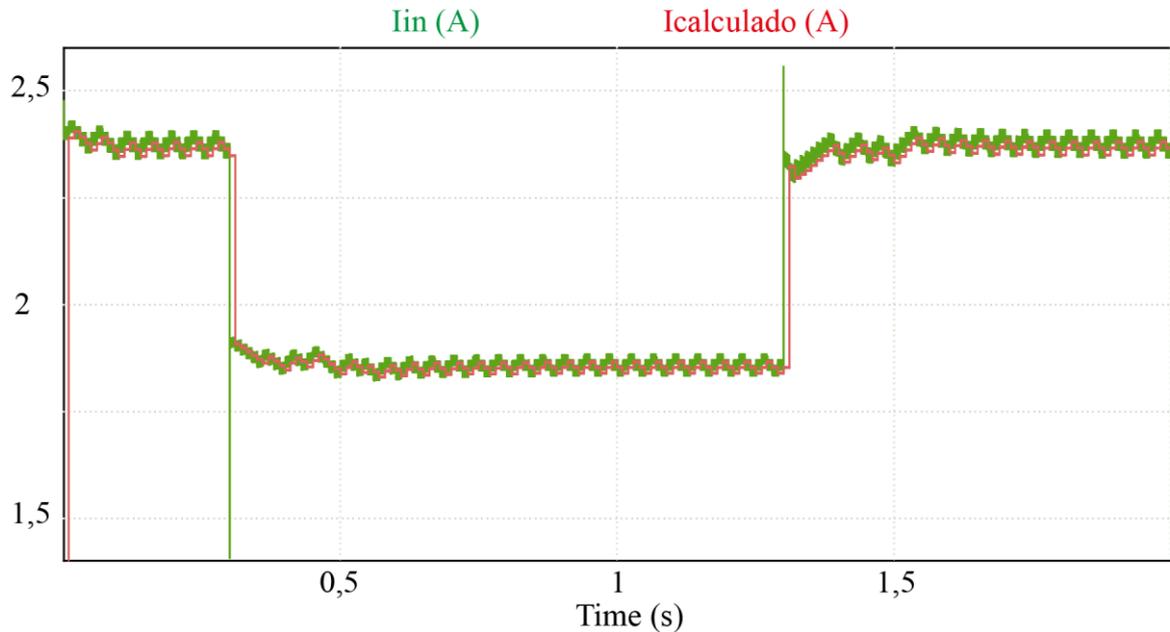
Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 4.10 – Detalhe das potência teórica, real e calculada.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para fins de comparação, a corrente estimada pelo algoritmo de rastreamento de máxima potência pode ser observada na Figura 4.11, juntamente com a corrente real do sistema. Por meio da inspeção das formas de onda, é possível concluir que ambas as grandezas apresentam valores médios similares, validando mais uma vez a metodologia empregada neste trabalho. Enquanto, o valor médio da corrente real estabeleceu-se em 2,111 A, o valor médio estimada da referida corrente foi de 2,107 A, ou seja, houve um erro de apenas 0,33%.

Figura 4.11 – Corrente estimada *versus* corrente real.

Fonte: elaborado pelo autor.

4.2 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou-se o método de rastreamento de máxima potência proposto, caracterizado por seu uso de uma variação do método perturba e observa clássico que não utiliza a leitura da corrente, mas sua estimativa. Esse método somente pode ser implementado caso o conversor utilizado como MPPT opere em modo de condução descontínua, uma vez que nessa condição, sua corrente de entrada pode ser determinada a partir da leitura da tensão.

Embora o método esteja susceptível a imprecisões oriundas de erros na estimativa da corrente, em virtude de parâmetros não modelados, tais imprecisões não prejudicam a capacidade do sistema encontrar o ponto de máxima potência. Isso se deve ao fato de o algoritmo estar baseado na variação da potência fotogerada e não em seu valor absoluto obtido a cada instante de amostragem.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

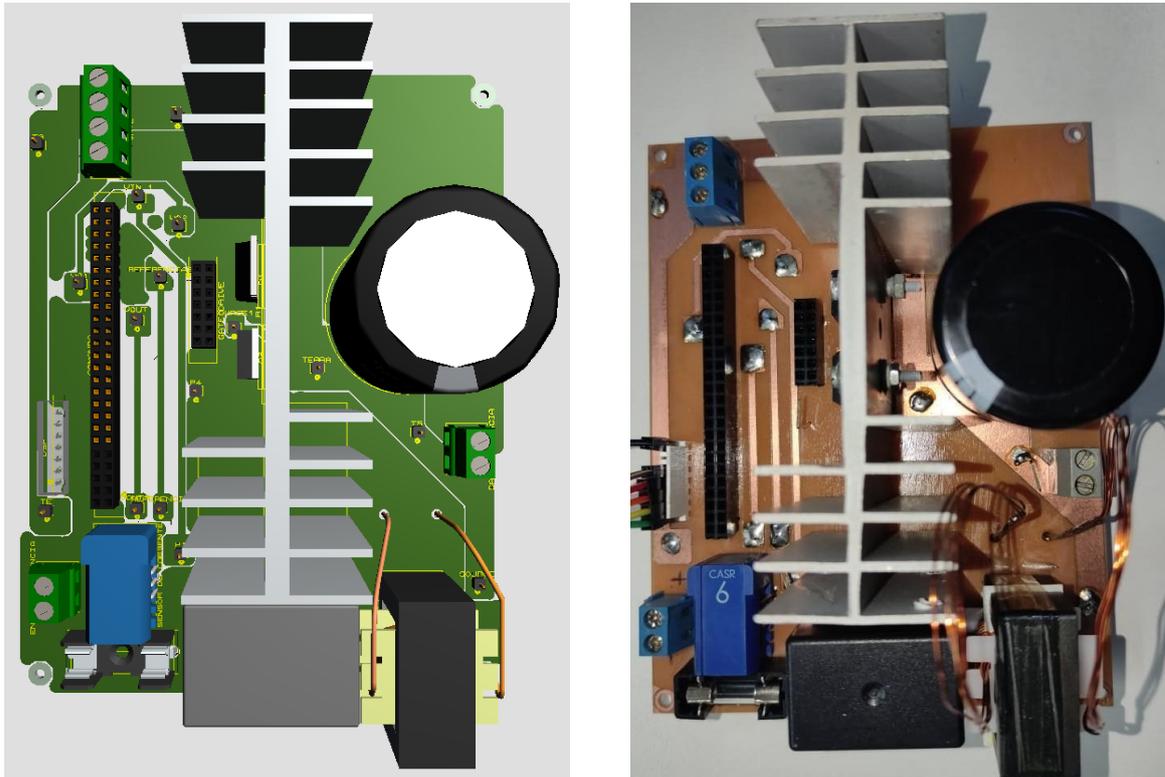
Para comprovar o funcionamento da topologia proposta nesta dissertação e atingir todos os objetivos delineados, foi desenvolvido um protótipo destinado à experimentação em laboratório. Neste capítulo, serão apresentados os resultados práticos obtidos.

5.1 PROTÓTIPO

Utilizando o software *Proteus Design Suite*, foi desenvolvido o projeto da placa de circuito impresso (PCI), assim como o modelo 3D.

Para tornar o protótipo menos suscetível a erros operacionais e aumentar sua robustez, além de reduzir o tempo de execução para facilitar sua criação, o protótipo foi elaborado e construído em três etapas distintas. Na primeira, foi desenvolvida toda a parte de potência, incluindo o circuito básico do conversor Boost. A partir do software *SolidWorks*, foi possível criar o modelo 3D completo dos componentes utilizados nesta etapa. O modelo está representado na Figura 5.1, juntamente com a versão física da placa do estágio de potência.

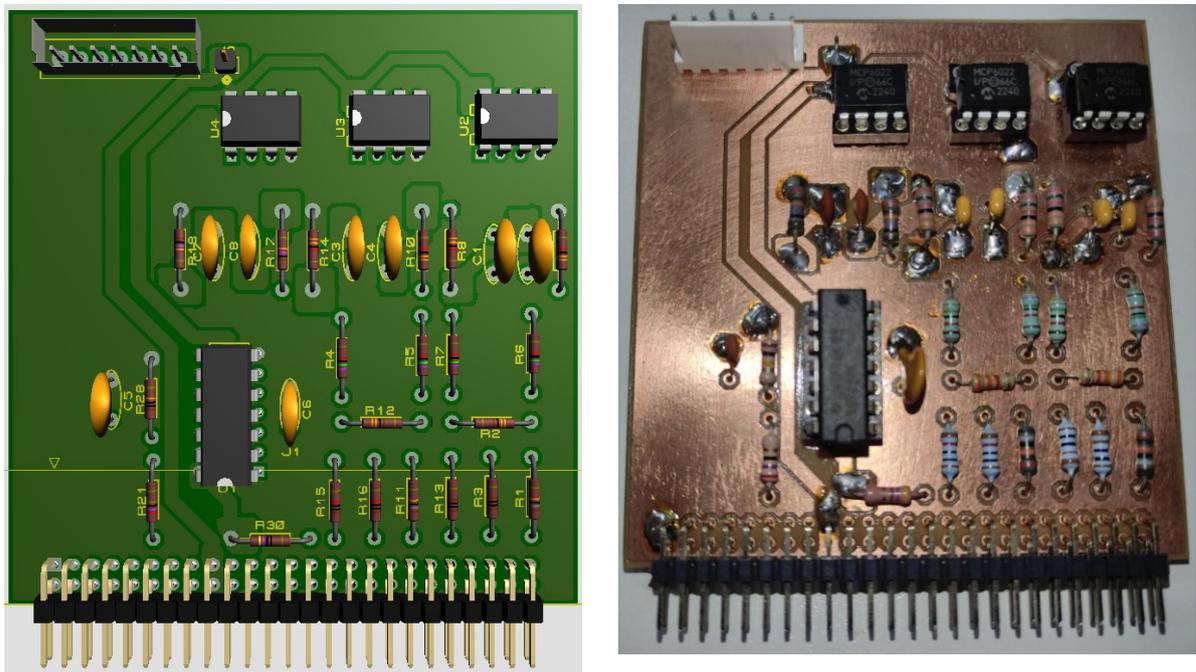
Figura 5.1 – Placa do estágio de potência – conversor Boost.



Fonte: elaborado pelo autor.

Na segunda etapa de prototipação, foi desenvolvido todo circuito de condicionamento de sinais, utilizado como interface entre a placa de potência e a placa de controle. O estágio de condicionamento de sinal inclui dois sensores de tensão e um sensor de corrente. Além disso, engloba o circuito de filtragem e *buffer* do sinal PWM proveniente do *Digital Signal Processor* (DSP), utilizado para acionamento do interruptor de potência do conversor. A Figura 5.2 ilustra o modelo 3D completo da placa de condicionamento de sinais, juntamente com sua versão física.

Figura 5.2 – Placa de condicionamento de sinais.

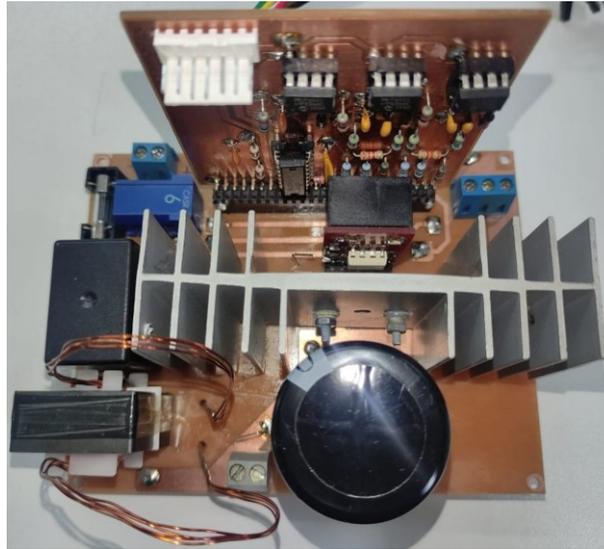


Fonte: elaborado pelo autor.

Na terceira etapa de elaboração do protótipo, buscou-se estabelecer toda a parte lógica e de controle para o funcionamento da topologia proposta. Aqui, é desenvolvida a lógica embarcada no DSP, abrangendo desde o acionamento dos interruptores até a implementação do algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência proposto.

A Figura 5.3 ilustra a integração entre as placas de potência e de condicionamento, representando as duas partes físicas construídas para a obtenção dos resultados práticos.

Figura 5.3 – Integração entre as placas de potência e de condicionamento.



Fonte: elaborado pelo autor.

5.2 EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

Para a implementação da parte prática, na qual foram conduzidos todos os ensaios laboratoriais no conversor a fim de comprovar o funcionamento e mensurar o rendimento, foi utilizado um osciloscópio da Agilent Technologies, uma fonte da *Magna-power Electronics* e um Analisador e Medidor de Potência da *Yokogawa Test & Measurement Corporation*. A Figura 5.4 apresenta os equipamentos mencionados.

Figura 5.4 – Equipamentos.



Fonte: elaborado pelo autor.

5.3 TESTES DE MALHA ABERTA

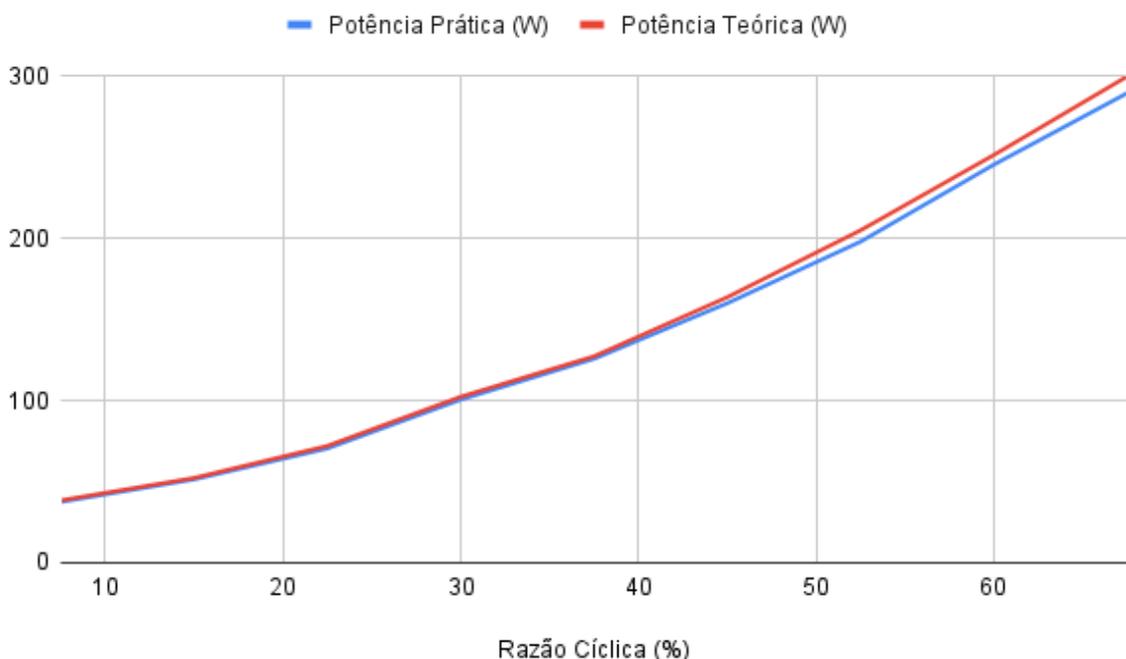
Os testes em malha aberta foram desenvolvidos com o objetivo de demonstrar a operação do conversor no ponto de operação, permitindo avaliar, entre outras figuras de mérito, seu rendimento. A seguir, serão apresentados os resultados dos experimentos realizados.

