



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO DE TECNOLOGIA E CIÊNCIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Caio Hudson Rodrigues Cezar

**Controlador de carga baseado no conversor Buck intercalado com algoritmo
MPPT para recarga de baterias em embarcações movidas a energia solar
fotovoltaica**

Florianópolis
2024

Caio Hudson Rodrigues Cezar

Controlador de carga baseado no conversor Buck intercalado com algoritmo MPPT para recarga de baterias em embarcações movidas a energia solar fotovoltaica

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

Orientador: Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.

Coorientador: Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.

Florianópolis

2024

Caio Hudson Rodrigues Cezar

Controlador de carga baseado no conversor Buck intercalado com algoritmo MPPT para recarga de baterias em embarcações movidas a energia solar fotovoltaica

O presente trabalho em nível de mestrado foi avaliado e aprovado por banca examinadora composta pelos seguintes membros:

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

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

Prof. Moacyr Aureliano Gomes de Brito, Dr.
Universidade Federal de Mato Grosso do Sul

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.

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Coordenador do Programa

Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.
Orientador

Florianópolis, 2024.

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

Cezar, Caio Hudson Rodrigues
CONVERSOR CC-CC COM ALGORITMO MPPT-TEMP PARA
CARREGAMENTO DE BATERIAS EM EMBARCAÇÕES MOVIDAS POR ENERGIA
SOLAR / Caio Hudson Rodrigues Cezar ; orientadora,
Roberto Francisco Coelho, 2023.
120 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2023.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. MPPT-Temp. 3. Conversor Buck
Interleaved. 4. Baterias. 5. Energia Solar. I. Coelho,
Roberto Francisco . II. Universidade Federal de Santa
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
III. Título.

*Aos meus pais, Hudson e Solange,
E à Juliana,
Eu dedico este trabalho.*

Não é a força do corpo que conta, mas a força do espírito.
(J.R.R. Tolkien)

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Hudson S. Cezar e Solange R. Cezar, expresso minha imensa gratidão, também sou grato à minha família, pelo constante apoio, incentivo e assistência ao longo de minha jornada acadêmica, desde a graduação até o mestrado. Mesmo com a distância, o amor, a alegria e a união desta família têm sido essenciais em minha vida.

À equipe Vento Sul e aos amigos que fiz, agradeço pela oportunidade de crescimento pessoal e profissional, permitindo a realização deste trabalho.

Aos amigos que conheci no INEP, Christopher da Fonseca, Cleiton Dal'Agnol, Douglas Sotoriva, Ícaro Albuquerque, Ion Leandro, Leonardo Bender, Leonardo Bellincanta, Gian Mello, Mateus Mezaroba, Mateus Bueno, Nicholas Furtado, Paulo Ícaro Teixeira, Rossano Sotoriva, Suélen Bampi, Tailan Orlando, Thiago Rech, Valdecir Junior de Paris, Welenton Maito e William Raphael, expresso meu mais sincero agradecimento. Nossas conversas inspiradoras e os momentos de descontração, tanto dentro quanto fora do INEP, foram verdadeiramente valiosos e enriquecedores.

Também desejo expressar meu profundo agradecimento ao Professor Roberto Francisco Coelho, orientador desta dissertação, pela oportunidade de participar de um projeto tão relevante. Agradeço por confiar em meu potencial e por todos os valiosos ensinamentos concedidos. Não há dúvidas de que desempenhou um papel fundamental para a conclusão deste projeto.

Aos professores do INEP, André Luís Kirsten, Denizar Cruz Martins, Gierri Waltrich, Marcelo Lobo Heldwein, Samir Ahmad Mussa e Telles Brunelli Lazzarin, agradeço sinceramente por todos os ensinamentos, pela convivência calorosa e pela disponibilidade constante nos momentos em que surgiam dúvidas.

Ao técnico Antônio Pacheco, expresso meu sincero agradecimento por proporcionar as condições necessárias para a realização deste trabalho e pelo auxílio no desenvolvimento do protótipo.

Por fim, à minha esposa, Juliana Casoni Cezar, dedico todo o meu reconhecimento por sua constante companhia, amor e paciência ao longo deste tempo. Sua presença, apoio incondicional e estímulo contínuo têm sido fundamentais para que eu siga em busca dos meus sonhos. Enfrentar esses desafios seria uma tarefa muito mais árdua sem a sua presença ao meu lado. Esta dissertação é tão sua quanto minha.

RESUMO

Esta dissertação propõe um controlador de carga para um sistema fotovoltaico destinado à alimentação da embarcação Guarapuvu II, pertencente à equipe de competição Vento Sul Barcos Solares da UFSC. O controlador é projetado utilizando um conversor CC-CC Buck intercalado não isolado, utilizando duas células de comutação. Além disso, é empregado um método de rastreamento de máxima potência com base na medição da temperatura do módulo fotovoltaico, enfatizando a importância do controle de carga das baterias. O trabalho apresenta técnicas essenciais, como os Rastreadores do Ponto de Máxima Potência, para lidar com as variações na geração de energia fotovoltaica. Inicialmente, explora os conceitos fundamentais da geração fotovoltaica, métodos de rastreamento de máxima potência, análise de conversores CC-CC e a formulação de estratégias de controle para balanceamento de corrente. Aborda-se o dimensionamento dos componentes para permitir que o conversor Buck intercalado processe a energia proveniente de dois módulos fotovoltaicos de 450 W e recarregue um sistema de baterias. Cada conversor opera com uma frequência de comutação de 50 kHz, uma tensão de entrada no ponto de máxima potência de 42,11 V e uma tensão de recarga da bateria de 24 V. Os conversores CC-CC foram dimensionados para suportar até 500 W cada. Por fim, são apresentados os resultados experimentais que validam o correto funcionamento do controlador proposto.

Palavras-chave: Controlador de carga, conversor Buck intercalado, Rastreadores de Ponto de Máxima Potência, Bateria, Conversor CC-CC.

ABSTRACT

This master thesis proposes a charge controller for a photovoltaic system intended to power the Guarapuvu II vessel, belonging to the Vento Sul Solar Boats competition team at UFSC. The controller is designed using a non-isolated interleaved CC-CC Buck converter, employing two switching cells. Additionally, a maximum power point tracking method based on the measurement of the photovoltaic module's temperature is employed, emphasizing the importance of battery charging control. The work presents essential techniques, such as Maximum Power Point Trackers, to deal with variations in photovoltaic energy generation. Initially, it explores the fundamental concepts of photovoltaic generation, maximum power point tracking methods, CC-CC converter analysis, and the formulation of control strategies for current balancing. Component sizing is addressed to enable the interleaved Buck converter to process energy from two 450 W photovoltaic modules and recharge a battery system. Each converter operates with a switching frequency of 50 kHz, an input voltage at the maximum power point of 42.11 V, and a battery recharge voltage of 24 V. The CC-CC converters were sized to support up to 500 W each. Finally, experimental results validating the correct operation of the proposed controller are presented.

Keywords: Charge Controller, Buck Interleaved Converter, Maximum Power Point Trackers, Battery, DC-DC converter.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Esquema elétrico simplificado.	22
Figura 2.1 – Componentes da irradiação solar.	25
Figura 2.2 – Determinação do coeficiente AM em função do ângulo zenital entre a Terra e o raio solar incidente.	26
Figura 2.3 – Carregamento de bateria pelo método de corrente constante.	35
Figura 2.4 – Carregamento de bateria pelo método de tensão constante.	35
Figura 2.5 – Carregamento de bateria pelo método de corrente e tensão constantes.	36
Figura 2.6 – Embarcação Guarapuvu II	37
Figura 2.7 – Curvas de Descargas — Corrente Constante — DF1000.	38
Figura 3.1 – Conversor Buck.	40
Figura 3.2 – Conversor IBC.	41
Figura 3.3 – Ondulação de corrente no conversor.	42
Figura 3.4 – Relação da indutância com a razão cíclica.	43
Figura 3.5 – Região de operação do conversor.	44
Figura 3.6 – Perdas totais do conversor	58
Figura 4.1 – Curva I-V típica de um módulo fotovoltaico.	61
Figura 4.2 – Modelo de um diodo de um gerador fotovoltaico.	61
Figura 4.3 – Circuito equivalente para estudo do módulo fotovoltaico.	64
Figura 4.4 – Dados aplicados ao bloco <i>Solar Module (Physical Model)</i>	64
Figura 4.5 – Curvas P-V e I-V do módulo fotovoltaico DHM-72L9.	65
Figura 4.6 – Curva I-V sob variação de irradiância.	66
Figura 4.7 – Curva P-V sob variação de irradiância.	66
Figura 4.8 – Curva I-V sob variação de temperatura.	66
Figura 4.9 – Curva I-V sob variação de temperatura.	66
Figura 4.10 – Primeira etapa de operação.	67
Figura 4.11 – Segunda e quarta etapa de operação.	68
Figura 4.12 – Terceira etapa de operação.	69
Figura 4.13 – Comparação entre o modelo comutado e o modelo matemático para a tensão de saída, diante de um degrau de 10% (em $t = 0,0025$ s) na razão cíclica.	72
Figura 4.14 – Comparação entre o modelo comutado e o modelo matemático para a corrente de saída, diante de um degrau de 10% (em $t = 0,0025$ s) na razão cíclica.	73
Figura 4.15 – Diagrama em blocos da aplicação da Transformada de Lunze para balanceamento das correntes nos indutores.	74
Figura 4.16 – Transformada de Lunze modificada.	75
Figura 4.17 – Controle de potência do conversor.	76

Figura 4.18–Circuitos equivalentes do modelo diferencial.	77
Figura 4.19–Validação no domínio da frequência dos modelos de pequenos sinais para modo diferencial - Magnitude	78
Figura 4.20–Validação no domínio da frequência dos modelos de pequenos sinais para modo diferencial - Fase	78
Figura 4.21–Malha de controle das correntes de modo diferencial.	79
Figura 4.22–Diagrama de Bode - $FTLA_{nc}$ - do projeto do compensador diferencial.	82
Figura 5.1 – Diagrama elétrico do IBC considerando a inclusão da malha de controle da corrente de saída.	85
Figura 5.2 – Exemplo de sinal de comando.	86
Figura 5.3 – Forma de onda das tensões sobre o Diodo e sobre o MOSFET.	86
Figura 5.4 – Forma de onda das correntes sobre o Diodo e sobre o MOSFET.	87
Figura 5.5 – Corrente nos indutores e corrente de saída do conversor.	88
Figura 5.6 – Correntes nos indutores na presença de resistências parasitas, permitindo a observação da divergência entre os valores médios entre das correntes.	89
Figura 5.7 – Rastreamento da máxima potência.	90
Figura 5.8 – Resposta da potência de saída ao degrau de irradiância.	90
Figura 5.9 – Resposta da potência de saída ao degrau de temperatura.	91
Figura 5.10–Resposta das razões cíclicas ao degrau de irradiância.	91
Figura 5.11–Resposta das razões cíclicas ao degrau de temperatura.	92
Figura 5.12–Resposta da tensão do FV ao degrau de irradiância.	92
Figura 5.13–Resposta da tensão FV ao degrau de temperatura.	93
Figura 5.14–Resposta das correntes ao degrau de irradiação.	93
Figura 5.15–Resposta das correntes ao degrau de temperatura.	94
Figura 5.16–Kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28027F.	94
Figura 5.17–Fluxograma do sistema implementado.	95
Figura 5.18–Circuito de condicionamento da leitura das correntes.	96
Figura 5.19–Circuito de condicionamento da leitura de tensão FV.	97
Figura 5.20–Circuito de condicionamento da leitura de tensão da Bateria.	97
Figura 5.21–Proteção contra inversão de polaridade FV.	99
Figura 5.22–Proteção contra inversão de polaridade da bateria.	100
Figura 5.23–Proteção contra desconexão indevida da bateria.	100
Figura 5.24–Protótipo confeccionado.	101
Figura 5.25–Bancada de testes para realização de ensaios em malha fechada.	101
Figura 5.26–Operação em Malha aberta - $5\mu s$ por divisão.	102
Figura 5.27–Correntes i_{L_1} (em amarelo), i_{L_2} (em verde) e tensões V_{out} (em rosa) e V_g (em roxo) - $10\mu s$ por divisão.	103