5.3.1 Curva de Potência *versus* Razão Cíclica

A Figura 5.5 apresenta o gráfico da potência de saída do conversor em função da razão cíclica. Observa-se que à medida que a razão cíclica aumenta, a potência do conversor também aumenta, resultado típico de um conversor elevador. As curvas do gráfico demonstram que os resultados experimentais seguem a mesma tendência da expectativa teórica, mas com um leve desvio, sobretudo para valores mais elevados de razão cíclica. Esse desvio pode ser explicado pelo fato de a curva teórica não contabilizar as perdas do conversor, que se tornam mais acentuadas na medida em que a razão cíclica se eleva.

Vale destacar que a razão cíclica foi limitada em 67,5%, por ser este o valor que conduz o conversor à potência nominal, como demonstrado no capítulo 3. É igualmente importante enfatizar que razões cíclicas superiores a $D = 0,6865$ levariam o conversor a trabalhar em modo de condução contínua.

Figura 5.5 – Curva de potência *versus* razão cíclica.



Fonte: elaborado pelo autor.

5.3.2 Curva da tensão de saída versus razão cíclica

Um comportamento semelhante ao anterior é observado no gráfico que relaciona a tensão de saída em função da razão cíclica, conforme ilustrado na Figura 5.6. Nesse gráfico, é possível notar que, conforme a razão cíclica aumenta, a tensão do conversor também aumenta.

Mais uma vez pode ser observado que os resultados experimentais seguem a mesma tendência das curvas teóricas, sendo os desvios de tensão atribuídos às perdas do conversor, não modeladas na análise teórica.

Figura 5.6 – Curva da tensão de saída versus razão cíclica.



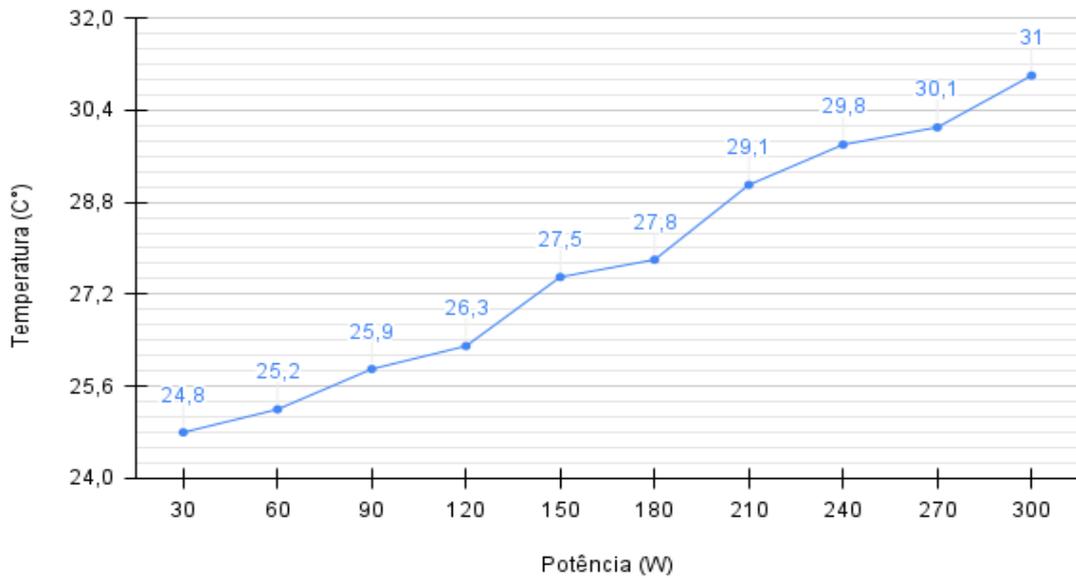
Fonte: elaborado pelo autor.

5.3.3 Temperatura no interruptor de potência versus potência processada

Para verificar a elevação de temperatura do conversor foi medida a temperatura dos seus elementos, constando-se que o mais crítico é o interruptor MOSFET. A título de ilustração, a evolução da temperatura neste componente, em função da potência processada pelo conversor é ilustrada na Figura 5.7.

A inspeção do gráfico revela que, na medida em que potência processada pelo conversor aumenta, a temperatura de operação do MOSFET também aumenta, o que é natural, pois as perdas se elevam e uma maior parcela da potência é convertida em calor. Destaca-se que, para cada valor de potência processada, o conversor foi levado a operar em regime permanente térmico, aguardando-se, aproximadamente, 10 minutos antes de se realizar a leitura da temperatura.

Figura 5.7 – Temperatura no interruptor potência versus potência processada.

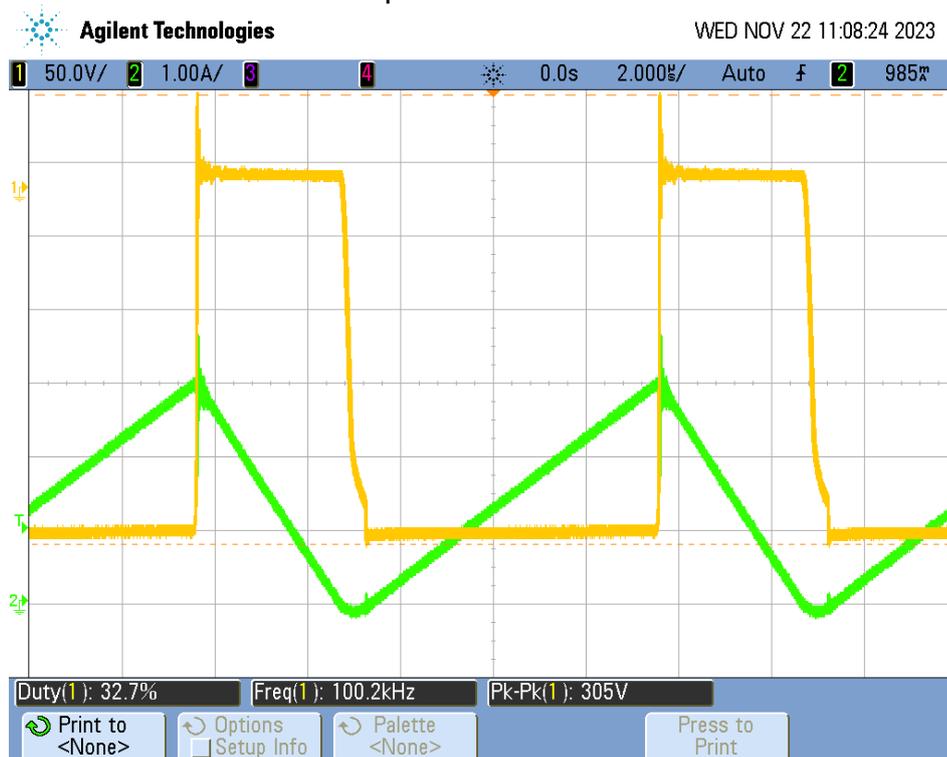


Fonte: elaborado pelo autor.

5.3.4 Tensão no interruptor e Corrente no Indutor

A fim de comprovar que o conversor Boost opera em modo de condução descontínua, foram realizadas medições da tensão no interruptor e da corrente no indutor, conforme evidenciado na Figura 5.8.

Figura 5.8 – Tensão no interruptor e corrente no indutor do conversor Boost.



Fonte: elaborado pelo autor.

5.3.5 Protocolo de teste de rendimento ponderado

Os testes de rendimento também foram conduzidos de acordo com o protocolo estabelecido pela *California Energy Commission* (CEC) [23]. Durante esses testes, foram geradas curvas de rendimento em relação à potência, abrangendo diferentes níveis de tensão e potência. O resultado, para cada valor percentual de potência estabelecido pelo protocolo CEC, é visualizado na Figura 5.9 para tensões fotogeradas de 134 V, 125 V e 105 V, respectivamente.

É importante mencionar que, embora o gráfico do rendimento ponderado poderia ter sido obtido apenas para a tensão nominal do conversor (125 V), em sistemas fotovoltaicos é comum que a tensão de operação do arranjo varie em função da temperatura, então considerando uma excursão térmica de 85 °C a 0 °C, a tensão excursionará entre aproximadamente 105 V a 134 V, portanto, os resultados apresentados também descrevem os rendimentos CEC nestas temperaturas mais extremas.

Diante do exposto, contabilizou-se a eficiência ponderada do conversor avaliando-se seis níveis de potência (10%, 20%, 30%, 50%, 75% e 100% da potência nominal de saída) e em três níveis de tensão: 134 V, 125 V e 105 V.

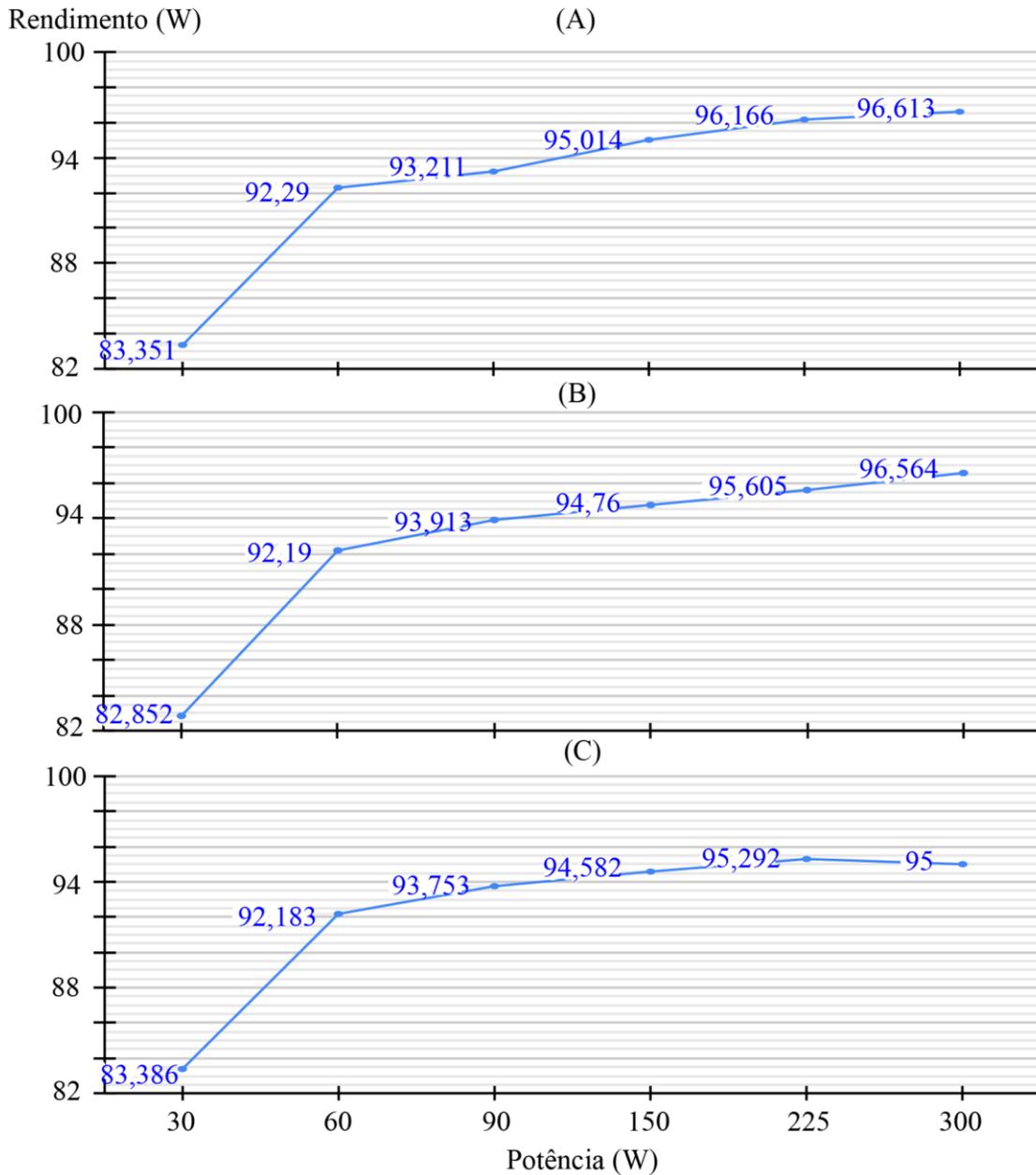
Para estimar a eficiência, o protocolo sugere a determinação da média ponderada, que é calculada como uma soma ponderada de um total de seis medições. Os pesos não variam com a tensão de saída, e os fatores de ponderação estão listados na Tabela 5.1 por nível de potência [23].

Tabela 4.1 – Fatores de ponderação por nível de potência.

Nível de Potência	Fator de Ponderação
10%	0,04
20%	0,05
30%	0,12
50%	0,21
75%	0,53
100%	0,05

Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 5.9 – Evolução da eficiência do conversor considerando os níveis de potência de acordo com os percentuais estabelecidos na Tabela 5.1, pra diferentes níveis de tensão fotografada: (A) 134 V; B) 125 V; (C) 105 V.



Fonte: elaborado pelo autor.