Figura 5.28–Formas de ondas durante o carregamento da bateria — Correntes i_{L_1} (em amarelo), i_{L_2} (em verde), i_o (em rosa, 5 A por divisão.) - $10\mu\text{s}$ por divisão.	104
Figura 5.29–Esquemático utilizado para emulação da bateria.	105
Figura 5.30–Bancada de testes para realização de ensaios em malha fechada.	105
Figura 5.31–Valores médios das grandezas do conversor em teste - 10 s por divisão.	106
Figura 5.32–Esquemático de medição realizado.	107
Figura 5.33–Ensaio realizado para obtenção das potências instantâneas.	107
Figura 5.34–Curva de eficiência do conversor.	108
Figura 5.35–Ensaio térmico	110
Figura 5.36–Local do ensaio realizado.	111
Figura 5.37–Detalhe do conversor em teste.	112
Figura 5.38–Corrente gerada pelo módulo e corrente de entrada do conversor.	113
Figura 5.39–Tensão gerada pelo módulo.	113
Figura 5.40–Pontos de operação e curvas Corrente x Tensão do módulo Fotovoltaico.	114
Figura 5.41–Pontos de operação e curvas Potência x Tensão do módulo Fotovoltaico.	114
Figura B.1 – Característica do módulo DAH	162
Figura B.2 – Curva-IV	162
Figura B.3 – Curva-IV por irradiação constante	163

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Padrões de teste STC e NOCT	24
Tabela 2.2 – Comparativo entre os métodos de MPPT	28
Tabela 2.3 – Comparação de Características de Baterias	33
Tabela 2.4 – Especificações de carga da bateria DF1000 para 25 °C.	38
Tabela 3.1 – Dados do projeto do conversor	45
Tabela 3.2 – Características do MOSFET TK100E10N1	52
Tabela 3.3 – Dados do Diodo VF30100C	53
Tabela 3.4 – Dados do Diodo MBR3045	54
Tabela 3.5 – Dados do capacitor C_{filtro}	56
Tabela 3.6 – Dados do capacitor C_{in}	57
Tabela 3.7 – Dados do capacitor C_{out}	57
Tabela 3.8 – Perdas totais do IBC	58
Tabela 4.1 – Variáveis a serem determinadas	63
Tabela 4.2 – Especificações do módulo DHM-72L9 no STC	65
Tabela 4.3 – Dados do compensador PI de modo diferencial	82
Tabela 5.1 – Características do kit de desenvolvimento.	95
Tabela B.1 – Características utilizadas no projeto dos indutores L_1 e L_2	134
Tabela B.2 – Aspectos construtivos dos indutores L_1 e L_2	134
Tabela B.3 – Características do núcleo NEE-42/21/15-85-IP12R	135
Tabela B.4 – Características utilizadas no projeto do indutor L_{filtro}	135
Tabela B.5 – Aspectos construtivos do indutor L_{filtro}	135

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AM	Índice de Massa de Ar
CdTe	Telureto de Cádmio
DSP	Processador de Sinais Digitais
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
G	Irradiância Solar
IBC	Conversor Buck Intercalado
MPP	Ponto de Máxima Potência
MPPT	Rastreadores de Ponto de Máxima Potência
NOCT	Nominal Operating Cell Temperature
OMM	Organização Mundial de Meteorologia
PV	Módulo Fotovoltaico
PWM	Modulação por Largura de Pulso
PSIM	Powersim
STC	Standard Test Conditions

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Matriz dinâmica
α	Coefficiente de temperatura de I_{sc}
B	Matriz de entrada
C	Matriz de saída
CEC	Comissão de Energia da Califórnia
D	Matriz de transferência direta
DSP	Processador de Sinais Digitais
G	Irradiância de operação (W/m^2)
G^{STC}	Irradiância de referencia nas STC ($1000 W/m^2$)
I_{mpp}	Corrente de Máxima Potência
I_{ph}	Corrente de Saída da Célula
I_r	Corrente de Saturação Reversa da Célula
I_{rr}	Corrente de Saturação Reversa de Referência
I_{sc}	Corrente de Curto-Circuito
K	Constante de Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} J/K$)
K_f	Coefficiente de perdas por correntes parasitas
K_h	Coefficiente de perdas por histerese
$P\&O$	Método Perturba e Observa
q	Carga do Elétron ($1,602 \times 10^{-19} C$)
R_{Co}	Resistência de saída do capacitor
R_{L1}	Resistência interna do indutor L1
R_{L2}	Resistência interna do indutor L2
R_o	Resistência de Saída
R_p	Resistência paralela da célula fotovoltaica
T	Temperatura de operação (K)

T^{STC}	Temperatura de referencia nas STC (298°K)
V_{ph}	Tensão de Saída da Célula
$V_{(nucleo)}$	Volume do núcleo
V_{cte}	Método da Tensão Constante
V_g	Tensão de Gate
V_{Co}	Tensão do capacitor de saída
V_{in}	Tensão de entrada
V_{mpp}	Tensão de Máxima Potência
V_{oc}	Tensão de Circuito Aberto
η	Fator de Qualidade da Junção P-N
i_{L1}	Corrente do indutor L1
i_{L2}	Corrente do indutor L2

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO E CONTEXTUALIZAÇÃO	20
1.1	OBJETIVOS	21
1.1.1	Objetivo geral	21
1.1.2	Objetivos específicos	21
1.2	UMA VISÃO GERAL: O ESQUEMÁTICO DO BARCO ELÉTRICO	21
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	22
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	23
2.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	23
2.2	ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA	23
2.2.1	Condições Padrões de Teste (STC)	23
2.2.2	Temperatura (T)	24
2.2.3	Irradiância Solar (S)	24
2.2.4	Massa de ar (AM)	25
2.3	PRINCIPAIS TÉCNICAS DE MPPT	26
2.3.1	Perturbação e Observação (<i>P&O</i>)	26
2.3.2	Condutância Incremental	27
2.3.3	Medição da temperatura	27
2.3.4	Avaliação das Principais Técnicas de MPPT	28
2.4	BATERIAS	29
2.4.1	Principais Parâmetros da Bateria	29
2.4.2	Tecnologia de Baterias	31
2.4.3	Comparação das Diferentes Tecnologias de Baterias	33
2.4.4	Métodos de Carregamento de Baterias	34
2.4.4.1	Corrente Constante	34
2.4.4.2	Tensão Constante	35
2.4.4.3	Corrente Constante/Tensão Constante	35
2.4.5	Métodos de Descarga de Baterias	36
2.4.5.1	Resistência Constante	36
2.4.5.2	Corrente Constante	36
2.4.5.3	Potência Constante	37
2.4.6	Banco de baterias da embarcação	37
2.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	38
3	ANÁLISE DO CONVERSOR BUCK INTERCALADO	40
3.1	CONVERSOR BUCK INTERCALADO	40
3.1.1	Análise do Conversor Buck Intercalado	41

3.1.1.1	Acionamento dos MOSFETs	41
3.1.2	Análise da ondulação de corrente	42
3.2	ANÁLISE QUANTITATIVA DO IBC	45
3.2.1	Determinação da capacitância	46
3.2.2	Determinação das indutâncias L1 e L2	47
3.2.2.1	Determinação das Perdas nos indutores	50
3.2.3	Determinação dos MOSFETs	51
3.2.3.1	Determinação das perdas no MOSFET	52
3.2.4	Determinação dos Diodos	53
3.2.4.1	Determinação das perdas nos diodos	54
3.2.5	Determinação do Diodo de Saída	54
3.2.5.1	Determinação das perdas do Diodo de saída	55
3.2.6	Determinação do Filtro de Entrada	55
3.2.6.1	Projeto de construção do Filtro de entrada	55
3.2.6.2	Determinação das perdas no indutor do filtro	56
3.2.7	Capacitor do filtro	56
3.2.7.1	Determinação das perdas do capacitor do filtro	56
3.2.8	Capacitor de Entrada	56
3.2.8.1	Determinação das perdas do capacitor de entrada	56
3.2.9	Determinação do capacitor de saída	57
3.2.9.1	Determinação das perdas do capacitor de saída	57
3.3	PERDAS TOTAIS DO CONVERSOR	57
3.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	59
4	MODELAGEM E CONTROLE	60
4.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS	60
4.2	MÓDULOS FOTOVOLTAICOS	60
4.2.1	Modelagem do módulo fotovoltaico	60
4.2.2	Aplicação e validação do modelo	64
4.3	MODELAGEM DO IBC	67
4.3.1	Representação em Espaço de Estado	67
4.3.2	Modelo Médio de Grandes Sinais do IBC	70
4.3.3	Modelo Médio de Pequenos Sinais do IBC	71
4.3.4	Comprovação dos modelos	72
4.4	ESTRATÉGIA DE BALANCEAMENTO DE CORRENTE	73
4.4.1	Malha de controle da corrente diferencial	79
4.4.2	Projeto do Compensador Proporcional Integral	80
4.5	IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL	83
4.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	84

5	RESULTADOS COMPUTACIONAIS E EXPERIMENTAIS DO SISTEMA ESTUDADO	85
5.1	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	85
5.1.1	Resultados em Malha aberta	88
5.1.1.1	Não idealidades simuladas	88
5.2	VALIDAÇÃO DA ESTRATÉGIA DE MPPT	89
5.3	CIRCUITOS AUXILIARES	94
5.3.1	Processador de Sinais Digitais (DSP)	94
5.3.2	Circuitos de aquisição de sinais	96
5.3.2.1	Circuitos de aquisição de corrente	96
5.3.2.2	Circuitos de aquisição de tensão	96
5.4	PROTEÇÕES DE <i>FIRMWARE</i>	97
5.4.1	Proteções contra Sobretensão e Subtensão da Bateria	98
5.4.2	Atenuação da corrente injetada à Bateria	98
5.5	PROTEÇÕES DE <i>HARDWARE</i>	99
5.5.1	Proteções contra inversão de polaridade FV	99
5.5.2	Proteções contra inversão de polaridade da bateria	99
5.5.3	Proteções contra desconexão indevida da bateria	100
5.5.4	Resultados práticos em malha aberta	101
5.5.5	Resultados práticos em malha fechada	104
5.6	EFICIÊNCIA DO CONVERSOR	106
5.6.1	Eficiência CEC e EUR	109
5.6.2	Ensaio térmico	110
5.7	ENSAIOS PRÁTICOS EM AMBIENTE RELEVANTE	110
5.7.1	Apresentação da metodologia utilizada	111
5.8	CONSIDERAÇÕES FINAIS	115
6	CONCLUSÃO DA DISSERTAÇÃO	116
6.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	118
	REFERÊNCIAS	119
	APÊNDICE A – PLANILHA DE CÁLCULOS: MATHCAD	123
	APÊNDICE B – CONFECÇÃO DOS INDUTORES	134
B.1	PROJETO DOS INDUTORES L_1 E L_2	134
B.2	PROJETO DO INDUTOR L_{filtro}	134
	APÊNDICE C – PROGRAMAÇÃO TMS320F28027F C2000 PICCOLO MCU F28027F LAUNCHPAD	136

APÊNDICE D – ESQUEMÁTICO DO IBC	150
ANEXO A – PROJETO ELÉTRICO - GUARAPUVU II	156
ANEXO B – CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS MÓDULOS MONO PERC DHM-72L9	162

1 INTRODUÇÃO E CONTEXTUALIZAÇÃO

As fontes renováveis desempenham papel preponderante nas infraestruturas contemporâneas, consolidando-se como tecnologias essenciais integradas ao sistema elétrico de potência. Atualmente, um dos desdobramentos desse cenário é a crescente demanda por estender o uso das fontes renováveis para sistemas isolados, com foco especial na mobilidade. Os veículos elétricos, tanto terrestres quanto aquáticos, impulsionam essa transição, provocando buscas intensas por soluções sustentáveis.