Com base no protocolo de testes, foi possível obter os seguintes valores de rendimento CEC, para cada um dos três níveis de tensão considerados:

$$\begin{aligned}
 P_{125V} &= 82,852 \cdot 0,04 + 92,19 \cdot 0,05 + 93,913 \cdot 0,12 + 94,76 \cdot 0,21 \\
 &+ 95,605 \cdot 0,53 + 96,564 \cdot 0,05 = 94,59 \text{ W} ,
 \end{aligned}
 \tag{53}$$

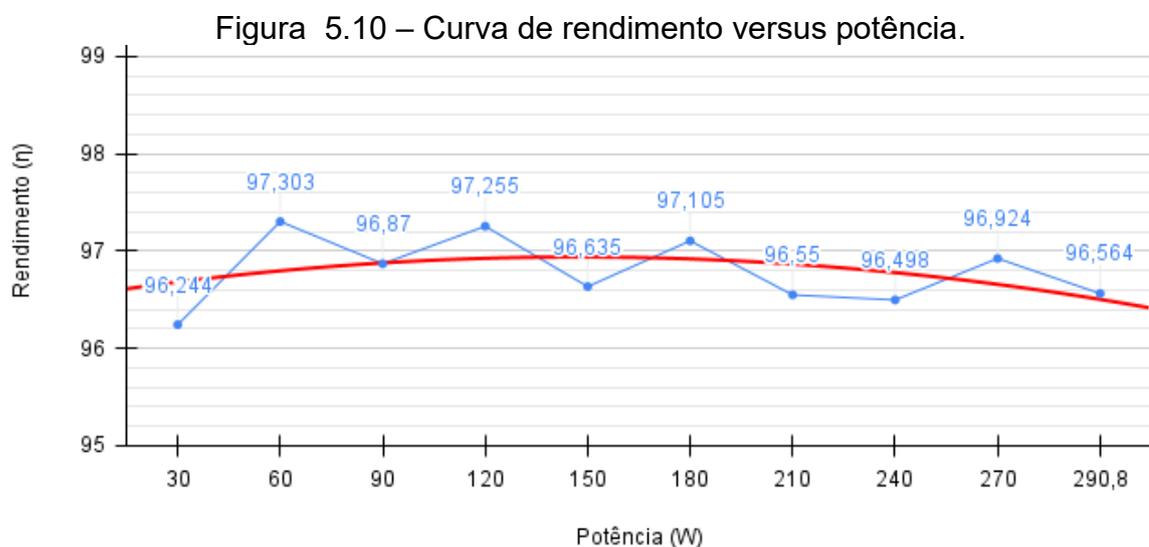
$$P_{105V} = 83,386.0,04 + 92,183.0,05 + 93,753.0,12 + 94,582.0,21 + 95,292.0,53 + 95.0,05 = 94,31 \text{ W} , \quad (54)$$

$$P_{134V} = 83,351.0,04 + 92,29.0,05 + 93,211.0,12 + 95,014.0,21 + 96,166.0,53 + 96,613.0,05 = 94,88 \text{ W} . \quad (55)$$

Destaca-se que, para assegurar os testes em 10%, 20%, 30%, 50%, 75% e 100% de potência, foram configurados seis blocos de carga distintos. Para mensurar o rendimento do conversor em cada nível de tensão e de potência mencionados, foram realizados 18 ensaios, sendo a eficiência aferida após a tensão de saída ser ajustada em um patamar de 400 V, para cada caso.

5.3.6 Curva de rendimento *versus* potência

A Figura 5.10 apresenta o gráfico do rendimento em função da potência, em que azul destaca a curva prática e em vermelho a teórica, sendo possível observar que o rendimento médio prático do conversor é superior a 96%. Vale ressaltar que, diferentemente dos testes realizados segundo o protocolo da California Energy Commission (CEC), neste ensaio a carga do conversor permaneceu inalterada, variando-se apenas a razão cíclica. Torna-se necessário apresentar a curva de rendimento por potência variando a razão cíclica uma vez que, na prática, quando ocorre o rastreamento do ponto de máxima potência, normalmente a carga não sofre variação, sendo assim, o conversor acaba variando a razão cíclica na busca pelo ponto de máxima potência.



Fonte: elaborado pelo autor.

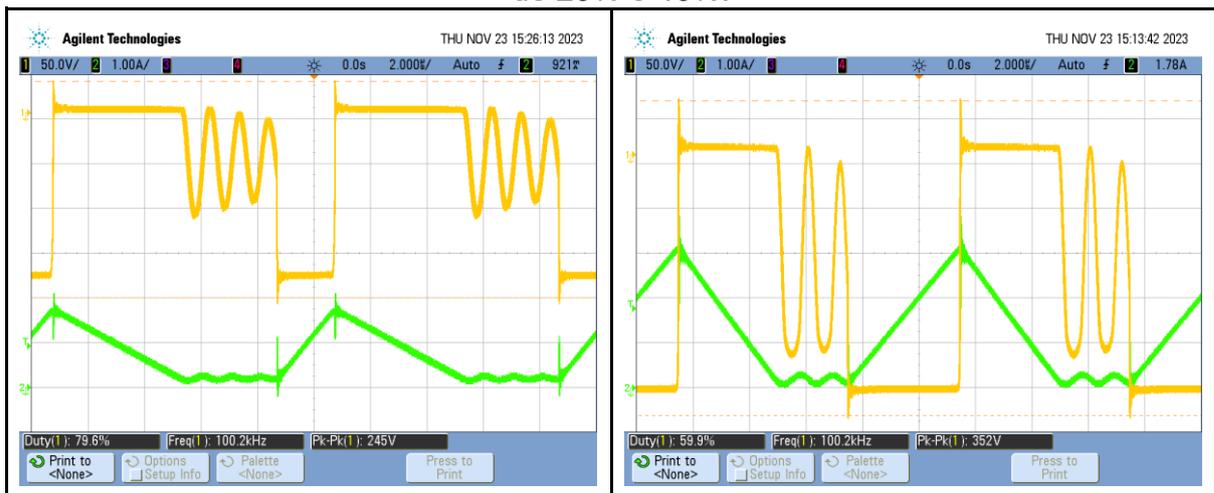
É importante notar que para valores extremos de razão cíclica existe uma pequena perda no rendimento, como pode ser percebido pela linha de tendência. Isso pode ser explicado pela elevação do valor eficaz da corrente, que ocasiona maiores perdas no conversor.

Ainda, conforme ilustrado no gráfico da Figura 5.10, o rendimento do conversor demonstrou um comportamento oscilatório. M.H. Taghvaei e colaboradores [8], apontaram a ocorrência deste fenômeno no modo de condução descontínuo, mas não destacaram a real origem do problema apresentado.

Essa ondulação de potência está diretamente relacionada à ressonância entre as capacitâncias parasitas, sobretudo do interruptor, e o indutor do Boost. Quando a corrente do indutor se extingue, as capacitâncias parasitas ressonam com o indutor, causando uma oscilação aproximadamente de segunda ordem, como verificado nos resultados experimentais. [24], [25], [26].

Como o conversor opera no modo de condução descontínua, há intervalos em que a corrente no indutor é nula. Esse intervalo de descontinuidade varia de acordo com a razão cíclica. Assim, é de se esperar que perfil (amplitude e tempo de decaimento) das oscilações variem em função da razão cíclica de operação do conversor, conforme pode ser inspecionado por meio da Figura 5.11.

Figura 5.11 – Operação do conversor Boost em MDC com razões cíclicas de 20% e 40%.

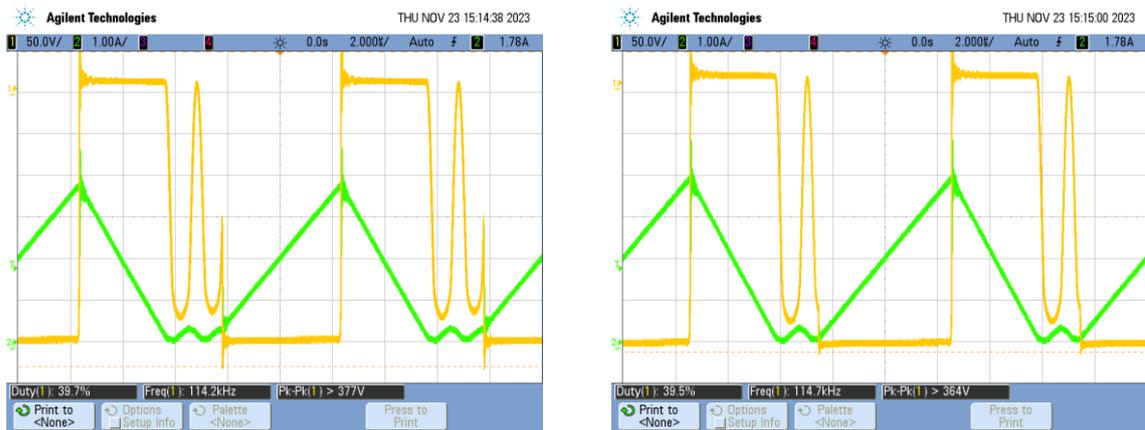


Fonte: elaborado pelo autor.

Vale destacar que as oscilações anteriormente mencionadas são bastante sensíveis à razão cíclica. Por exemplo, na Figura 5.12, verifica-se o funcionamento do conversor para dois valores de razão cíclica levemente diferentes. Na parte esquerda

da referida figura, tem-se uma razão cíclica de 60,3%, enquanto na parte direita, 60,5%, ou seja, uma variação de apenas 0,2%, capaz de causar uma diferença suficiente para evidenciar que o indutor começa a se carregar com níveis de corrente diferentes nos cenários avaliados.

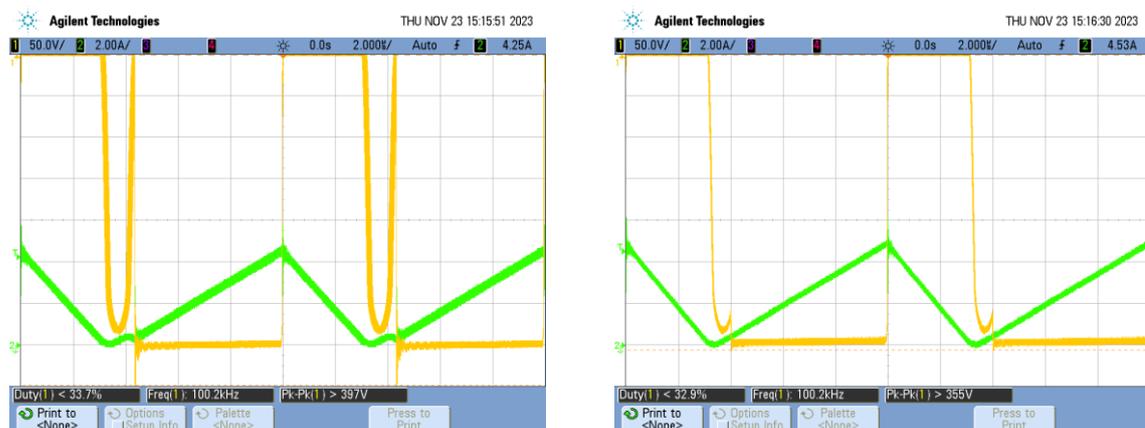
Figura 5.12 – Operação do conversor Boost em MDC com razões cíclicas de 60,3% e 60,5%.



Fonte: elaborado pelo autor.

Essa diferença causa pequenas variações na perda por comutação, uma vez que a corrente no interruptor não começará nula, e pode explicar as oscilações no rendimento, conforme ilustrado na Figura 5.10. Vale ressaltar que as variações de potência observadas na Figura 5.10 foram de aproximadamente 0,5%, ou seja, um erro insignificante frente à valor médio da potência. Ainda, a Figura 5.13 ilustra o mesmo efeito destacado anteriormente. O gráfico à esquerda possui uma razão cíclica de 66,3%, enquanto o da direita tem 67,1%.

Figura 5.13 – Operação do conversor Boost em MDC com razões cíclicas de 66,3% e 67,1%.



Fonte: elaborado pelo autor.

Por fim, para comprovar o rendimento do conversor em potência nominal, utilizou-se o analisador e medidor de potência da Yokogawa (WT500). Conforme resultado apresentado na Figura 5,14, o rendimento do conversor foi de 96,56%.

Figura 5.14 – Rendimento experimental do conversor em potência nominal.

Udc1	125.23	v
Idc1	2.401	A
P1	0.3007	kW
Udc2	392.67	v
Idc2	0.7393	A
P2	0.2904	kW
η_1	96.564	%
λ_1	1.0000	

Fonte: elaborado pelo autor.

5.4 TESTES DO CONVERSOR BOOST MDC COMO MPPT

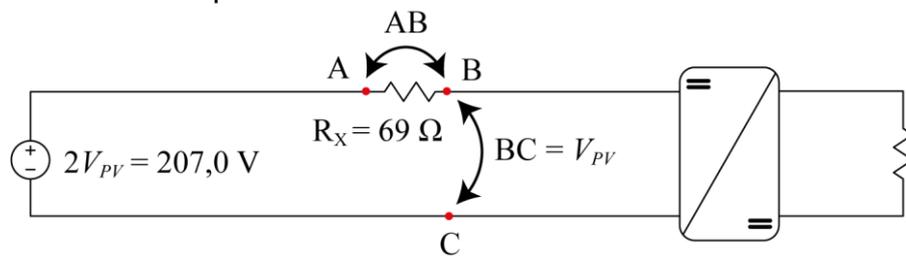
Os testes a seguir apresentadas têm como objetivo avaliar o desempenho não apenas do algoritmo de rastreamento, mas de todo o sistema projetado. O método ideal para testar o conversor como MPPT deveria considerar o emprego dos módulos fotovoltaicos descritos no projeto, ou uma fonte capaz de emular esses módulos. No entanto, diante da indisponibilidade de infraestrutura para realizar estes testes, optou-se por contornar essa limitação empregando um circuito de Thévenin que representa o arranjo fotovoltaico no ponto de máxima potência.

5.4.1 Validação do algoritmo de rastreamento no ponto de operação

Ao analisar a curva I-V de um módulo fotovoltaico é possível verificar sua não linearidade, o que inflige dificuldades de representar o referido módulo como um circuito elétrico equivalente de maneira direta, para todos os pontos de operação. No entanto, desde que o módulo seja operado no MPP, o que é alcançado com o emprego de técnicas de rastreamento de máxima potência, pode-se utilizar um circuito simples, composto por uma fonte de tensão com uma resistência em série, para representá-lo neste ponto de operação.