Neste contexto, a união entre fontes renováveis e mobilidade sustentável é amplamente reconhecida como uma necessidade premente para abordar os desafios contemporâneos relacionados ao meio ambiente e à energia. A busca por soluções inovadoras, como a incorporação de tecnologias renováveis em veículos elétricos, reflete a necessidade de ampliar a aplicação dessas fontes além do âmbito convencional do sistema elétrico.

Assim, a integração cada vez mais profunda de fontes renováveis nos sistemas de mobilidade se apresenta como uma estratégia fundamental para atingir metas ambientais e energéticas ambiciosas, contribuindo de forma significativa para a construção de uma matriz energética mais sustentável.

No âmbito do desenvolvimento sustentável, a equipe Vento Sul de Barcos Solares (VENTO-SUL, 2023) busca criar embarcações exclusivamente alimentadas por energia solar, destacando-se como uma fonte econômica e renovável (NASCIMENTO; FRANCO; RÜTHER, 2011). A embarcação Guarapuvu II, impulsionada por um sistema de propulsão elétrica alimentado por energia solar fotovoltaica, surge como uma alternativa promissora para substituir os combustíveis fósseis (KATAGI *et al.*, 1996).

Eventos como o Desafio Solar Brasil (BRASIL, 2023), um rali de barcos movidos a energia solar, impulsionam o desenvolvimento de tecnologias para energias alternativas limpas. Esse evento reúne equipes de várias regiões do país, associadas a diversas instituições de ensino, promovendo a inovação e a conscientização sobre energia sustentável. Além disso, caracteriza-se como uma iniciativa internacional, inspirada na *Frisian Solar Challenge*, a principal competição europeia para embarcações solares (UFSC, 2023).

Considerando as características técnicas da embarcação, observa-se que a tensão dos módulos fotovoltaicos é superior à tensão do banco de baterias. Portanto, opta-se pela topologia do Conversor Buck Intercalado (IBC) para realizar a recarga das baterias. Essa topologia destaca-se como uma escolha excelente para o processamento de energia, conforme evidenciado por (SCHITTLER *et al.*, 2011), uma vez que proporciona controle preciso da corrente injetada com baixo índice de ondulação.

Essa topologia de células de comutação multiestágio demanda estratégias eficazes de balanceamento de corrente para equalizar as correntes nos enrolamentos

dos indutores. A utilização da transformada de Lunze emerge como uma opção viável para realizar esse balanceamento, conforme discutido por (ORTMANN, 2012).

1.1 OBJETIVOS

Os objetivos tratados nesta dissertação são divididos em *Objetivo geral* e em *Objetivos específicos* e apresentados a seguir:

1.1.1 Objetivo geral

O principal objetivo desta dissertação de mestrado é realizar a implementação de um conversor CC-CC do tipo Buck intercalado de duas células, destinado a operar como controlador de carga em uma embarcação alimentada por energia solar fotovoltaica.

1.1.2 Objetivos específicos

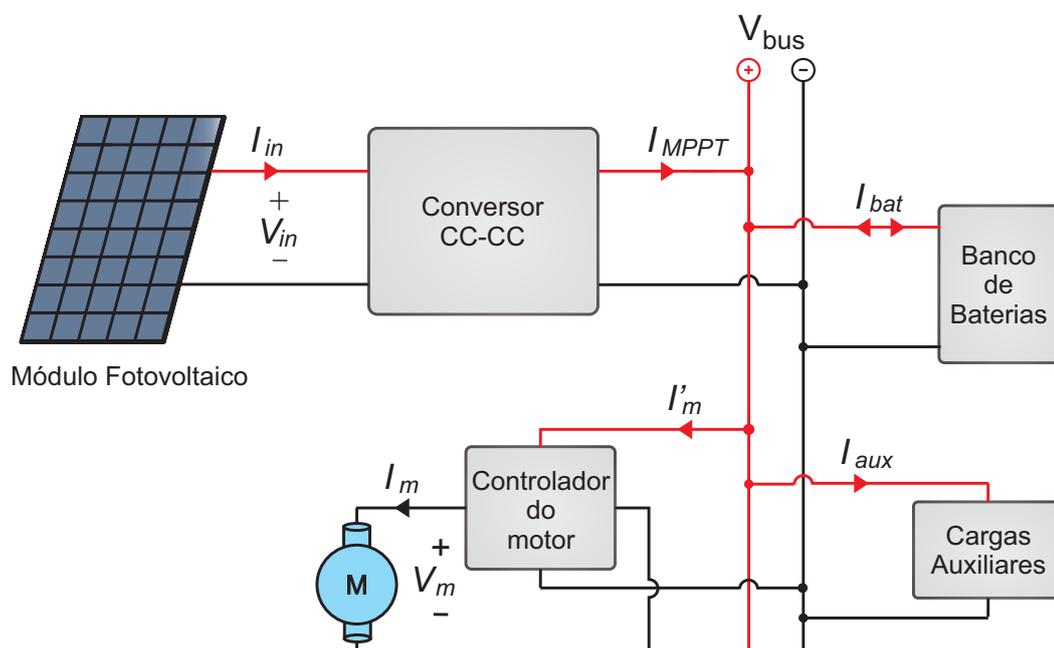
- Dimensionar os elementos constituintes da geração fotovoltaica;
- Avaliar os métodos de rastreamento de máxima potência de módulos fotovoltaicos, com ênfase no método de rastreamento baseado em temperatura;
- Validar experimentalmente a operação do conversor CC-CC abaixador de tensão Buck intercalado de duas células como controlador de carga;
- Elaborar a estratégia de controle para balanceamento da corrente dos indutores do conversor;
- Avaliar e discutir os resultados obtidos.

1.2 UMA VISÃO GERAL: O ESQUEMÁTICO DO BARCO ELÉTRICO

Para uma compreensão mais clara do que será implementado nesta dissertação de mestrado, apresenta-se o esquema elétrico simplificado do barco elétrico da equipe Vento Sul, na Figura 1.1.

No sistema apresentado, o Conversor CC-CC desempenha a função de processar a potência entregue pelo módulo fotovoltaico, ajustando os níveis de tensão entre a entrada e a saída, rastreando o ponto de máxima potência. O banco de baterias possui alta capacidade de armazenamento e impõe a tensão no barramento CC. Além disso, outras cargas conectadas ao barramento incluem dispositivos auxiliares, como iluminação, rádio e eletrônica auxiliar, motor da embarcação e seu controlador. Detalhes mais específicos sobre este esquemático podem ser encontrados no Anexo A.

Figura 1.1 – Esquema elétrico simplificado.



Fonte: Produção própria.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

Os capítulos deste trabalho estão organizados da seguinte forma:

- Capítulo 2: Revisão dos principais temas relacionados à energia fotovoltaica e revisão das técnicas de MPPT e de baterias;
- Capítulo 3: Análise do IBC projetado, incluindo os esforços sobre os componentes ativos e passivos, bem como o rendimento do conversor;
- Capítulo 4: Modelagem do módulo fotovoltaico utilizado na embarcação, modelagem em espaço de estados e a estratégia de controle para balanceamento das correntes dos indutores;
- Capítulo 5: Análise do conversor e dos resultados obtidos em laboratório e em campo;
- Capítulo 6: Apresentação das conclusões e discussões elaboradas ao longo do trabalho.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

As embarcações movidas exclusivamente por energia solar combinam uso de baterias, tecnologias de módulos fotovoltaicos e conversores com MPPTs. Esses veículos inovadores, também denominados veículos solares ou barcos solares, utilizam a energia solar como principal fonte para o seu funcionamento. Ao captar a energia solar, convertem-na para alimentar o sistema da embarcação e armazenam o excedente em baterias. Isso permite que a embarcação se desloque mesmo quando não há incidência solar, garantindo autonomia sustentável e independente do sol.

2.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

A pesquisa e os avanços tecnológicos relacionados à energia fotovoltaica em sistemas isolados visam aprimorar a eficiência energética, a capacidade de armazenamento e a viabilidade desses veículos para torná-los uma opção mais prática e amplamente acessível. Assim, este capítulo visa apresentar uma revisão bibliográfica sobre os principais conceitos relacionados a energia fotovoltaica em sistemas isolados.

2.2 ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA

A geração de energia solar fotovoltaica por meio de módulos fotovoltaicos, ocorre por meio da conversão direta da irradiação solar em energia elétrica. Para compreender como esse processo ocorre, é necessário o conhecimento dos conceitos fundamentais da geração solar fotovoltaica, destacados a seguir.

A conversão de energia pode variar devido a diversas tecnologias existentes no mercado. Os principais conceitos relacionados à geração fotovoltaica são apresentados a seguir:

2.2.1 Condições Padrões de Teste (STC)

A Condição Padrão de Teste (STC - *Standard Test Conditions*) é um padrão de testes elaborado para padronizar os dados presentes em fichas técnicas e informações de módulos fotovoltaicos. Sua criação foi motivada pela necessidade de uniformização e é regida por normas internacionais, como a IEC 60904-3, e normas nacionais, exemplificada pela NBR 16690. Seu propósito central é simplificar a comparação entre distintos dispositivos. Estas normas definem critérios de teste referentes à radiação solar (G), temperatura (T) e índice de Massa de Ar (Air Mass - AM). Tais dados formam uma base de comparação para avaliar o desempenho de diferentes fabricantes de módulos fotovoltaicos.

Os parâmetros das condições em STC são determinados pelos fabricantes com base em diretrizes específicas, tal como aquelas detalhadas na Tabela 2.1, que esta-

belecem os critérios ideais para os testes. Entretanto, considerando que as condições estabelecidas no STC são dificilmente atingidas em situações reais de funcionamento, muitos fabricantes também avaliam seus dispositivos em ambientes climáticos mais semelhantes aos encontrados em campo, mantendo as células sob a chamada temperatura nominal de operação (NOCT - *Nominal Operating Cell Temperature*) (COELHO, Roberto Francisco; MARTINS, Denizar Cruz, 2012).