Particularmente, para o caso sob análise, considerando as limitações de fontes e cargas disponíveis no laboratório, implementou-se o referido circuito para emular a operação de um módulo com potência de 155 W, tensão de 103,5 V e corrente de 1,5 A, no ponto de máxima potência. Esse conjunto de especificações foi obtido ajustando-se a tensão da fonte que representa o módulo para 207 V, com uma resistência em série de 69 Ω , conforme ilustrado na Figura 5.15. Vale destacar que no ponto de máxima potência o conversor deve emular uma resistência que se iguale à resistência interna (69 Ω), daí o fato de a tensão da fonte ter o dobro do valor da tensão de máxima potência esperada para o módulo fotovoltaico, medida dentre os terminais B e C.

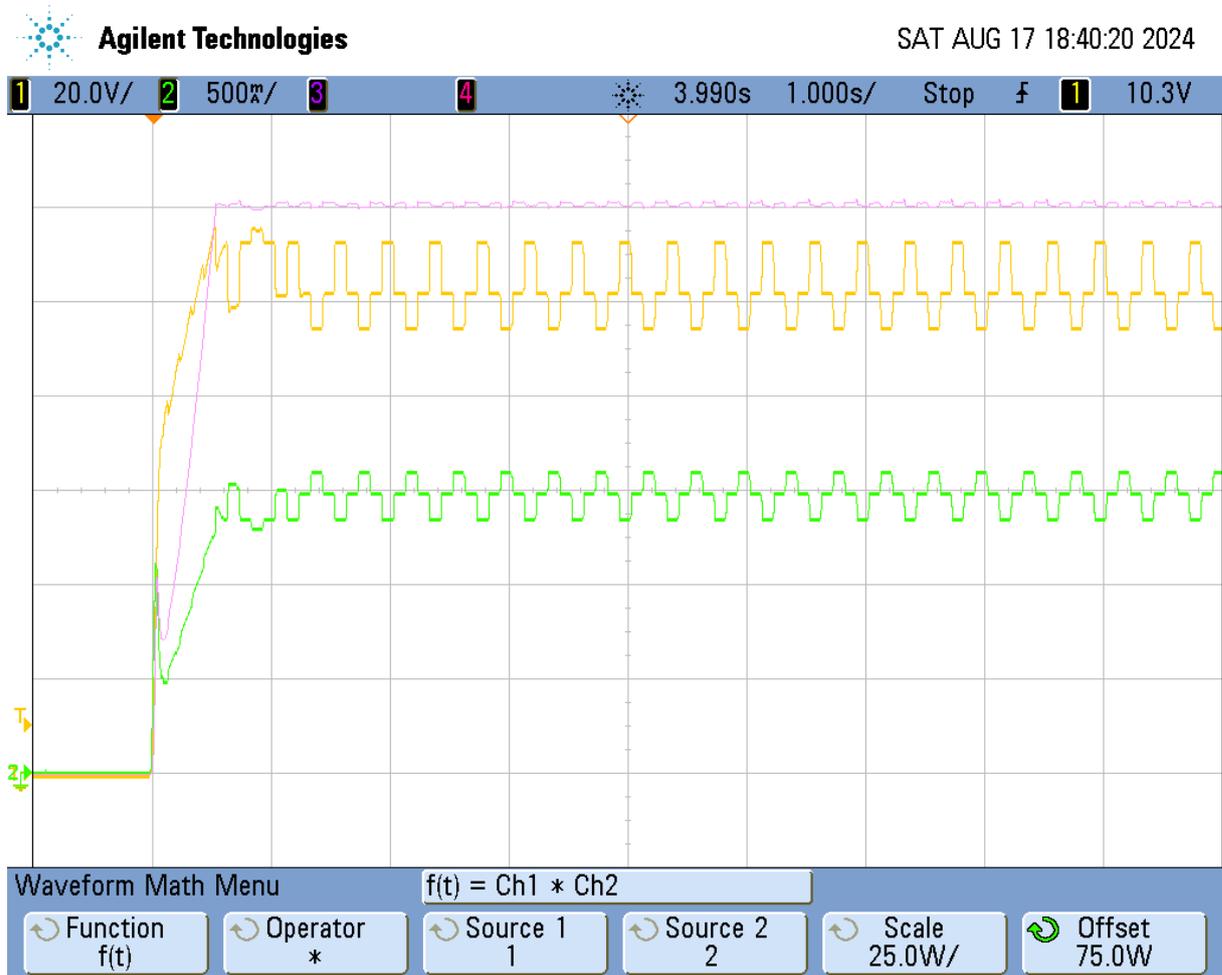
Figura 5.15 – Circuito equivalente que representa um módulo fotovoltaico com potência máxima de 155 W no MPP.



Fonte: elaborado pelo autor.

A Figura 5.16 apresenta os resultados referente o rastreamento de máxima potência, realizado com uma frequência de atualização da razão cíclica de 10 Hz e um passo de incremento/decremento de razão cíclica de 5%. A escolha de um passo de cálculo mais elevado e uma frequência de atualização mais baixa visa proporcionar um resultado mais nítido, permitindo uma observação clara da evolução das grandezas fotografada durante o rastreamento.

Figura 5.16 – Tensão, corrente e potência resultante do rastreamento com frequência de 10 Hz e passo de incremento/decremento da razão cíclica de 5%. Escalas: tensão (amarelo) – 20V/div; corrente (verde) - 0,5 A/div; potência (roxo) - 25 W/div.



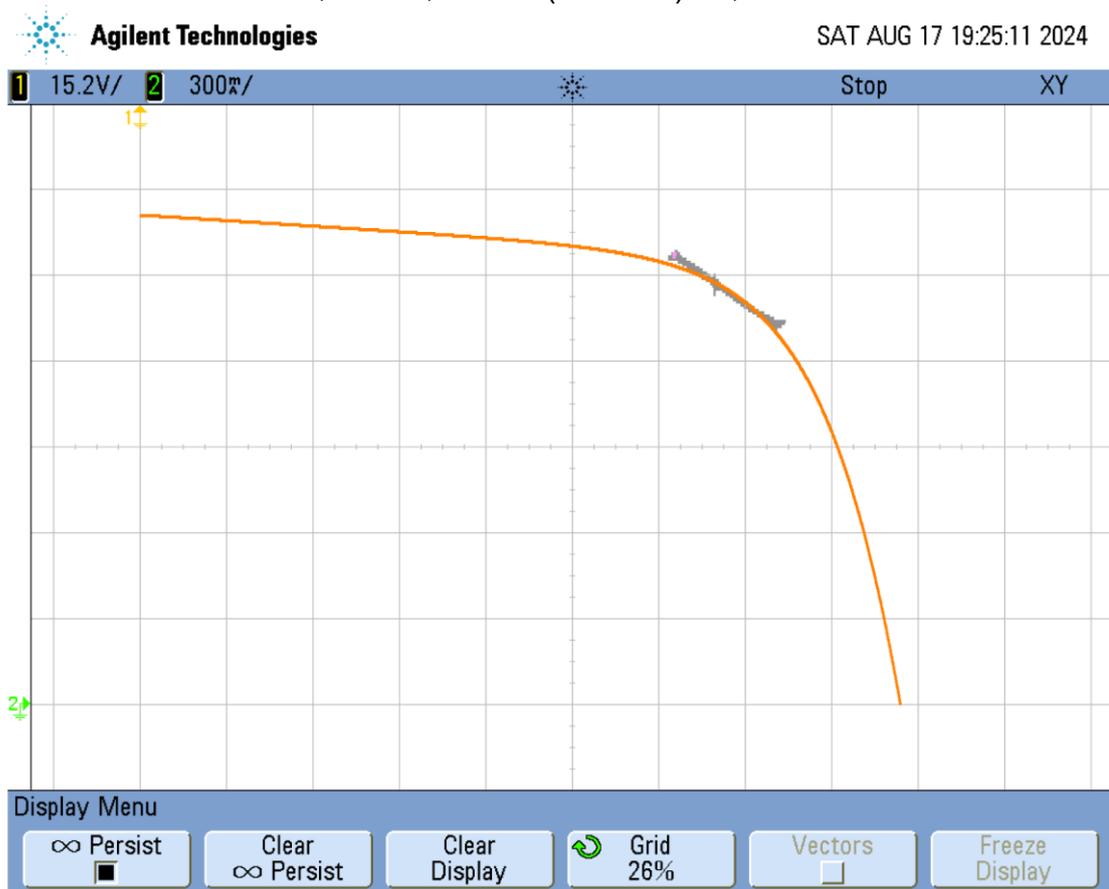
Fonte: elaborado pelo autor.

A estabilização da tensão V_{PV} em torno de 103,5 V demonstra que o protótipo conseguiu emular uma resistência de 69 Ω em seus terminais. As variações das grandezas no entorno do MPP são inerentes ao método de perturba e observa, e dependem, sobretudo, do valor utilizado como passo de incremento/decremento da razão cíclica.

A Figura 5.17 ilustra a curva I-V teórica do arranjo fotovoltaico emulado, sob a qual está grafada a trajetória do ponto de operação do sistema durante o rastreamento. A obtenção dessa trajetória foi feita com o osciloscópio no modo X-Y (tensão, corrente). Conforme demonstrado, trajetória do ponto de operação praticamente coincide com a curva I-V teórica, na região do ponto de máxima potência, validando a eficácia do rastreamento. Destaca-se que a trajetória é linear porque sua

evolução é ditada pelo circuito equivalente que representa o arranjo fotovoltaico no MPP, e não pelo módulo fotovoltaico propriamente dito.

Figura 5.17 – Curva I-V teórica referente ao módulo utilizado e trajetória experimental do ponto de máxima potência com frequência de 10 Hz e passo de incremento/decremento da razão cíclica de 5%. Escalas: eixo X (tensão) - 15,2 V/div; Eixo Y (corrente) - 0,3 A/div.



Fonte: elaborado pelo autor.

Para demonstrar a efetividade da busca pelo MPP pelo algoritmo proposto, apresenta-se, na Figura 5.18, resultados adicionais considerando-se uma maior frequência de atualização da razão cíclica, 100 Hz, com um menor passo de incremento/decremento, 0,5%.

Novamente, verifica-se que a tensão fotogerada convergiu para o valor de máxima potência, 103,5 V, conforme ilustrado na Figura 5.18. Destaca-se aqui que a maior frequência de atualização garantir maior rapidez na busca pelo MPP, enquanto o menor passo de incremento/decremento da razão cíclica reduz as oscilações nos entornos do MPP em regime permanente.

Figura 5.18 – Tensão, corrente e potência resultante do rastreamento com frequência de 100 Hz e passo de incremento/decremento da razão cíclica de 0,5%. Escalas: tensão (amarelo) – 20V/div; corrente (verde) - 0,5 A/div; potência (roxo) - 25 W/div.

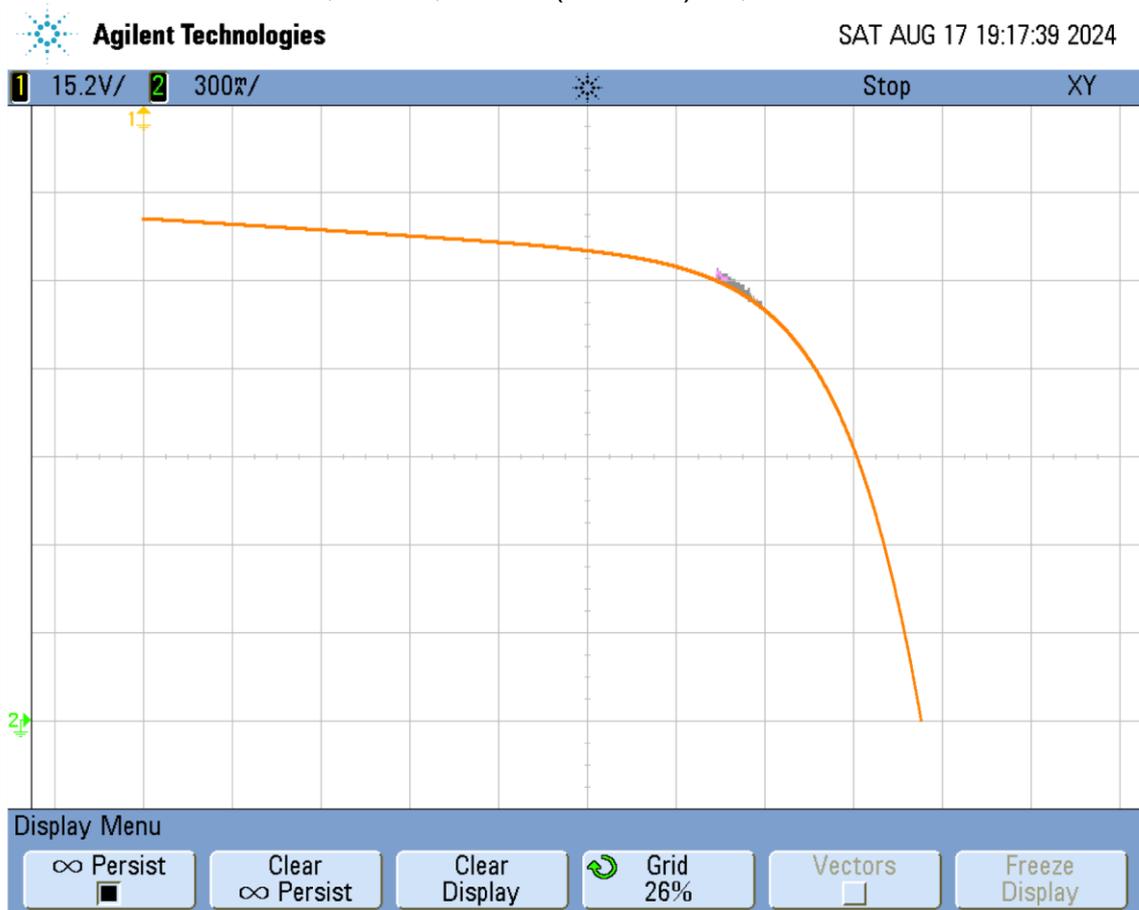


Fonte: elaborado pelo autor.

Complementarmente, a Figura 5.19 também ilustra a curva I-V teórica do arranjo fotovoltaico emulado, sob a qual está grafada a trajetória do ponto de operação do sistema durante o rastreamento. Conforme demonstrado, trajetória experimental do ponto de operação torna-se menor com a redução do passo de incremento/decremento da razão cíclica. Essa condição é reflexo da redução da amplitude das oscilações nos entornos do ponto de máxima potência.

Vale destacar que, embora os resultados dos rastreamentos realizados com ambas as frequências e ambos os passos de incremento/decremento da razão cíclica tenham demonstrado efetividade, resultados superiores foram obtidos no segundo caso. Todavia, cabe a ressalva de que elevar demasiadamente a frequência pode tornar o rastreamento instável e ruidoso, enquanto reduzir demasiadamente o passo de incremento /decremento pode prejudicar a dinâmica de rastreamento, tornando a busca pelo MPP demasiadamente lenta.

Figura 5.19 – Curva I-V teórica referente ao módulo utilizado e trajetória experimental do ponto de máxima potência com frequência de 10 Hz e passo de incremento/decremento da razão cíclica de 5%. Escalas: eixo X (tensão) - 15,2 V/div; Eixo Y (corrente) - 0,3 A/div.

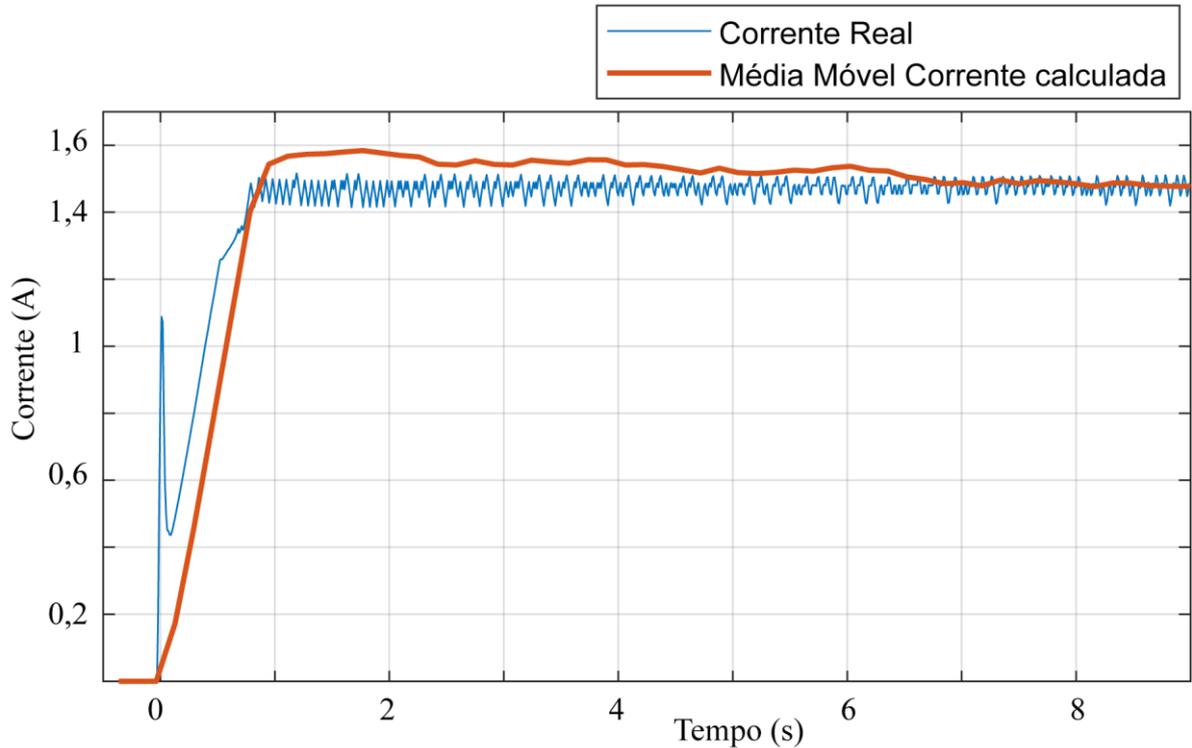


Fonte: elaborado pelo autor.

5.4.2 Corrente estimada *versus* corrente real

Com base no circuito da Figura 5.20, considerando uma frequência de atualização da razão cíclica de 100 Hz e um passo incremento/decremento da razão cíclica de 0,5%, obteve-se o gráfico da corrente fotogerada experimental, comparada com o valor estimado Figura 5.20. O resultado apresentado revela que o erro de estimativa da corrente é reduzido, como esperado, possibilitando que o rastreamento seja realizado com efetividade. Mais uma vez, é importante enfatizar que o erro no valor da estimativa da corrente fotogerada tem impacto reduzido na efetividade do rastreamento, pois é o sinal da variação da potência, e não seu valor absoluto, que determinação a direção da busca pelo MPP.

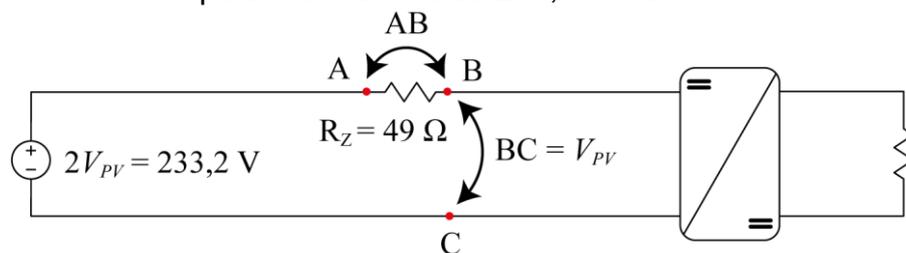
Figura 5.20 – Corrente real *versus* corrente com frequência de 100 Hz, passo de incremento/decremento da razão cíclica de 0,5% e potência máxima de 155 W.



Fonte: elaborado pelo autor.

A comparação entre a corrente real e seu valor estimado também foi realizada considerando um ponto de operação distinto. Para tanto, foi construído e testado em laboratório outro circuito equivalente, capaz de representar o gerador fotovoltaico num ponto de máxima potência diferente do anterior. Este circuito, ilustrado na Figura 5.21, é composto por uma fonte de tensão de 233,2 V em série com uma resistência de 49 Ω , e é caracterizado por aplicar à entrada do conversor, no MPP, uma tensão de 116,6 V, uma corrente de 2,38 A e uma potência de 277,6 W.

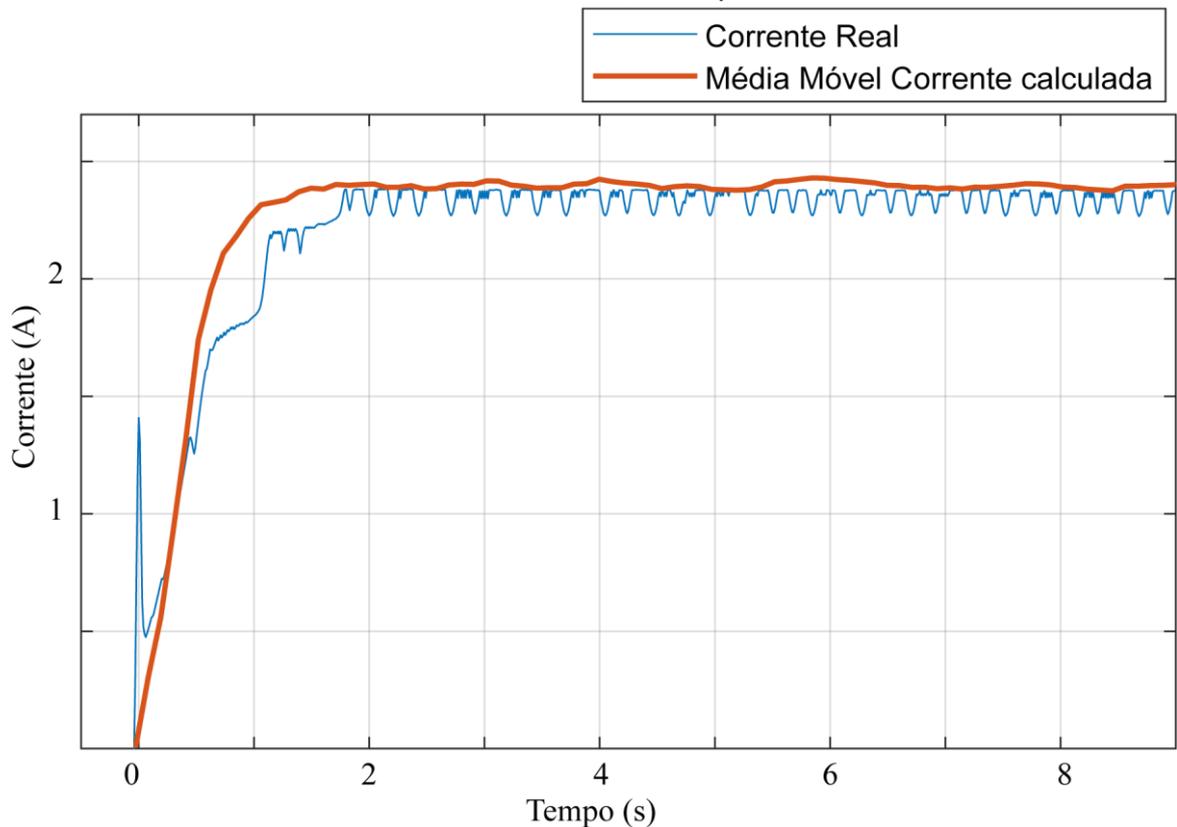
Figura 5.21 – Circuito equivalente que representa um módulo fotovoltaico com potência máxima de 277,6 W no MPP.



Fonte: elaborado pelo autor.

Considerando uma frequência de atualização da razão cíclica de 100 Hz e um passo de incremento/decremento de razão cíclica de 0,5%, obteve o resultado apresentado na Figura 5.22. Conforme pode ser observado, o erro na estimativa do corrente é reduzido e tem impacto insignificante na efetividade do rastreamento do ponto de máxima potência.

Figura 5.22 – Corrente real *versus* corrente com frequência de 100 Hz, passo de incremento/decremento da razão cíclica de 0,5% e potência máxima de 277,6 W.



Fonte: elaborado pelo autor.

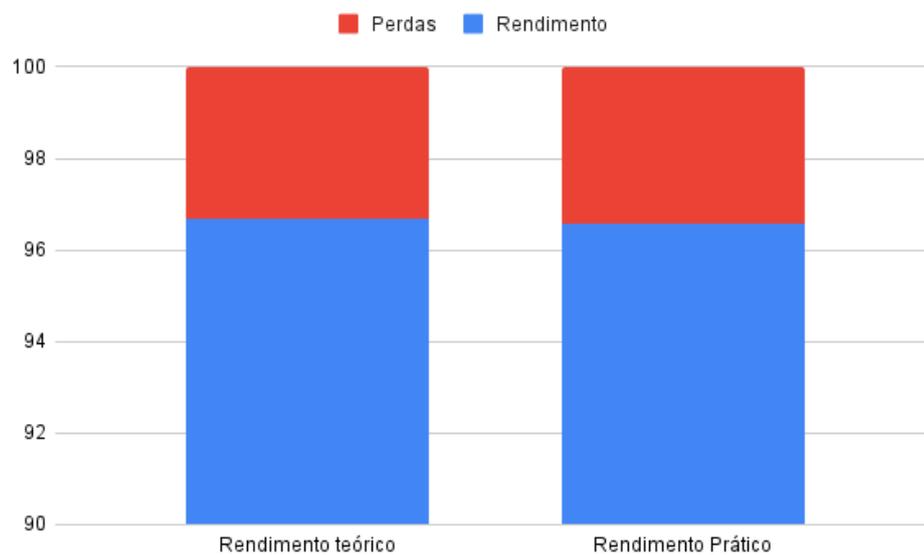
5.5 CONCLUSÃO DO CAPÍTULO

Este capítulo teve como objetivo apresentar os resultados experimentais obtidos durante os ensaios práticos do conversor Boost MDC como MPPT.

Resultados em malha aberta permitiram avaliar formas de onda internas do conversor, explorando-se as nuances da operação em modo descontínuo e as curvas de eficiência, inclusive a eficiência ponderada CEC, que se estabeleceu na casa de 98,5%, para diferentes níveis de tensão de entrada. Vale destacar que a eficiência do conversor em condições nominais foi superior, por volta de 96,56%.

Esse valor experimental de eficiência foi previsto em teoria, a partir do cálculo da estimativa de perdas do conversor. Enquanto a eficiência teórica estimado, em potência nominal, foi de 96,69%, o valor experimentalmente obtido foi de 96,56%, resultando em uma diferença de aproximadamente 0,122%. A Figura 5.23 ilustra de maneira comparativa o gráfico do rendimento prático em relação ao rendimento teórico.

Figura 5.23 – Resultados práticos e teóricos referente à operação do conversor Boost MDC em condições nominais.



Fonte: elaborado pelo autor.

Por fim, destaca-se que os resultados para validar a operação do conversor como MPPT foram satisfatórios, demonstrando que a metodologias adotada para supressão do sensor de corrente e estimativa da corrente fotogerada resulta em um conversor com elevado rendimento e adequado a ser empregado como MPPT em sistemas de baixa potência, em que peso e volume tendem a ser fatores limitantes.

6 CONCLUSÃO

Nesta dissertação de mestrado foi proposto um sistema de rastreamento de máxima potência que utiliza conversores no modo de condução descontínua, juntamente com um algoritmo de rastreamento de máxima potência que dispensa a necessidade de um sensor de corrente. O objetivo desta proposição consiste na redução do peso e do volume do sistema de rastreamento, sem comprometer eficiência, ao mesmo tempo em que aprimora a robustez.

Os resultados obtidos demonstraram que a viabilidade da proposta se sustenta, com o conversor operando de forma satisfatória em toda a faixa de variação de potência e tensão. O rendimento se manteve alto, acima de 96%, em toda a faixa de operação.

A principal desvantagem observada nesta topologia foi o valor eficaz de corrente mais elevado, o que contribui para maiores perdas de condução. Esse fato, no entanto, pode ser contornado limitando o conversor proposto a aplicações de baixa potência, inferiores a 500 W.

Uma das maiores vantagens deste método é sua robustez em relação a erros associados a resistências parasitas, leituras imprecisas de sensores, perdas na parte de potência do conversor e variações nos valores de indutância que possam diferir do real.