Tabela 2.1 – Padrões de teste STC e NOCT

	STC	NOCT
G	1000 W/m ²	800 W/m ²
T	25 °C	43 °C
AM	1,5	1,5

Fonte: Produção própria.

2.2.2 Temperatura (T)

A temperatura desempenha um papel fundamental na geração fotovoltaica, pois influencia o processo de recombinação dentro da célula fotovoltaica, resultado da ionização térmica dos portadores de carga no material semicondutor. Consequentemente, a temperatura tem um impacto direto nos níveis de tensão gerada.

2.2.3 Irradiância Solar (S)

A radiação solar chega à superfície terrestre por meio de ondas eletromagnéticas que se propagam pelo espaço. Uma maneira de medir essa energia se dá por meio da irradiância solar, que representa a potência contida na radiação que incide em cada metro quadrado, sendo medida em watts por metro quadrado (W/m²).

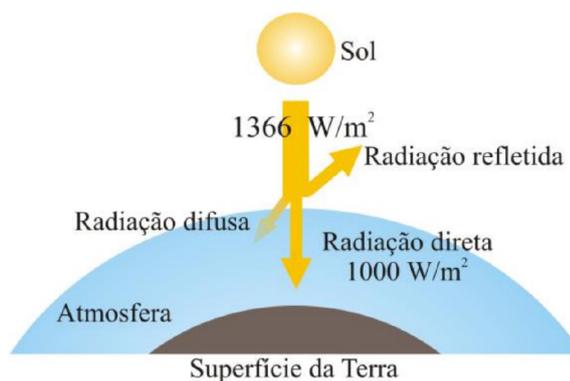
De acordo com dados da Organização Mundial de Meteorologia (OMM), a irradiância solar média na parte externa da atmosfera é de 1366 W/m². No entanto, os principais efeitos atmosféricos que reduzem a radiação solar recebida na superfície da Terra, são:

- Espalhamento: O processo de espalhamento ocorre quando pequenas partículas e moléculas de gás difundem a radiação em direções aleatórias.
- Absorção: A absorção se refere ao processo em que a radiação solar é retida na atmosfera e convertida em calor.
- Reflexão: A parte da radiação solar é devolvida ao espaço por meio do processo de reflexão.

A Figura 2.1 ilustra os efeitos desses processos atmosféricos na radiação solar, mostrando como eles alteram a irradiância antes de chegar à superfície terrestre. Em

condições ideais, de céu limpo ao meio-dia próximo à linha do equador, a irradiância média pode atingir $G^{STC} = 1000 \text{ W/m}^2$, valor este adotado ao STC. No entanto, esse valor não é constante e varia conforme a latitude, a inclinação e, principalmente, nebulosidade, afetando a quantidade de radiação solar recebida (COELHO, Roberto Francisco, 2013).

Figura 2.1 – Componentes da irradiação solar.



Fonte: (COELHO, Roberto Francisco; MARTINS, Denizar Cruz, 2012).

2.2.4 Massa de ar (AM)

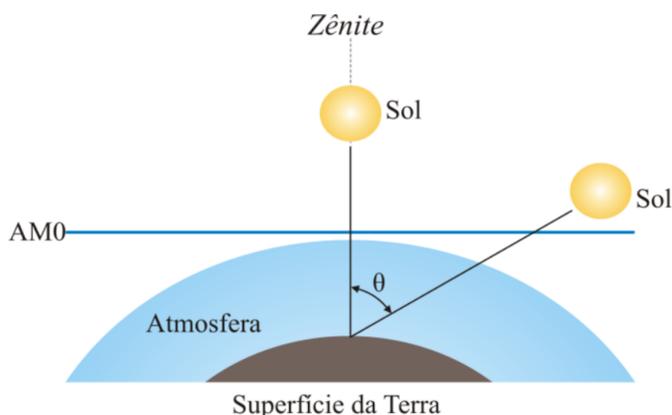
Devido aos seus efeitos atenuadores, a atmosfera terrestre atua como um filtro não linear à radiação solar. Uma maneira de estimar os efeitos desse filtro é determinar a espessura da camada de ar ao longo do trajeto da radiação. Para isso, é utilizado o Índice de Massa de Ar, que quantifica o percurso da radiação solar (L) através da atmosfera, normalizado pelo caminho mais curto (L_0), medido a partir do ângulo do zênite. Essa relação é descrita por:

$$AM = \frac{L}{L_0} = \frac{1}{\cos \theta} \quad (2.1)$$

O Índice de Massa de Ar (AM), conforme ilustrado na Figura 2.2, é uma métrica fundamental que descreve a trajetória da radiação solar enquanto atravessa a atmosfera terrestre. Esta métrica abrange tanto o ângulo de zênite quanto a espessura da camada de ar, proporcionando uma medida completa da intensidade e do percurso da radiação solar incidente.

É relevante destacar que o índice AM0 refere-se à trajetória da radiação solar fora da atmosfera terrestre. Essa distinção é necessária para compreender o comportamento da radiação solar em diferentes condições atmosféricas e sua variação ao longo do percurso através da atmosfera.

Figura 2.2 – Determinação do coeficiente AM em função do ângulo zenital entre a Terra e o raio solar incidente.



Fonte: (COELHO, R. F.; MARTINS, D. C.; SANTOS, 2011).

2.3 PRINCIPAIS TÉCNICAS DE MPPT

Embora os módulos fotovoltaicos tenham inúmeras vantagens na geração de energia, ainda enfrentam desafios significativos. Um dos principais desafios é a eficiência de conversão de energia, que ainda é relativamente baixa. Além disso, o custo inicial para implantar esses sistemas é considerado elevado. Portanto, para otimizar o desempenho e obter a máxima eficiência operacional, são necessárias técnicas de extração da potência máxima dos módulos fotovoltaicos.

É necessário ressaltar que os módulos fotovoltaicos possuem apenas um ponto de máxima potência, cuja localização varia em função das condições climáticas: irradiação solar e temperatura. Essa variabilidade confere complexidade à extração da potência máxima, e para superar esse desafio, a literatura apresenta diversas técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência tais como *Razão Cíclica Fixa*, *Tensão de Circuito Aberto*, *Corrente de Curto Circuito*, *Tensão Constante*, *Perturbação e Observação*, *Condutância Incremental* e *Gradiente de Temperatura* (BRITO *et al.*, 2010). A seguir descrevem-se brevemente algumas destas técnicas.

2.3.1 Perturbação e Observação (P&O)

Este método é amplamente reconhecido na literatura, por envolver uma operação periódica que ajusta a tensão de saída do módulo fotovoltaico, comparando continuamente a potência obtida no ciclo atual com a do ciclo anterior. Quando a tensão varia e a potência aumenta, o sistema de controle volta a ajustar o ponto de operação nessa direção; caso contrário, o ponto de operação é ajustado na direção oposta. É importante destacar que a frequência e a amplitude da variação da tensão são grandezas importantes a serem definidas, pois são responsáveis por balancear a rapidez da busca pelo MPP, independente do modelo do módulo fotovoltaico, com as

oscilações de potência do gerador fotovoltaico em regime permanente.

2.3.2 Condutância Incremental

O método da condutância incremental baseia-se na observação de que a inclinação da curva FV do módulo fotovoltaico é nula no ponto de máxima potência ($\Delta P/\Delta V=0$), positiva à esquerda do MPP, e negativa à direita do MPP. O cálculo da potência é indireto e menos suscetível a variações ambientais do que o método P&O, especialmente em variações abruptas. Assim como o método P&O, o método da condutância incremental também baseia-se em um sistema iterativo, que realiza medições e ajusta o ponto de operação do módulo fotovoltaico, sem a necessidade do cálculo direto da potência (COELHO, Roberto Francisco; MARTINS, Denizar Cruz, 2012).

2.3.3 Medição da temperatura

O método de rastreamento do ponto de máxima potência conhecido como MPPT-temp representa uma adaptação do método da tensão constante. Sua concepção se baseia na observação de que a tensão na qual um módulo opera no MPP guarda uma relação proporcional com a temperatura de sua superfície (COELHO, Roberto Francisco; MARTINS, Denizar Cruz, 2012).

Em decorrência disso, o algoritmo de rastreamento MPPT-temp se revela notavelmente simples. Ele se baseia em dois parâmetros de entrada: a temperatura T , medida nos módulos fotovoltaicos, e a tensão de saída (tensão da carga) V_{out} , como mostrado na Equação (2.2). Ambos são obtidos por meio de sensores de temperatura e tensão, respectivamente.

$$V_{mpp} = V_{mpp}^{STC} \left[1 + (\gamma - \alpha)(T - T^{STC}) \right] . \quad (2.2)$$

Devido à dinâmica lenta da variação da temperatura, o processo de rastreamento é suave, estável e ocorre em tempo real. Isso significa que o tempo necessário para o microprocessador processar os dados é adequado para qualquer combinação de irradiância e temperatura.

O resultado dessa operação é o ganho estático do conversor CC-CC, representado como G_{mpp} , como ilustrado na Equação (2.3). Uma vez que o conversor é definido, torna-se possível determinar a razão cíclica de operação.

$$G_{mpp} = \frac{V_{out}}{V_{mpp}^{STC} \left[1 + (\gamma - \alpha)(T - T^{STC}) \right]} . \quad (2.3)$$

Em que :

- V_{mpp} : Tensão de máxima potência do módulo FV;
- V_{mpp}^{STC} : Tensão de máxima potência do módulo FV no STC;

- T^{STC} : Temperatura no STC;
- γ : Coeficiente térmico de I_{SC} .
- α : Coeficiente térmico de P_{max} .

Uma vez que os parâmetros V_{mpp}^{STC} , T^{STC} , α e γ são disponibilizados pelo fabricante do módulo FV, o ganho do conversor e, portanto, a razão cíclica, passam a ser determinados pela tensão de saída e temperatura do módulo.

2.3.4 Avaliação das Principais Técnicas de MPPT

Por fim, apresenta-se a Tabela 2.2, que descreve um resumo comparativo resumido dos métodos de rastreamento de potência máxima mais relevantes.

Tabela 2.2 – Comparativo entre os métodos de MPPT

Método	Dependência do Arranjo FV	Qualidade do Rastreamento	Esforço de implementação	Sensores
P&O	Não	Boa	Simple	V, I
Cond. Inc.	Não	Boa	Média	V, I
MPPT-temp	Sim	Excelente	Simple	V, T

Fonte: Adaptado de (COELHO, R.; SCHMITZ; MARTINS, D., 2022).

2.4 BATERIAS

A utilização de baterias químicas durante muitos anos foi um único método de fornecimento de energia estável e constante. Em meados do século XIX, as primeiras pilhas voltaicas, criadas por Alessandro Volta, abriram caminho para os primeiros ensaios do que se tornaria a engenharia elétrica dos próximos séculos. As pilhas voltaicas funcionam convertendo energia química em energia elétrica por meio de reações eletroquímicas. Embora rudimentar, principalmente composta por zinco e cobre, a primeira pilha Voltaica conseguia produzir corrente elétrica constante e estável.