A fim de obter uma análise mais abrangente em comparação com as perdas da topologia proposta, também foi realizado o dimensionamento de um conversor em modo de condução contínuo com as mesmas especificações de entrada e saída. Foi possível observar que:

- ❖ As perdas no enrolamento, caracterizadas pela perda ôhmica, são mais elevadas no conversor em modo de condução contínua, uma vez que este é maior e possui uma maior quantidade de condutores.
- ❖ Em relação às perdas por comutação na chave, o modo contínuo teve perdas maiores. Isso se deve ao fato de as perdas no estado ON no modo descontínuo serem muito reduzidas, uma vez que a corrente é inexistente ou muito baixa.
- ❖ Como mencionado anteriormente, as perdas no núcleo foram significativas, resultando no pior desempenho do conversor proposto.
- ❖ As perdas por condução na chave também foram mais significativas, devido ao fato já mencionado do valor mais elevado de corrente eficaz.

- ❖ No diodo e capacitor, não houve uma diferença significativa, mas o conversor em modo descontinuo apresentou um pouco mais de perdas, o que pode ser explicado pelo valor mais elevado de corrente eficaz.
- ❖ O conversor em modo contínuo alcançou uma eficiência de 97,323%, enquanto o conversor em modo descontinuo registrou um rendimento de 96,564%, ambos em potência nominal.

No entanto, o rendimento do conversor em modo de condução descontinua não se distanciou do conversor em modo contínuo equivalente, o que mostra que o método é eficaz e eficiente, tornando-o uma excelente opção para aplicações em sistemas fotovoltaicos.

O rendimento prático da topologia desenvolvida foi de 96,564% na potência nominal, enquanto o rendimento teórico foi estimado em 96,686%, resultando em uma diferença de aproximadamente 0,122%.

Foi observado um comportamento oscilatório no rendimento do conversor, diretamente associado às interações entre capacitores parasitas e o indutor do Boost. Devido às variações na razão cíclica, o conversor opera com diferentes níveis de corrente ao se ligar o interruptor. A ressonância causada pelas interações entre capacitores parasitas e o indutor resulta em uma corrente oscilatória no modo descontinuo, causando uma perda adicional de potência. Mesmo com essas oscilações, o rendimento do conversor operando na potência nominal foi de 96,564%.

Esse comportamento oscilatório já foi mencionado anteriormente por M.H. Taghvaei e colaboradores [8]. Eles descreveram sua alta complexidade, observando que a corrente apresenta muitas componentes harmônicas, resultando em uma ondulação de entrada significativa e problemas consideráveis de ruído. Conseqüentemente, concluíram que, essa topologia se torna mais cara e complexa. No entanto, o rendimento prático da topologia desenvolvida foi superior a 96% para todo o período de operação. Além disso, foi realizado o Protocolo de Teste da California Energy Commission (CEC), que estabelece que o conversor deve ter um rendimento de aproximadamente 95%.

É importante ressaltar que o protótipo foi montado utilizando componentes disponíveis no laboratório. Embora seja possível construir o protótipo com materiais de maior qualidade e com tecnologias mais eficientes, é crucial entender que o objetivo principal do protótipo construído é demonstrar o funcionamento do sistema.

Concluo destacando que todos os objetivos propostos foram plenamente alcançados. O protótipo não apenas demonstrou um desempenho eficiente, mas também revelou-se uma alternativa com um alto potencial. Com base nos resultados obtidos, a inovação proposta mostra-se promissora para aplicações no hardware de sistemas fotovoltaicos de satélites. Isso se deve não apenas à robustez do sistema, mas também à significativa redução de volume e peso que oferece.

REFERÊNCIAS

- [1] M. S. Nunes, *O Brasil no Acordo de Paris sobre mudanças climáticas: Energia • Decolonialidade • Decrescimento*. Editora Dialética, 2022.
- [2] ROBERTO FRANCISCO COELHO, “ESTUDO DOS CONVERSORES BUCK E BOOST APLICADOS AO RASTREAMENTO DE MÁXIMA POTÊNCIA DE SISTEMAS OLARES FOTOVOLTAICOS”, Dissertação, Universidade Federal de Santa Catarina -UFSC, Florianópolis, 2008.
- [3] R. A. Messenger, *Engenharia de Sistemas Fotovoltaicos*. doi: 10.1201/9781315218397.
- [4] R. Gules, J. D. P. Pacheco, Hé. L. Hey, e J. Imhoff, “A Maximum Power Point Tracking System With Parallel Connection for PV Stand-Alone Applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no 7, p. 2674–2683, jul. 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.924033.
- [5] D. P. Hohm e M. E. Ropp, “Comparative study of maximum power point tracking algorithms”, *Prog. Photovolt. Res. Appl.*, vol. 11, no 1, p. 47–62, 2003, doi: 10.1002/pip.459.
- [6] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hoshino, e M. Osakada, “Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions”, *IEE Proc. - Gener. Transm. Distrib.*, vol. 142, no 1, p. 59–64, jan. 1995, doi: 10.1049/ip-gtd:19951577.
- [7] S. M. R. Kazmi, H. Goto, H.-J. Guo, e O. Ichinokura, “Review and critical analysis of the research papers published till date on maximum power point tracking in wind energy conversion system”, em *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, set. 2010, p. 4075–4082. doi: 10.1109/ECCE.2010.5617747.
- [8] M. H. Taghvaei, M. A. M. Radzi, S. M. Moosavain, H. Hizam, e M. Hamiruce Marhaban, “A current and future study on non-isolated DC–DC converters for photovoltaic applications”, *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 17, p. 216–227, jan. 2013, doi: 10.1016/j.rser.2012.09.023.
- [9] M. E. Basoglu e B. Çakir, “Hardware based comparison of buck-boost converter topologies in MPPT systems”, em *2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, nov. 2015, p. 1109–1112. doi: 10.1109/ELECO.2015.7394617.
- [10] H. Jun Byeon e W. Cheol Lee, “Improvement of Discontinuous Current Waveform in Photovoltaic System Using Coupled Inductor”, em *2021 24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, out. 2021, p. 188–191. doi: 10.23919/ICEMS52562.2021.9634538.
- [11] P. Bharadwaj e V. John, “Direct duty ratio controlled MPPT algorithm for boost converter in continuous and discontinuous modes of operation”, em *2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, dez. 2014, p. 1–6. doi: 10.1109/IICPE.2014.7115801.

- [12] Y. Geng, D. Mandal, B. Bakaloglu, e S. Kiaei, “Multi-Input Single-Inductor DCM Boost Converter with Dual-Loop MPPT Control for Multi-Junction PV Energy Harvesting”, em 2021 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), jun. 2021, p. 2662–2666. doi: 10.1109/APEC42165.2021.9487231.
- [13] L. Zhang, W. G. Hurley, e W. H. Wölfle, “A New Approach to Achieve Maximum Power Point Tracking for PV System With a Variable Inductor”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no 4, p. 1031–1037, abr. 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2089644.
- [14] “Conversor Buck de quarta ordem para aplicações de rastreamento de pontos de potência máxima | Periódicos e Revistas IEEE | Explorar IEEE”. Acesso em: 11 de abril de 2024. [Online]. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/5751233>
- [15] J. W. Zanotti, “Rastreador de máxima potência para sistemas fotovoltaicos utilizando o método da impedância característica de conversores estáticos”.
- [16] I. Barbi, CORREÇÃO ATIVA DO FATOR DE POTÊNCIA – RETIFICADORES MONOFÁSICOS OPERANDO EM CONDUÇÃO DESCONTINUA. 2015.
- [17] “Denizar Cruz Martins, Ivo Barbi - Eletrônica de Potência - Conversores CC-CC Básicos Não Isolados-Edição Dos Autores (2006) PDF | PDF”, Scribd. Acesso em: 11 de abril de 2024. [Online]. Disponível em: <https://www.scribd.com/doc/219790022/Conversores-CC-CC-Basicos-Nao-Isolados-Ivo-Barbi>
- [18] Denizar Cruz Martins, Transistores de Potência, vol. v. 1. em Eletrônica de Potência, vol. v. 1. Edição do Autor, 2018.
- [19] “Livro – Projetos de Fontes Chaveadas – Ivo Barbi”. Acesso em: 11 de abril de 2024. [Online]. Disponível em: <https://ivobarbi.com.br/livro-projetos-de-fontes-chaveadas/>
- [20] W. G. Hurley e W. H. Wölfle, Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications, 1o ed. Wiley, 2013. doi: 10.1002/9781118544648.
- [21] “As 7 principais Técnicas de MPPT”, Blog Eletrônica de Potência. Acesso em: 11 de abril de 2024. [Online]. Disponível em: <https://eletronicadepotencia.com/as-7-principais-tecnicas-de-mppt/>
- [22] E. N. F. Ltd, “painéis de filme fino de 150WP”. Acesso em: 11 de abril de 2024. [Online]. Disponível em: <https://www.ensolar.com/pv/panel-datasheet/crystalline/59139>
- [23] “CEC Inverter Test Protocol”, PV Performance Modeling Collaborative (PVPMC). Acesso em: 17 de abril de 2024. [Online]. Disponível em: <https://pvpmc.sandia.gov/modeling-guide/dc-to-ac-conversion/cec-inverter-test-protocol/>

- [24] X. Huang, W. Du, W. Yuan, J. Zhang and Z. Qian, "A high efficiency Flyback converter with new active clamp technique," 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Palm Springs, CA, USA, 2010, pp. 823-828, doi: 10.1109/APEC.2010.5433574. keywords: {Clamps;Switches;Circuits;Inductance;Power transformers;Parasitic capacitance;Steady-state;Prototypes;Switching converters;Lighting control},
- [25] M. A. Rezaei, K. -J. Lee and A. Q. Huang, "A High-Efficiency Flyback Micro-inverter With a New Adaptive Snubber for Photovoltaic Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 1, pp. 318-327, Jan. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2407405.
keywords: {Clamps;Snubbers;Switches;Switching circuits;Capacitors;Inverters;Flyback;High Efficiency;Micro-Inverter;Snubber;Flyback;high efficiency;micro-inverter;snubber},
- [26] LI, Yajun et al. "High efficiency and low electromagnetic interference boost DC–DC converter". Journal of Semiconductors, v. 35, n. 4, p. 045002, 2014, doi:10.1088/1674-4926/35/4/045002. Disponível em: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1674-4926/35/4/045002/meta>
- [27] COELHO, Roberto Francisco; SCHMITZ, Lenon; MARTINS, Denizar Cruz. ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA: GERAÇÃO, CONVERSÃO E APLICAÇÕES: energia solar fotovoltaica. Florianópolis – Sc: Dos Autores, 2022. 260 p.

APÊNDICE A – PROJETO DO CONVERSOR BOOST EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUO

O projeto do conversor Boost em modo de condução contínua será apresentado com base nos parâmetros de projeto do conversor Boost em modo de condução descontínua. Além disso, serão abordadas suas perdas e rendimento teórico, a fim de avaliar o desempenho do conversor no modo de condução descontínua em relação a um conversor contínuo equivalente. O objetivo é esclarecer dúvidas sobre as perdas em ambos os modos de operação.

A.1 DIMENSIONAMENTO

A Tabela 6.A.1 esclarece as especificações de projeto do conversor Boost em modo de condução contínuo. Com base nessas especificações, será possível calcular cada componente do conversor, assim como seus valores máximos e mínimos de limite de trabalho.

Tabela 5.A.1 – Parâmetros de projeto para o modo de condução contínuo.

Especificações de Projeto	
Potência de Saída	300 W
Tensão de Saída	400 V
Tensão de Entrada	125,4 V
Frequência de Comutação	100 KHz
Ondulação de Tensão na Saída	1%

Fonte: elaborado pelo autor.

A.2 INDUTOR

Para o projeto do indutor do conversor Boost (L) no modo de condução contínuo, é utilizado a equação a seguir, no qual I_{PV} e a corrente do módulo fotovoltaico, Δ_I e a variação de corrente.

$$L = \frac{D \cdot V_{in}}{I_{PV} \cdot f_s \cdot \Delta_i} = 7,174 \text{ mH} \quad (56)$$

O valor da resistência de carga (R_O) adotada foi de 519 ohms, o qual é referente ao valor obtido na parte de projetos. Para calcular a razão cíclica no modo de condução crítico, foi utilizado a seguinte equação:

$$D = 1 - \frac{V_{in}}{V_O} = 0,6865 . \quad (57)$$

A.3 CAPACITOR

A função do capacitor de saída do conversor Boost no modo de condução contínua consiste em manter a tensão de saída em níveis adequados de trabalho. Para controlar a ondulação da tensão dentro dos limites pré-regulados, ou seja, dentro da faixa de tensão da margem (ΔV_{out}).

$$C_O = \frac{D \cdot I_O}{f_S \cdot \Delta V_{out}} = 1,287 \mu\text{F} \quad (58)$$

A.4 PERDAS NO MOSFET

Para calcular a perda proveniente da passagem da corrente elétrica através do semicondutor MOSFET, é fundamental determinar o valor da corrente eficaz que passa pelo componente. O valor da corrente eficaz que flui através da chave MOSFET ($I_{S.ef}$), no qual $I_{M.PV}$ e a máxima corrente de entrada, $I_{m.PV}$ e a corrente mínima de entrada.

$$I_{S.ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{T_C} \left(\frac{(I_{M.PV} - I_{m.PV})T}{T_C} + I_{m.PV} \right)^2 dt} = 1,99 \text{ A} \quad (59)$$

Uma vez calculada a corrente eficaz, para determinar a perda por condução no MOSFET ($P_{S.condução}$), basta utilizar a Equação 60, que consiste na multiplicação da resistência do semicondutor pelo quadrado da corrente eficaz.

$$P_{S.condução} = R_{50^\circ} \cdot (I_{S.ef})^2 = 1,881 \text{ W} \quad (60)$$

Para simplificar os cálculos as perdas por comutação durante o estado "ON" no modo de condução contínua serão calculadas por médias. A Equação 61, representa a tensão média no estado ON ($V_{Med.on}$).

$$V_{Med.on} = \frac{V_{in} + \frac{V_{in}}{2}}{2} = 94,05 \text{ V} \quad (61)$$

A Equação 62, representa a corrente média no estado ON ($I_{Med.on}$).

$$I_{Med.on} = \frac{I_{m.IP} + \frac{I_{m.IP}}{2}}{2} = 1,755 \text{ A} \quad (62)$$

As perdas por comutação ao ligar o MOSFET em modo de condução contínua ($P_{Med.on}$) é descida pela equação a seguir:

$$P_{med.on} = V_{Med.on} \cdot I_{Med.on} \cdot \frac{T_R}{T_S} = 0,371 \text{ W} . \quad (63)$$