Essas primeiras baterias químicas desempenharam um papel fundamental na revolução da eletricidade e continuam a ser uma parte essencial de nossas vidas e tecnologias contemporâneas. Com o tempo, o desenvolvimento subsequente levou à criação de baterias recarregáveis e aplicáveis em uma ampla variedade de aplicação, desde pequenos dispositivos até veículos elétricos.

2.4.1 Principais Parâmetros da Bateria

- Capacidade:

A capacidade de uma bateria se refere à quantidade total de carga elétrica que a bateria pode armazenar ou fornecer sob condições específicas. Essa capacidade é expressa em unidades de Ampère-hora (Ah) e indica a corrente que uma bateria consegue fornecer no tempo. Portanto, a capacidade de uma bateria é calculada por meio da Equação (2.4).

$$\text{Capacidade (Ah)} = \frac{\text{Energia (Wh)}}{\text{Tensão (V)}} \quad (2.4)$$

A capacidade de uma bateria pode ser afetada por vários fatores, incluindo a temperatura da bateria, processo de descarga, processo de carga, idade da bateria e o seu estado de carga (SoC).

- Taxa C:

A taxa C, ou *C-rate* em inglês, é uma medida que representa a velocidade de carga ou descarga de uma bateria em relação à sua capacidade máxima. De forma geral, uma taxa C de 1 implica que a bateria está sendo carregada ou descarregada à velocidade que esgotaria toda a sua capacidade em apenas uma hora. A taxa C fornece uma maneira de descrever o ritmo de carregamento em termos proporcionais à sua capacidade.

- Estado de Carga (SoC):

O índice SoC, ou *State of Charge* em inglês, é uma medida que indica quanto de sua capacidade total de carga continua disponível. É expresso como uma

porcentagem, em que 100% significa que a bateria está completamente carregada, e 0% significa que a bateria está completamente descarregada (WANG; SUN; WEI, 2009).

- Profundidade de descarga (DoD):

O índice DoD, ou *Depth of Discharge* em inglês, indica a quantidade de energia que a bateria forneceu antes de precisar ser recarregada. É essencial monitorar a profundidade de descarga para prolongar a vida útil da bateria e otimizar o seu desempenho. O valor de DoD é complementar ao valor de SoC e pode ser representado pela Equação (2.5). Portanto, verifica-se que uma DoD de 100% indicaria que a bateria foi completamente descarregada, enquanto uma DoD de 0% significaria que a bateria está totalmente carregada e não foi usada (WANG; SUN; WEI, 2009).

$$DoD = 1 - SoC \quad (2.5)$$

- Tensão nominal:

A tensão nominal da bateria, medida em volts (V), é o resultado da soma das tensões de cada célula individual, dispostas em série no interior da bateria, e representa a tensão encontrada nos terminais da bateria.

- Tensão em Aberto (V_{oc}):

A tensão em aberto, também chamada de *Open-Circuit Voltage* em inglês, é a tensão nos terminais de uma bateria quando nenhum dispositivo ou carga está conectado a ela. Para obter uma leitura precisa desse valor, a tensão da bateria deve ter se estabilizado quimicamente.

- Tensão de Descarga Mínima:

Representa o valor da tensão mínima permitida durante o uso da bateria, conforme estabelecido pelo fabricante. Este valor serve como referência durante o processo de descarga da bateria. Manter a tensão da bateria abaixo desse limite pode causar danos à mesma.

- Tensão de flutuação:

A tensão de flutuação é a tensão que uma bateria mantém após ter sido completamente carregada. É uma tensão mais baixa do que a tensão de carga máxima, normalmente usada para manter a bateria em plena carga e pronta para uso, sem sobrecarregar a bateria.

- Densidade de Energia:

A densidade de energia de uma bateria, que também é referida como densidade de energia volumétrica, está relacionada com a quantidade de energia em relação ao seu volume.

- Estado de Saúde (SoH):

O índice de estado de saúde, ou *State of Health*, em inglês, é uma medida que expressa a condição atual da bateria em relação ao seu estado ideal quando era nova, representado em uma escala percentual. Uma bateria em condições ideais tem um valor SoH de 100%. Este parâmetro avalia a degradação da bateria e estima quanto tempo de vida útil ainda resta.

- Número de Ciclos:

Refere-se ao número de ciclos de carga e descarga que uma bateria é capaz de realizar sem que sua eficiência e desempenho se diferenciem de modo significativo do estado inicial. Esse valor é influenciado por fatores como a capacidade da bateria, temperatura, profundidade de descarga, e outros.

- Autodescarga:

A autodescarga descreve a perda de carga de uma bateria quando não está conectada a nenhum dispositivo. Esse processo ocorre ao longo de períodos prolongados e é influenciado pela idade da bateria e pelo tipo de material usado em sua composição.

2.4.2 Tecnologia de Baterias

O aumento da demanda por veículos elétricos tem estimulado pesquisas e estudos na busca por sistemas de armazenamento de energia com maior capacidade e maior vida útil. Nesse contexto, as baterias desempenham um papel central, superando alternativas como supercapacitores, células a combustível e até mesmo o armazenamento de ar comprimido. No âmbito dos sistemas de mobilidade, as baterias permanecem como a principal fonte de energia, graças à sua elevada densidade energética, características de segurança e capacidade de escalabilidade (COELHO, R.; SCHMITZ; MARTINS, D., 2022). São exemplo das tecnologias das baterias destinadas à mobilidade as seguintes tecnologias de baterias:

- Baterias de Níquel-Cádmio (NiCd):

As baterias de Níquel-Cádmio (NiCd) têm células com tensões médias de operação de 1,2 V. Destacam-se pela durabilidade, longa vida útil e capacidade para suportar ciclos frequentes de carga e descarga, sendo adequadas para aplicações que demandam descargas intensas. No entanto, enfrentam

desafios, como o "efeito de memória" quando não são completamente descarregadas, reduzindo sua capacidade total. Além disso, o uso de cádmio, um metal tóxico, torna o processo de reciclagem perigoso.(WANG; SUN; WEI, 2009).

- Baterias de Níquel Hidreto Metálico (NiMH):

As baterias de Níquel-Metal-Hidreto (NiMH) compartilham semelhanças com as NiCd, mas substituem o eletrodo negativo de cádmio por um de hidrogênio absorvente, proporcionando maior capacidade, eliminando o uso de cádmio. Comparadas às NiCd, oferecem aproximadamente o dobro da densidade de energia nas mesmas tensões, destacando-se nas baterias recarregáveis, com vantagens como maior densidade de energia e vida útil mais longa (WANG; SUN; WEI, 2009; ENERGIZER BRANDS, 2018).

- Baterias de Ions de Lítio (Li-ion):

As baterias de íons de lítio, conhecidas como baterias de lítio ou Li-ion, são amplamente adotadas em dispositivos eletrônicos devido à sua alta densidade de energia, baixa resistência interna, ausência de efeito de memória e ciclo de vida superior em comparação com outras tecnologias. Contudo, é necessário destacar desvantagens significativas, como a degradação pela subcarga e o risco de superaquecimento causado por sobrecargas excessivas. Esses problemas podem resultar em danos irreparáveis e até mesmo em riscos sérios, como incêndios ou explosões (M. OSWAL; ZHAO, 2010).

- Baterias de Ions de Lítio Ferro Fosfato (LiFePO₄):

Na década de 1990, pesquisas avançadas em baterias de íons de lítio (Li-ion) levaram à introdução do fosfato como material do cátodo, resultando na tecnologia conhecida como bateria de LiFePO₄. Essa tecnologia oferece vantagens como maior durabilidade, confiabilidade, redução da autodescarga, mais ciclos de carga e descarga e maior eficiência. Atualmente, as baterias LiFePO₄ são amplamente aplicadas em diversas áreas, incluindo veículos elétricos, ferramentas de potência, sistemas de controle, armazenamento de energia renovável, equipamentos médicos e dispositivos portáteis (WANG; SUN; WEI, 2009).

Entre as diversas tecnologias de baterias recarregáveis amplamente disponíveis comercialmente, destacam-se as baterias de chumbo-ácido. Esse tipo de bateria foi selecionada para o desenvolvimento deste trabalho, especialmente por sua notável simplicidade operacional e robustez. As baterias de chumbo-ácido são conhecidas por oferecerem uma solução confiável e eficaz, tornando-as ideais para a aplicação proposta neste estudo.

As baterias de chumbo-ácido, chamadas assim devido à sua composição que envolve eletrodos de chumbo submerso em eletrólito de ácido sulfúrico, são uma tecnologia de construção amplamente difundida. Esse amplo uso resulta em um custo relativamente baixo em comparação com outras tecnologias de bateria. Essas baterias encontram aplicações em diversas áreas, com destaque para veículos (SINGH *et al.*, 2019).

As baterias de chumbo-ácido podem ser divididas em dois principais tipos:

- Baterias de Chumbo-Ácido Automotivas:

Projetadas para fornecer correntes elevadas por um curto intervalo de tempo, são amplamente utilizadas em veículos, como carros, motos e barcos, para dar partida nos motores.

- Baterias de Chumbo-Ácido Estacionárias:

São projetadas para fornecer energia de forma contínua ao longo de um período mais longo. Elas encontram aplicação em sistemas de energia de reserva, telecomunicações, sistemas de alarme, energia solar, eólica e outras aplicações estacionárias.

2.4.3 Comparação das Diferentes Tecnologias de Baterias

Com base nos estudos apresentados nesta seção, a Tabela 2.3 oferece uma análise comparativa das características de cada tipo de bateria.

Tabela 2.3 – Comparação de Características de Baterias

Característica	Pb-ácido	NiCd	NiMH	Li-íon	LiFePO4
Custo	Baixo	Elevado	Elevado	Elevado	Elevado
Densidade de energia	Baixa	Média	Média	Elevada	Elevada
Densidade de potência	Baixa	Média	Média	Elevada	Elevada
Vida útil	Baixo	Alto	Alto	Alto	Alto
Reciclagem	Possível	Possível	Possível	Possível	Possível
Risco de superaquecimento	Reduzido	Reduzido	Médio	Elevado	Elevado
Elementos tóxicos	Sim	Sim	Não	Não	Não
Segurança de utilização	Segura	Insegura	Segura	Insegura	Segura
Efeito da temp. na vida útil	Baixo	Muito alto	Alto	Médio	Baixo
Carga rápida	Não	Sim	Sim	Sim	Sim
Manutenção	3 a 6 meses	30 a 60 dias	30 a 60 dias	Não	Não

Fonte: Adaptado de (GARIMELLA; NAIR, 2009).

Entre as principais vantagens dessas baterias destacam-se o custo relativamente baixo em relação a outras tecnologias e capacidade de fornecer correntes de pico significativas. No entanto, é importante considerar algumas limitações das baterias de chumbo-ácido, como seu peso em relação à capacidade de armazenamento de

energia e uma taxa de autodescarga mais alta se comparada com outras tecnologias de bateria.

2.4.4 Métodos de Carregamento de Baterias

As técnicas convencionais empregadas no carregamento de baterias são geralmente compostas por duas etapas, definidas como corrente constante e tensão constante (SERÔDIO, 2018). A corrente de carga deve permanecer constante até atingir a tensão nominal do banco de baterias, momento a partir do qual a tensão deve permanecer constante até a redução significativa da corrente. Quanto maior for a corrente usada na primeira etapa, menor será o tempo de carregamento; no entanto, devem ser respeitados os limites especificados pelos fabricantes das baterias.

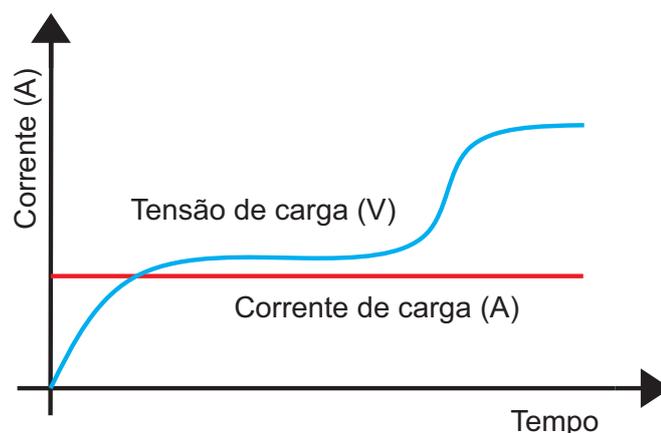
Para garantir que o processo de carga e descarga ocorra de maneira segura e eficiente, são desenvolvidos dispositivos eletrônicos capazes de monitorar e determinar o melhor método de carga para cada tipo de bateria. O carregamento de bateria não é um processo simples, envolvendo considerações como eficiência, tempo de carga e segurança. Esses dispositivos desempenham funções essenciais para a otimização do desempenho das baterias, bem como na prolongação de sua vida útil (HUA; LIN, 2000).

2.4.4.1 Corrente Constante

Em toda aplicação comercial, o fabricante de determinado tipo de bateria fornece as informações necessárias para a operação segura da bateria.

O método de carregamento de bateria com corrente constante simplifica a topologia do conversor, tornando o processo de fabricação mais econômico. No entanto, é importante destacar as desvantagens dessa técnica, a injeção de uma corrente de baixa intensidade na bateria prolonga o tempo de carga, que pode se tornar excessivamente longo, dependendo da magnitude da corrente aplicada. Por outro lado, a aplicação de níveis elevados de corrente na bateria pode resultar em sobrecarga e superaquecimento, o que, por sua vez, leva à degradação da vida útil da bateria. A Figura 2.3 ilustra o método de carregamento de bateria por corrente constante (HUA; LIN, 2000).

Figura 2.3 – Carregamento de bateria pelo método de corrente constante.

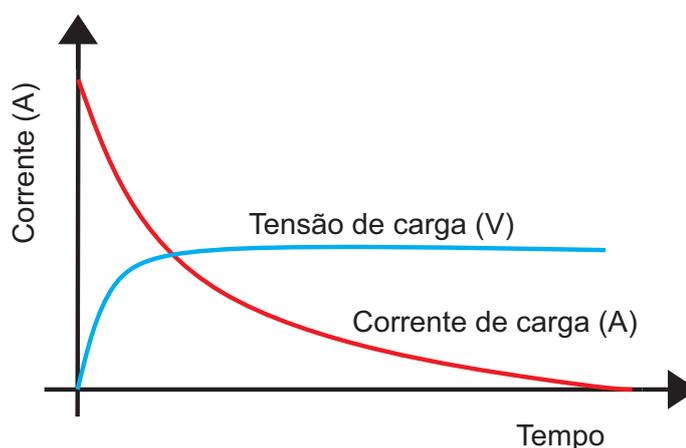


Fonte: Adaptado de (SERÔDIO, 2018).

2.4.4.2 Tensão Constante

Este método envolve a busca de uma tensão constante aos terminais da bateria. A corrente diminui gradualmente à medida que a bateria se carrega por completo, conforme mostrado na Figura 2.4. No entanto, se a corrente injetada na bateria não for controlada, as desvantagens observadas no método anterior podem se aplicar aqui. A exposição da bateria a correntes elevadas pode aumentar a temperatura interna, resultando em danos internos (HUA; LIN, 2000).

Figura 2.4 – Carregamento de bateria pelo método de tensão constante.



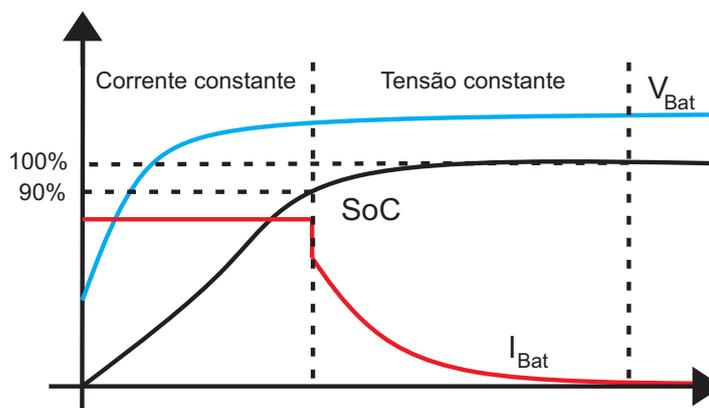
Fonte: Adaptado de (SERÔDIO, 2018).

2.4.4.3 Corrente Constante/Tensão Constante

Este método combina os métodos anteriormente apresentados da seguinte forma: na primeira fase, a bateria é carregada com uma fonte de corrente constante até que a tensão limite da bateria em carga seja alcançada. Posteriormente, a tensão é mantida constante, e à medida que o (SoC) da bateria aumenta, a corrente diminui

progressivamente até atingir um valor próximo de zero, indicando que a bateria está totalmente carregada. A Figura 2.5 ilustra o método de carregamento de bateria por corrente e tensão constantes (HUA; LIN, 2000).

Figura 2.5 – Carregamento de bateria pelo método de corrente e tensão constantes.



Fonte: Adaptado de (SERÔDIO, 2018).

2.4.5 Métodos de Descarga de Baterias

Como complemento ao estudo apresentado sobre o carregamento da bateria, os diferentes métodos de descarga de uma bateria são de igual importância para a preservação da integridade da mesma. A descarga de uma bateria depende do DoD e é concluída quando a bateria atinge o seu ponto de tensão mínima. Da mesma forma que nos métodos de carregamento, o fabricante da bateria também especifica os níveis de tensão mínima e corrente máxima aos quais a bateria pode ser submetida durante o processo de descarga, a fim de evitar danos (LINDEN; REDDY, 2002).

2.4.5.1 Resistência Constante

Este método é relativamente simples e permite a descarga da bateria por meio de uma carga de resistência constante, seja ela um banco resistivo ou um conversor capaz de emulá-la. Não há controle ativo da corrente neste método, uma vez que a corrente resultante é determinada pela relação entre a tensão nos terminais da bateria e a resistência à qual está conectada (LINDEN; REDDY, 2002).

2.4.5.2 Corrente Constante

Neste método, a bateria é descarregada a uma corrente constante até que a tensão da bateria atinja o seu valor mínimo, momento em que o dispositivo conectado à bateria é desconectado (LINDEN; REDDY, 2002).

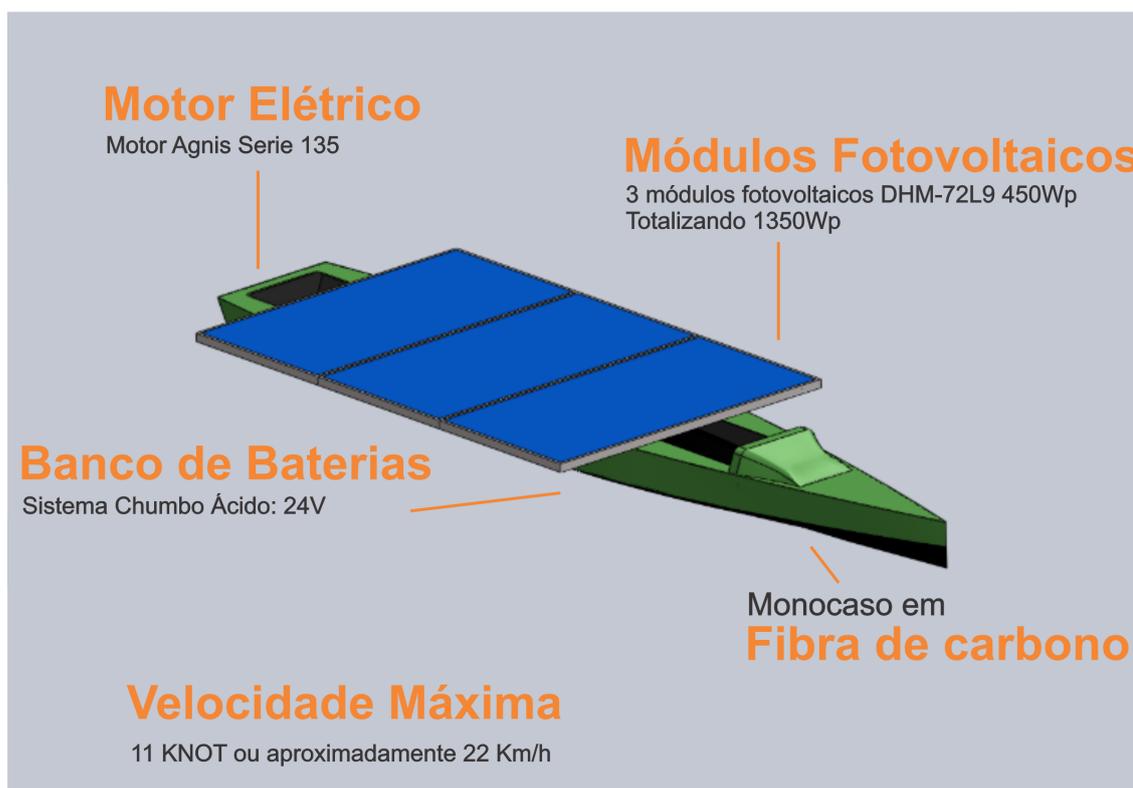
2.4.5.3 Potência Constante

Neste método, tanto as variáveis de tensão quanto de corrente são monitoradas para manter a potência drenada da bateria constante até o final do período de descarga. Essa etapa de operação, assim como as anteriormente apresentadas, é concluída quando a bateria atinge o nível mínimo de tensão predeterminado (LINDEN; REDDY, 2002).

2.4.6 Banco de baterias da embarcação

A embarcação Guarapuvu II utiliza um banco de 2 baterias de chumbo ácido estacionárias Freedom DF1000, conectadas em série para fornecer uma tensão total de 24 V e uma capacidade de carga de 60 Ah. A Figura 2.6 apresenta o *layout* da embarcação em que se pretende realizar a implementação do controlador de carga.

Figura 2.6 – Embarcação Guarapuvu II



Fonte: Produção própria.

As baterias estacionárias Freedom foram projetadas para oferecer uma vida útil de 4 anos a uma temperatura de 25 °C, considerando uma profundidade de descarga de 20%. No entanto, caso a operação ocorra em ambientes com temperaturas superiores a 25°C, haverá degradação e redução na vida útil da bateria.

A Tabela 2.4 especifica as tensões de carga e flutuação, essenciais para alcançar a vida útil e capacidade projetada da bateria. É fundamental operar a bateria dentro dessas especificações para garantir seu desempenho adequado ao longo do tempo.