Assim como nas perdas ao ligar a chave "ON", as perdas ao desligar a chave "OFF" são calculadas por médias, a fim de simplificar as equações. A tensão média no estado OFF ($V_{Med.off}$).

$$V_{Med.off} = \frac{V_{in} + \frac{V_{in}}{2}}{2} = 94,05 \text{ V} \quad (64)$$

A Equação 65, representa a corrente média no estado OFF ($I_{Med.off}$).

$$I_{Med.off} = \frac{I_{m.IP} + \frac{I_{m.IP}}{2}}{2} = 1,845 \text{ A} \quad (65)$$

As perdas por comutação OFF em modo de condução contínua ($P_{Med.off}$) são descritas na seguinte equação:

$$P_{Med.off} = V_{Med.off} \cdot I_{Med.off} \cdot \frac{T_R}{T_S} = 0,39 \text{ W} . \quad (66)$$

Para calcular as perdas por comutação na chave MOSFET no conversor Boost no modo de condução contínua ($P_{S.Comutação}$), basta somar as perdas em "ON" e "OFF", representadas pelas Equações 65 e 66, respectivamente.

$$P_{S.Comutação} = P_{Med.on} + P_{Med.off} = 0,762 \text{ W} \quad (67)$$

A.5 PERDAS NO DIODO

O valor da resistência série interna foi calculado considerando a faixa de operação do diodo no conversor proposto. Foram estipulados dois pontos de corrente, I_{f1} e I_{f2} , que correspondem a dois pontos de tensão, V_{f1} e V_{f2} . O cálculo da

resistência série interna (R_d) é representado pela Equação 68, enquanto a tensão direta (V_{TO}) é descrita pela Equação 69.

$$R_d = \frac{0,91 - 0,9}{I_{M.PV} - I_{m.PV}} = 0,083 \Omega \quad (68)$$

$$V_{TO} = \frac{0,9 \cdot I_{M.PV} - 0,91 \cdot I_{m.PV}}{I_{M.PV} - I_{m.PV}} = 0,705 \text{ V} \quad (69)$$

A perda por condução no diodo ($I_{D.ef}$) do conversor Boost em modo de condução contínua é determinada pelo cálculo da corrente eficaz que passa pelo diodo, multiplicada pela sua resistência interna. A Equação 70 representa o cálculo da corrente eficaz do diodo.

$$I_{D.ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{T_O} \left(\frac{I_{M.PV} - I_{m.PV}}{T_O} \cdot T + I_{m.PV} \right)^2 dt} = 1,341 \text{ A} \quad (70)$$

Para calcular todas as perdas no diodo (P_{Diodo}) do conversor contínuo equivalente, que leva em consideração as características reais do componente.

$$P_{Diodo} = V_{TO} \cdot I_{D.med} + R_D \cdot I_{D.ef}^2 = 0,678 \text{ W} \quad (71)$$

A.6 PERDAS NO CAPACITOR

A resistência interna do capacitor é fornecida pelo fabricante, sendo o valor de 0,3 ohms. Para calcular a potência perdida no capacitor de saída, é necessário, primeiramente, determinar o valor da corrente eficaz que flui através do capacitor de saída. Para simplificar o cálculo, a corrente eficaz no diodo ($I_{C.A.ef}$) será calculada em duas partes, e a Equação 73 representa esse cálculo da corrente eficaz na parte "A".

$$X_C = \frac{\left(\left(- (I_{m.PV} + I_O) \right) + I_{M.PV} + I_O \right) \cdot T}{T_S - T_S \cdot D} + I_{m.PV} + I_O \quad (72)$$

$$I_{C.A.ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{T_S - T_S \cdot D} (X_C)^2 dt} = 0,922 \text{ A} \quad (73)$$

A segunda parte do cálculo é representada pela Equação 74, a qual descreve o comportamento da corrente eficaz na parte B ($I_{C.B.ef}$).

$$I_{C.B.ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{T_S \cdot D} (I_O)^2 dt} = 0,622 \text{ A} \quad (74)$$

A partir das duas equações levantadas, torna-se mais fácil construir a equação que descreve a corrente eficaz que flui através do capacitor de saída ($I_{C.O.ef}$).

$$I_{CO.ef} = I_{C.A.ef} + I_{C.A.ef} = 1,112 \text{ A} \quad (75)$$

Para calcular a potência perdida no capacitor de saída ($P_{C.O}$), basta aplicar a Equação 76.

$$P_{CO} = 0,3 \cdot (I_{CO.ef})^2 = 0,371 \text{ W} \quad (76)$$

A.7 PERDA NO INDUTOR

Como já destacado as perdas inerentes ao indutor podem ser categorizadas como perdas ôhmicas e perdas magnéticas (perdas no núcleo ferromagnético). Para calcular as perdas ôhmicas é necessário equacionar a corrente eficaz que flui através do indutor ($I_{L.ef}$), onde a mesma é representada pelas equações a seguir:

$$L_A = \int_0^{T_S - T_S \cdot D} \left(\left(\frac{I_{M.PV} - I_{m.PV}}{T_S - T_S \cdot D} \right) \cdot T + I_{m.PV} \right)^2 dt, \quad (77)$$

$$L_B = \int_0^{T_S \cdot D} \left(\left(\frac{I_{M.PV} - I_{m.PV}}{T_S \cdot D} \right) \cdot T + I_{m.PV} \right)^2 dt, \quad (78)$$

$$I_{L.ef} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \cdot (L_A + L_B)} = 2,4 \text{ A} . \quad (79)$$

Logo, a perda de potência na parte ôhmica ($P_{L.\Omega}$).

$$P_{L.\Omega} = 0,753 \cdot (I_{L.ef})^2 = 4,338 \text{ W} \quad (80)$$

As perdas magnéticas ($P_{L.ferro}$) podem ser calculadas através:

$$P_{L.ferro} = V_E \cdot K_C \cdot f_S^\alpha \left(\frac{\Delta_B}{2} \right)^\beta = 461,9 \mu\text{W}, \quad (81)$$

no qual $V_E = 0,000008174 \text{ m}^3$, $K_C = 16,9$, $\alpha = 1,25$, $\beta = 2,25$.

A função que define a ondulação de densidade de fluxo (Δ_B) é dada pela Equação 82.

$$\Delta_B = \frac{V_{in} \cdot D_{dc}}{f_s \cdot N_U \cdot A_E} = 0,00363 \text{ T} \quad (82)$$

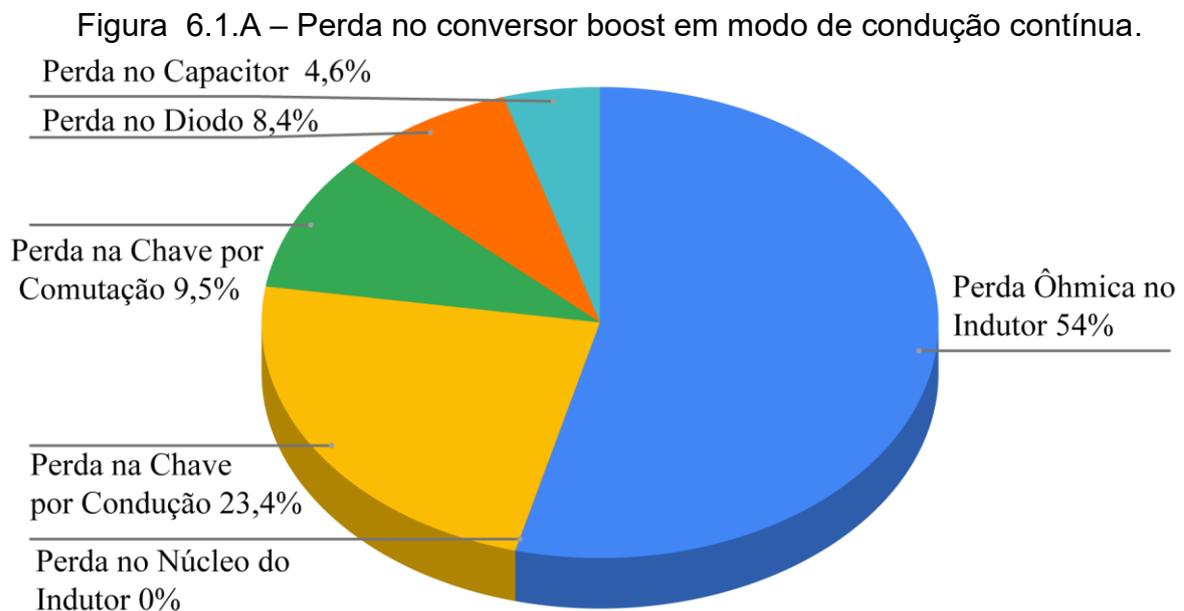
no qual $N_U = 670$, $A_E = 0,000354 \text{ m}^2$.

A.8 RENDIMENTO TEÓRICO

Com base nas perdas apresentadas pelos componentes, o rendimento teórico do conversor será calculado. A seguinte equação representa a soma das perdas provenientes dos componentes: Chave, diodo, indutor e capacitor.

$$P_T = P_{L.\Omega} + P_{L.ferro} + P_{S.Condução} + P_{S.Comutação} + P_{Diodo} + P_{CO} = 8,032 \text{ W} \quad (83)$$

A Figura 6.1.A ilustra os percentuais de cada perda no conversor Boost em modo de condução contínua.



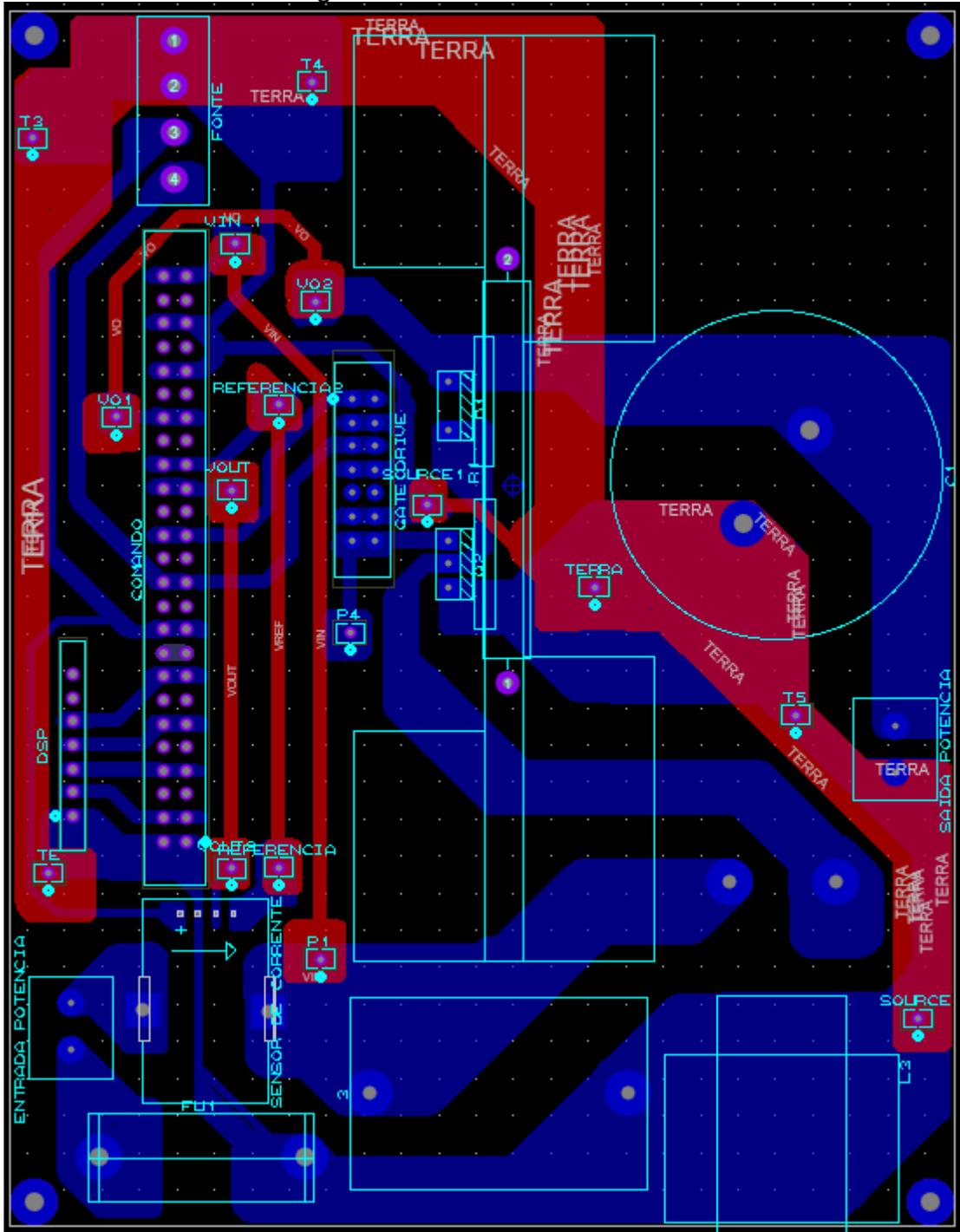
Fonte: elaborado pelo autor.