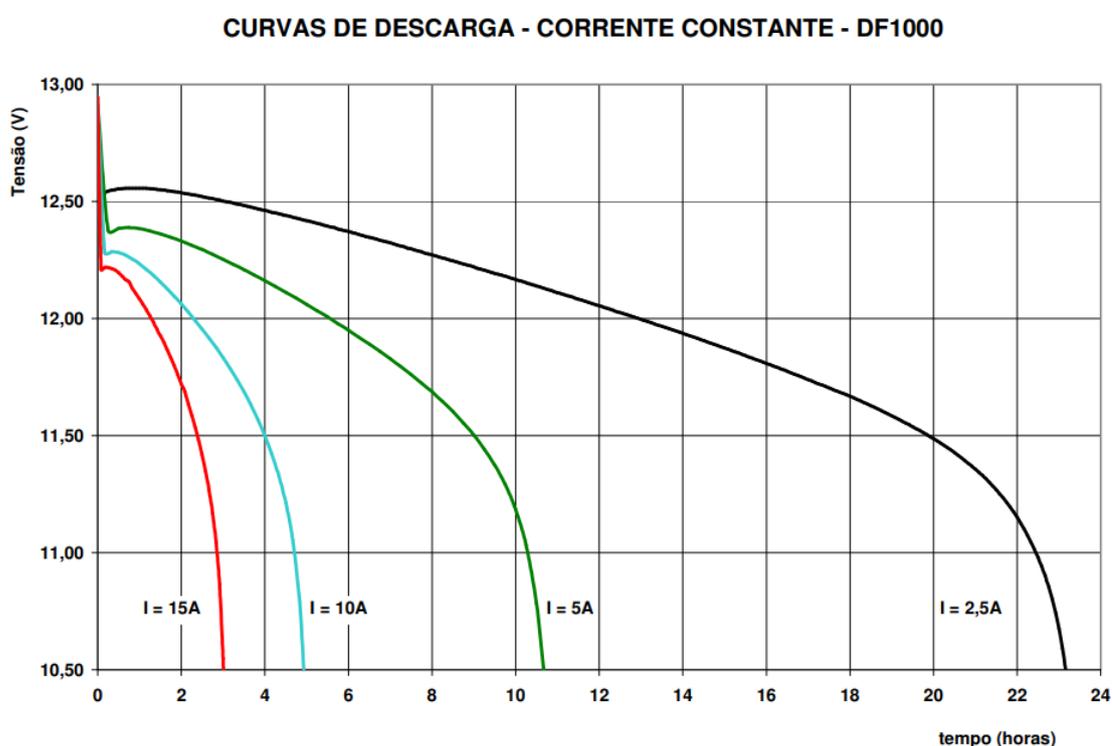
Tabela 2.4 – Especificações de carga da bateria DF1000 para 25 °C.

	Tensão mínima	Tensão máxima
Tensão de flutuação	13,2V	13,5V
Tensão de equalização de carga	14,4V	14,5V

Fonte: (CONTROLS, 2008).

A curva de descarga, ilustrada na Figura 2.7, foi obtida da folha de especificações da bateria, fornecida pelo fabricante. Ela descreve a variação da tensão da bateria durante a descarga em corrente constante.

Figura 2.7 – Curvas de Descargas — Corrente Constante — DF1000.



Fonte: (CONTROLS, 2008).

2.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo abordaram-se os principais conceitos envolvidos na geração fotovoltaica, bem como as tecnologias de baterias e módulos fotovoltaicos, resultando em uma compreensão dos elementos fundamentais dos sistemas de energia fotovoltaica. As características das baterias foram exploradas em relação a vantagens e desvantagens, oferecendo critérios claros para a seleção do tipo mais adequado a cada aplicação.

Além disso, foram discutidas técnicas MPPT, destacando sua importância na otimização do desempenho dos sistemas fotovoltaico, fornecendo critérios para a sele-

ção e implementação de sistemas de energia solar. Tais considerações são essenciais para atender às demandas de energia de forma mais eficiente.

Por fim, também foi apresentada a embarcação Guarapuvu II, expondo as principais características do seu sistema elétrico, com a intenção de promover a implementação da estratégia de rastreamento do ponto de máxima potência dos módulos fotovoltaicos por meio da técnica de leitura da temperatura.

3 ANÁLISE DO CONVERSOR BUCK INTERCALADO

Este capítulo apresenta as análises qualitativas e quantitativas referentes ao Conversor Buck Intercalado (IBC) com duas células de comutação. Com o propósito de simplificar a compreensão do conversor, optou-se por inicialmente desconsiderar a bateria na análise, substituindo-a pela resistência de saída R_o , definida como a relação entre a tensão da bateria e a corrente em MPPT. O filtro de entrada será abordado separadamente em relação ao conversor.

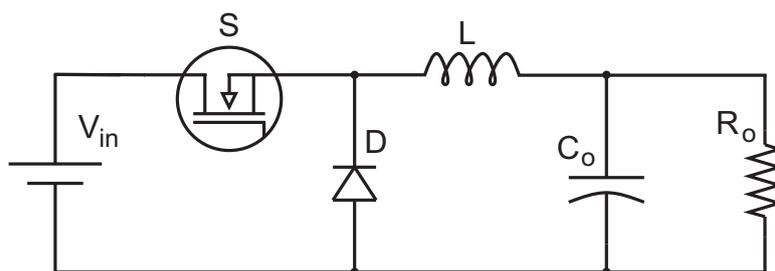
primeiramente, são apresentados os principais aspectos do conversor, incluindo seu funcionamento em diferentes etapas, juntamente com as formas de onda teóricas correspondentes. Além disso, são fornecidas as expressões matemáticas relacionadas ao conversor, proporcionando um entendimento mais aprofundado sobre seu desempenho e funcionamento.

3.1 CONVERSOR BUCK INTERCALADO

A análise do IBC refere-se a avaliação das características e comportamentos gerais do sistema sem considerar quantitativamente os valores numéricos específicos.

Inicialmente, apresenta-se o conversor Buck convencional na Figura 3.1, operando em MCC, um componente fundamental na área de eletrônica de potência. A célula de comutação deste conversor é composta por uma chave controlada, um diodo e um indutor. Este dispositivo proporciona uma tensão de saída sempre inferior à tensão de entrada, operando com entrada em tensão e saída em corrente.

Figura 3.1 – Conversor Buck.



Fonte: Produção própria.

A topologia Buck é encontrada em sistemas de recarga de baterias, sendo que a presença de um indutor na saída do conversor proporciona o controle da corrente. No entanto, mesmo sendo uma solução eficiente, o conversor Buck enfrenta desafios quando aplicado em elevadas potências.

Para contornar essa restrição, uma solução viável é a implementação de células de comutação em paralelo. Este método envolve a interconexão de múltiplas células de conversores Buck, configurando um arranjo conhecido como Buck intercalado.

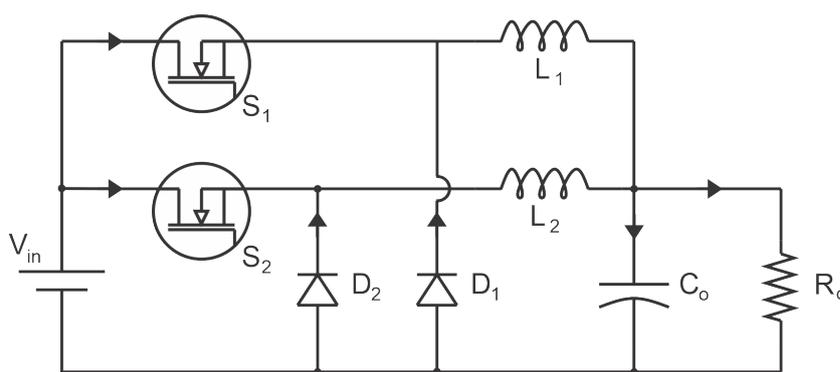
Ao introduzir a configuração intercalada, possibilita-se aumentar os níveis de corrente suportados, possibilitando a distribuição equitativa da carga entre as células, atenuando os problemas associados à limitação de potência de uma única célula do conversor Buck.

Dessa forma, a configuração de Buck intercalado surge como uma estratégia eficaz para superar as limitações do conversor Buck convencional em situações que demandam maior potência.

3.1.1 Análise do Conversor Buck Intercalado

O IBC com duas células de comutação é representado na Figura 3.2. Este conversor é composto por células de comutação Buck em paralelo (MAO *et al.*, 2007). Essa topologia é uma variação do conversor Buck convencional, permitindo a divisão da potência processada e, conseqüentemente, reduzindo os esforços de corrente sobre os semicondutores (BOYAR; KABALCI, 2018).

Figura 3.2 – Conversor IBC.



Fonte: Produção própria.

A estrutura do conversor é formada por uma fonte de tensão de entrada, V_{in} ; pelos MOSFETs S_1 e S_2 ; pelos diodos D_1 e D_2 ; pelos indutores L_1 e L_2 ; um capacitor de filtro C_o e a carga R_o , em que é aplicada a tensão de saída do conversor, V_o .

3.1.1.1 Acionamento dos MOSFETs

Outra característica dos conversores multi-fases é o método de acionamento dos MOSFETs, que possuem sincronismo e defasagem equivalente ao número de fase. Para duas células de comutação, a defasagem utilizada é de 180° , como mostrado na Equação (3.1), em que n é o número de células do conversor.

$$\delta = \frac{360^\circ}{n} = 180^\circ. \quad (3.1)$$

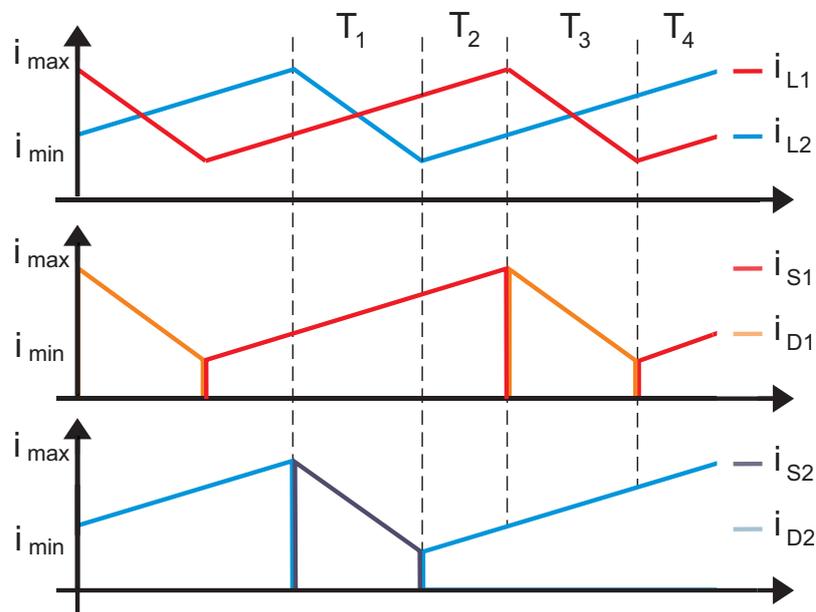
No contexto mencionado, emprega-se a técnica de modulação de sinais PWM (Modulação por Largura de Pulso). Esta técnica destaca-se pela transmissão de informações através da variação da largura de um sinal retangular, a fim de controlar os

MOSFETs. O deslocamento de fase é aplicado para minimizar tanto a ondulação da corrente de saída quanto a corrente do capacitor de saída.