O rendimento do conversor é obtido por meio da Equação 84, a qual utiliza as perdas teóricas do conversor. O rendimento é calculado em relação à máxima potência de entrada, estipulada em 300 W.

$$\eta = \frac{300 \text{ W} - P_T}{300 \text{ W}} \cdot 100\% = 97,323\% \quad (84)$$

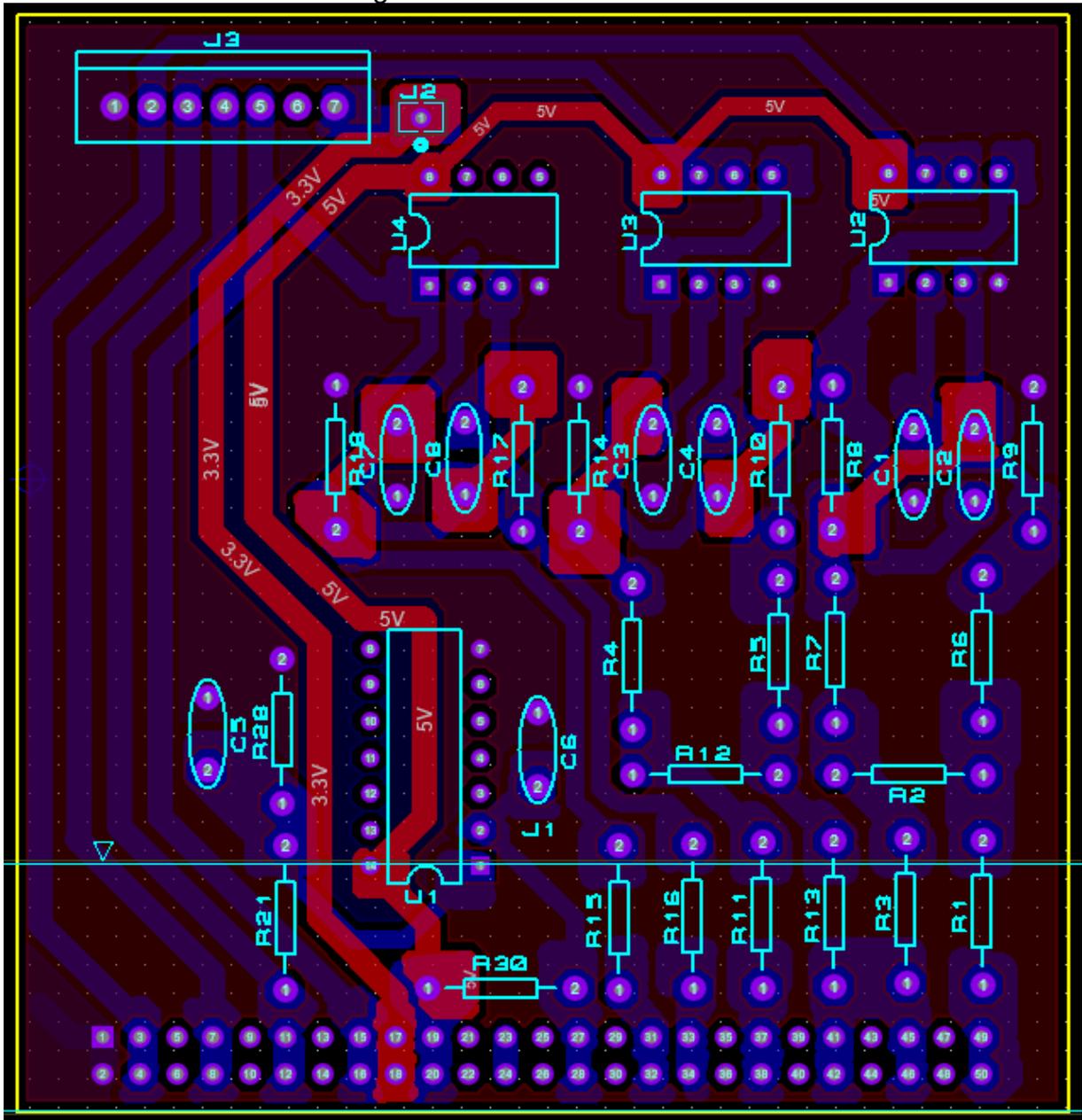
APÊNDICE B – PCB

Figura 6.2.B – PCB da Parte 1.



Fonte: elaborado pelo autor.

Figura 6.3.B – PCB da Parte 2.



Fonte: elaborado pelo autor.

APÊNDICE C – ALGORITMO DO BLOCO C NO PSIM

```

#include <Stdlib.h>
#include <String.h>
int g_nInputNodes=0;
int g_nOutputNodes=0;
int g_nStepCount=0;
//static double Vactual=125, Vo=400, Iactual=2.39, Datual=0.62, Patual=300,
Panterior=300, Vanterior=125, Ianterior=2.39, Danterior=0.625, deltaV, deltaP,
step=0.005, L=0.000148, fs=100000, lin=2.39;
static double Vactual = 0;
static double Vo = 0;
static double Iactual = 0;
static double Datual = 0.62;
static double Patual = 0;
static double Panterior = 0;
static double Vanterior = 0;
static double Ianterior = 0;
static double deltaV = 0.0;
static double deltaP = 0.0;
static double step=0.005;
static double L=0.000148;
static double fs=100000;
static double lin=2.39;
////////////////////////////////////
// FUNCTION: SimulationStep
// This function runs at every time step.
//double t: (read only) time
//double delt: (read only) time step as in Simulation control
//double *in: (read only) zero based array of input values. in[0] is the first node, in[1]
second input...
//double *out: (write only) zero based array of output values. out[0] is the first node,
out[1] second output...

```

```
//int *pnError: (write only) assign *pnError = 1; if there is an error and set the error
message in szErrorMsg
```

```
// strcpy(szErrorMsg, "Error message here...");
```

```
// DO NOT CHANGE THE NAME OR PARAMETERS OF THIS FUNCTION
```

```
void SimulationStep(
```

```
    double t, double delt, double *in, double *out,
```

```
    int *pnError, char * szErrorMsg,
```

```
    void ** reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void *
```

```
reserved_AppPtr)
```

```
{
```

```
    Vactual=in[0];
```

```
    Vo=in[1];
```

```
    Iactual = Datual * Datual * Vactual * Vo / ( 2 * L * fs * ( Vo - Vactual ) );
```

```
    Patual = Vactual * Iactual;
```

```
    deltaP = Patual - Panterior;
```

```
    deltaV = Vactual - Vanterior;
```

```
    if(deltaP>0)
```

```
    {
```

```
        if(deltaV>0)
```

```
            Datual = Datual - step;
```

```
        else
```

```
            Datual = Datual + step;
```

```
    }
```

```
    else
```

```
    {
```

```
        if(deltaV>0)
```

```
            Datual = Datual + step;
```

```
    else
```

```
        Datual = Datual - step;
```

```
    }
```

```
    if (Datual>1)
```

```
        Datual = 1;
```

```
    if (Datual<0)
```

```
Datual = 0;
```



```
// FUNCTION: SimulationEnd
// Termination function. This function runs once at the end of simulation
// For parameter sweep or AC sweep simulation, this function runs at the end of
each simulation cycle.
// Use this function to de-allocate any allocated memory or to save the result of
simulation in an alternate file.
// Ignore all parameters for C-block
// DO NOT CHANGE THE NAME OR PARAMETERS OF THIS FUNCTION
void SimulationEnd(const char szId, void * reserved_UserData, int
reserved_ThreadIndex, void * reserved_AppPtr)
{
}
```

APÊNDICE D – LÓGICA NO DSP

```

#include "DSP28x_Project.h"
#include "math.h"
float adc1 = 0;
float adc2 = 0;
#define MAX 0.686
#define FILTER_WINDOW_SIZE 800 // Tamanho da janela para média móvel
// Variáveis para filtro de média móvel
int buffer1[FILTER_WINDOW_SIZE] = {0};
int buffer2[FILTER_WINDOW_SIZE] = {0};
long int counter = 0;
float Danterior = 0;
float deltaD = 0;
float Vactual = 0;
float Vo = 0;
float Iactual = 0;
float Datual = 0.2;
float Patual = 0;
float Panterior = 0;
float Vanterior = 0;
float Ianterior = 0;
float deltaV = 0.0;
float deltaP = 0.0;
float Vdif = 10;
float step = 0.005;
float L = 0.00017266;
float fs = 100000;
float lin = 0;
// Variáveis para filtros de média móvel
float adc1_filtered = 0;
float adc2_filtered = 0;
float adc1_samples[FILTER_WINDOW_SIZE] = {0};
float adc2_samples[FILTER_WINDOW_SIZE] = {0};

```

```

////////////////////////////////////
//int filter_index = 0;
long int sum1 = 0;
long int sum2 = 0;
int index = 0;
////////////////////////////////////
// Protótipos de funções
void setup_GPIO(void);
void setup_ePWM(void);
void setup_ADC(void);
__interrupt void adc_isr(void);
void filter_isr(void);
void configureOutputPin(void);
// Variáveis globais
int interrupt_flag = 0;
int interrupt_flag2=0;
int main() {
    InitSysCtrl();
    InitEPwm1Gpio();
    DINT;
    InitPieCtrl();
    IER = 0x0000;
    IFR = 0x0000;
    InitPieVectTable();
    // Configuração das interrupções
    EALLOW;
    PieVectTable.ADCINT1 = &adc_isr;
    EDIS;
    InitAdc();
    AdcOffsetSelfCal();
    // Step 5. User specific code, enable interrupts:
    // Enable ADCINT1 in PIE
    PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1; // Enable INT 1.1 in the PIE
    // Configuração do ADC para leitura de ADCINA1 e ADCINA4

```

EALLOW;

AdcRegs.ADCCTL2.bit.ADCNONOVERLAP = 1;

AdcRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 0; //

Interrupção gerada no final da conversão

AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1E = 1; // ADCINT1 habilitada

AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1CONT = 0; // Modo contínuo desabilitado

AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1SEL = 1; // ADCINT1 disparada no final da

conversão

AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 3; // SOC0 seleciona ADCINA1 - Corrente

AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 4; // SOC1 seleciona ADCINA4 - Tensão

AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 5; // SOC0 inicia com EPWM1A

AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 5; // SOC1 inicia com EPWM1A

AdcRegs.ADCINTSOCSEL1.bit.SOC0 = 0;

AdcRegs.ADCINTSOCSEL1.bit.SOC1 = 0;

AdcRegs.SOCPRCTL.bit.SOCPRIORITY = 01;

AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 7; // SOC0 janela S/H de 7 ciclos de clock

ADC

AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 7; // SOC1 janela S/H de 7 ciclos de clock

ADC

EDIS;

EALLOW;// Controle do PWM Para o Inversor de Frequência

SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 0; // Stop all the TB clocks

EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1; // Enable SOC no grupo A

EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 1; // Seleciona SOC do ZRO

EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1; // Gera pulso no primeiro evento

EPwm1Regs.TBPRD = 900; // Período = 601 TBCLK counts =

F_{comm}/F_{DSP} = 90M/100k

EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; // Fase nula para o Interleaved

EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm1Regs.TBPRD * Datual; // Compare A =

350 TBCLK counts EPwm1Regs.TBPRD * Datual

EPwm1Regs.CMPB = 200; // Compare B = 200 TBCLK counts

EPwm1Regs.TBCTR = 0; // Zera contador TB

EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UP;

```

EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Carga de fase (A e B)
desativada
EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDLN = TB_SHADOW; // Opcional
EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTR_ZERO; // Sincroniza entre Clock
EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // TBCLK = SYSCLK 1,2 4, ....
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1; // TBCLK = SYSCLK 1,2 4, ....
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW; // Carrega valor para
alterar a cada frequência
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO; // Carrega em CTR =
Zero para valor de comparação
EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_SET; // ZRO -> No A quando for zero ele
seta
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR; // CAU -> Contador A UP
EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm1Regs.AQCTLB.bit.ZRO = AQ_CLEAR;
EDIS;
EALLOW;
SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC = 1; // Inicia todos os
temporizadores sincronizados
// Configuração do pino de saída
configureOutputPin();
// Habilita interrupções
IER |= M_INT1; // Enable CPU Interrupt 1
//////////////////////////////////// IER |= M_INT3; // Enable CPU Interrupt 3 para o
novo filtro de interrupção
EINT; // Enable Global interrupt INTM
ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM
EDIS;
// Loop principal
while (1) {
if (interrupt_flag == 1) {
interrupt_flag = 0;

```

```

adc1 = adc1_filtered;
adc2 = adc2_filtered;
Vatual = adc1 * 0.102; // Conversão para tensão (ajuste conforme necessário)
Vo = adc2 * 0.102; // Conversão para tensão (ajuste conforme necessário)
Vdif = Vo + Vatual;
if (Vdif < 10) {
Datual = 0.2;
//if (Datual < 0.2) {
// Datual = Datual + step;
} else {
Iatual = Datual * Datual * Vatual * Vo / (34.532 * (Vo - Vatual)); // Cálculo de corrente
Patual = Vatual * Iatual;
deltaP = Patual - Panterior;
deltaV = Vatual - Vanterior;
deltaD = Datual - Danterior;
if (deltaP > 0) {
if (deltaD > 0) {
Danterior = Datual;
Datual = Datual + step;
} else {
Danterior = Datual;
Datual = Datual - step;
}
} else {
if (deltaD > 0) {
Danterior = Datual;
Datual = Datual - step;
} else {
Danterior = Datual;
Datual = Datual + step;
if (deltaP > 0) {
if (deltaV > 0) {
//Datual = Datual - step;
//} else {

```

```

//Datual = Datual + step;
// }
// } else {
// if (deltaV > 0) {
//
//
//Datual = Datual + step;
//} else {
//Datual = Datual - step;
//
//
//
if (Vo > 410)
Datual = Datual - step;
if (Datual > MAX)
Datual = MAX;
if (Datual < 0)
Datual = 0;
Vanterior = Vatual;
Panterior = Patual;
//Danterior = Datual;
EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = Datual * EPwm1Regs.TBPRD; // Datual
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Acknowledge interrupt to PIE
}
if(interrupt_flag2 ==1){
filter_isr();
interrupt_flag2=0;
}
}
}
__interrupt void adc_isr(void) {
counter++;
if (counter % 5== 0) { // A cada 1 ms (100 interrupções)
interrupt_flag2=1; // Atualiza a média móvel
}
}

```

```

if (counter == 1000) { // A cada 10 ms (1000 interrupções)
interrupt_flag = 1; // Atualiza a lógica principal
counter = 0;    // Reseta o contador
}
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Acknowledge interrupt to PIE
AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; // Clear ADCINT1 flag for next SOC
}
void filter_isr(void) {
//int i;
// Ler valores do ADC
// AdcResult.ADCRESULT0;
//AdcResult.ADCRESULT1;
// Remove os valores antigos das somas
sum1 = sum1 - buffer1[index];
sum2 = sum2 - buffer2[index];
// Atualiza os buffers com os valores atuais
buffer1[index] = AdcResult.ADCRESULT0;
buffer2[index] = AdcResult.ADCRESULT1;
// Adiciona os valores novos às somas
sum1 = sum1 + buffer1[index];
sum2 = sum2 + buffer2[index];
// Calcula a média
adc1_filtered = sum1 / FILTER_WINDOW_SIZE;
adc2_filtered = sum2 / FILTER_WINDOW_SIZE;
// Atualiza o índice
index = index + 1;
if (index == FILTER_WINDOW_SIZE) {
index = 0;
}
}
void configureOutputPin(void){
EALLOW;

//PWM 1A

```

```
GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; // Configure GPIO0 as EPWM1A
GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO0 = 1; // Disable pull-up on GPIO0 (EPWM1A)
AdcRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT1 = 1;
EDIS;
}
```