3.1.2 Análise da ondulação de corrente

A ondulação de corrente é a variação periódica na corrente de saída em torno do valor médio. No contexto do IBC, a abordagem de múltiplas fases contribui para uma distribuição mais uniforme da carga entre os dois estágios, impactando assim na ondulação de corrente total. Isso resulta em uma operação mais eficiente e com menor estresse nos componentes, como representado na Figura 3.3.

Figura 3.3 – Ondulação de corrente no conversor.



Fonte: Produção própria.

Ao dividir a corrente de saída, é possível reduzir o valor da ondulação de corrente em cada fase, minimizando as perdas. A Equação (3.2) descreve a variação de corrente no indutor L_1 , durante a descarga, enquanto a Equação (3.3) demonstra a variação de corrente no indutor durante a primeira etapa de operação.

$$\Delta I_{L1} = \frac{(-V_o) (1 - D) T_s}{L_1}, \quad (3.2)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{(V_{in} - V_o) D T_s}{L_2}, \quad (3.3)$$

Combinando as Equações (3.2) e (3.3), tem-se a Equação (3.4) que descreve a operação do conversor para $D > 0,5$.

$$\Delta I_o = |\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}| = \frac{V_o (1 - D) T_s}{L} \cdot \frac{|1 - 2D|}{D}, \quad (3.4)$$

Rearranjando a equação anterior e considerando que o conversor opera com $D < 0,5$, tem-se assim a Equação (3.5):

$$\Delta I_o = |\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}| = \frac{V_o (1 - D) T_s}{L} \cdot \frac{|1 - 2D|}{1 - D}, \quad (3.5)$$

As Equações (3.4) e (3.5) são combinadas e obtém-se a ondulação de corrente na saída do conversor, para $0 < D < 1$, resultando na Equação (3.6):

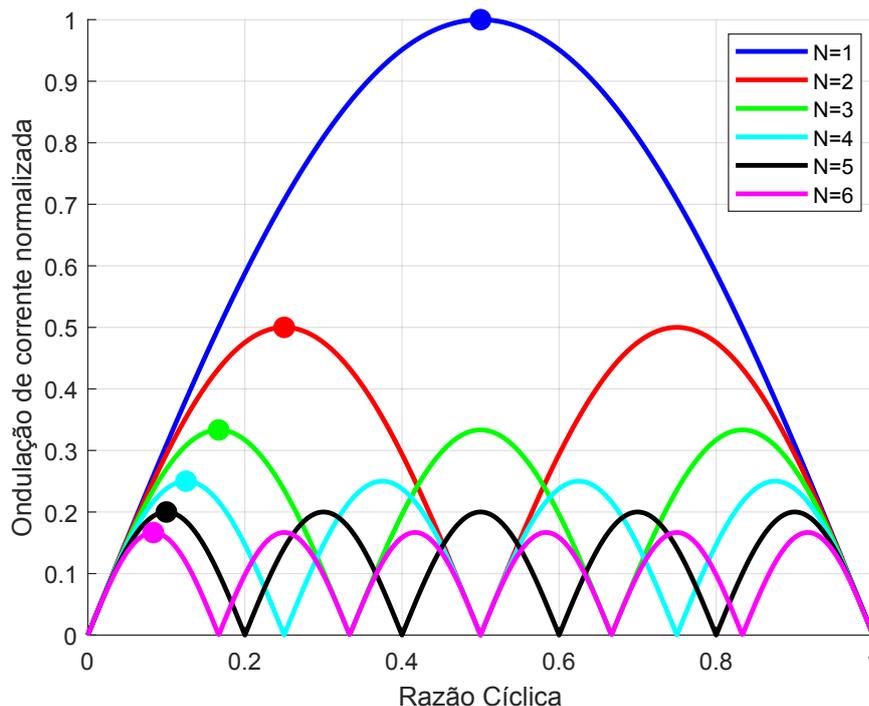
$$\Delta I_o = |\Delta I_{L1} + \Delta I_{L2}| = \frac{2V_o (1 - D) T_s}{L} \cdot \frac{|1 - 2D|}{|1 - 2D| + 1}, \quad (3.6)$$

Por fim, conforme (CHEN, 1999), a Equação (3.7) pode ser ainda rearranjada:

$$\Delta I_o = \frac{n \cdot V_o}{L} \cdot \frac{\prod_{i=1}^n \left| \frac{i}{n} - D \right|}{\prod_{i=1}^n \left(\left| \frac{i}{n} - D \right| + \frac{1}{n} \right)}. \quad (3.7)$$

A ondulação máxima de corrente pode ser encontrada na relação entre o valor da indutância, conforme a razão cíclica de operação. A Figura 3.4 apresenta, de forma gráfica, a relação (3.7), normalizada para o maior valor de indutância possível para cada número de células. É possível notar que o indutor possui um valor máximo para cada número de células e uma razão cíclica específica. Essa relação é válida para a defasagem de 180° aplicada ao sinal de comando do IBC de duas fases.

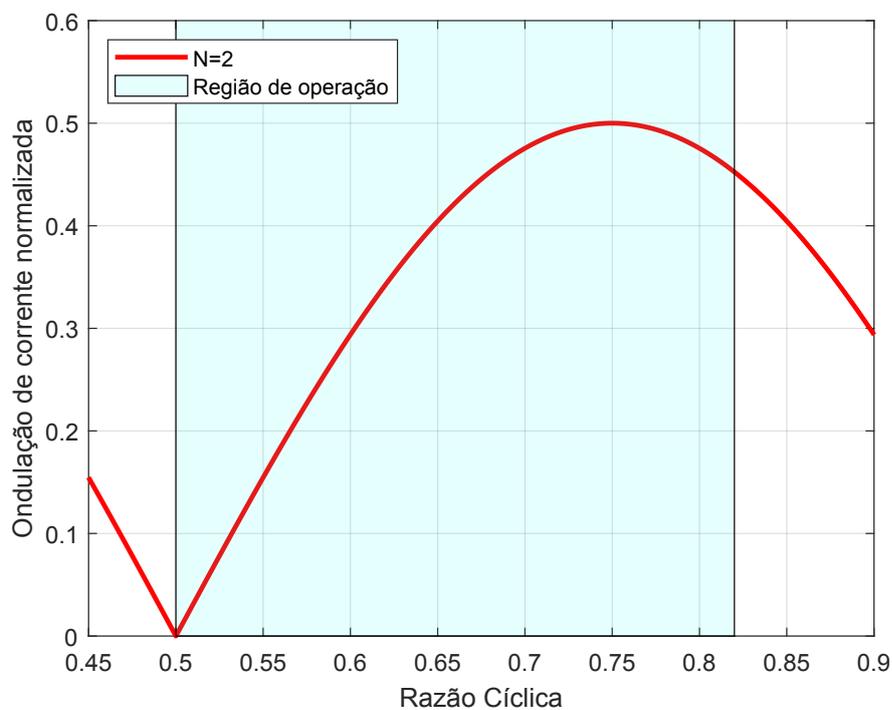
Figura 3.4 – Relação da indutância com a razão cíclica.



Fonte: Produção própria.

A Figura 3.5 detalha a região de operação esperada do conversor, considerando sua implementação com duas células. A faixa de variação de razão cíclica leva em consideração os limites operacionais da tensão do banco de baterias e a excursão da tensão de máxima potência do gerador fotovoltaico.

Figura 3.5 – Região de operação do conversor.



Fonte: Produção própria.

3.2 ANÁLISE QUANTITATIVA DO IBC

Com base na Tabela 3.1, é possível determinar as faixas de atuação às quais o conversor estará submetido durante a operação, enquanto, por meio da Equação (3.8) é possível determinar os valores médios das correntes de entrada e média de saída do conversor, descritas pelas Equações (3.9) e (3.10), respectivamente.

Tabela 3.1 – Dados do projeto do conversor

Parâmetros	Valores utilizados
Tensão de entrada no STC	$V_{mpp} = 42,11 \text{ V}$
Tensão de entrada em $T = 65^\circ \text{ C}$	$V_{mpp_{min}} = 35,37 \text{ V}$
Tensão mínima de saída	$V_{o_{min}} = 21 \text{ V}$
Tensão nominal das baterias	$V_{bat} = 24 \text{ V}$
Tensão máxima de saída	$V_{o_{max}} = 29 \text{ V}$
Potência processada	$P_o = 450 \text{ W}$
Frequência de comutação	$f_s = 50 \text{ kHz}$
Ondulação de corrente nos indutores	$\Delta I_L = 25\% \cdot I_o$
Ondulação de tensão de saída	$\Delta V_o = 1\% \cdot V_o$

Fonte: Produção própria.

$$P_{in} = P_o \Rightarrow V_{in} \cdot I_{in} = V_o \cdot I_o , \quad (3.8)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{P_o}{V_{bat}} = 18,75 \text{ A} . \quad (3.9)$$

$$I_{in} = \frac{V_o \cdot I_o}{V_{in}} = \frac{V_{bat} \cdot I_o}{V_{mpp}} = 10,69 \text{ A} . \quad (3.10)$$

Em que:

P_{in} : Potência de entrada;

V_{in} : Tensão de entrada;

I_{in} : Corrente de entrada;

P_o : Potência de saída;

V_o : Tensão de saída;

I_o : Corrente de saída.

Assim, ao considerar o conversor ideal, obtém-se, por meio da Equação (3.11) a potência processada por cada célula de comutação.

$$P_1 = P_2 = \frac{P_{total}}{2} = 225 \text{ W} , \quad (3.11)$$

Com base nos valores máximos e mínimos de tensão de flutuação e de tensão de corte da bateria, é possível determinar os valores máximos e mínimo, (3.12) e (3.13), respectivamente, da razão cíclica do conversor.

$$D_{max} = \frac{V_{o_{max}}}{V_{mpp_{min}}} = 0,82 , \quad (3.12)$$

$$D_{min} = \frac{V_{o_{min}}}{V_{mpp}} = 0,5 , \quad (3.13)$$

3.2.1 Determinação da capacitância

Sendo a corrente de saída do conversor entregue à carga, representada pela Equação (3.14), a soma das correntes instantâneas dos indutores i_{L1} e i_{L2} , tem-se:

$$i_o(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) , \quad (3.14)$$

A tensão sobre o capacitor C_o será igual à tensão sobre a carga, $V_{C_o} = V_o$. Logo, a corrente através do capacitor de saída pode ser representada pela Equação (3.15):

$$I_{C_o} = I_o - i_{L1} - i_{L2} , \quad (3.15)$$

Sabe-se que o capacitor possui baixa impedância para as componentes de alta frequência presentes nas correntes $i_{L1,L2}$. Esse comportamento remete ao papel de filtro passa-baixa desempenhado pelo capacitor na saída do conversor, cuja admitância é descrita pela Equação (3.16):

$$X_c = \frac{1}{(2\pi f_c C)} , \quad (3.16)$$

Como o conversor opera em MCC, o valor médio da corrente de saída do conversor é transferida para as cargas, não sendo processada pelo capacitor. Pode-se, então, aproximar a corrente no capacitor como a parcela alternada da corrente dos indutores. Tem-se que a ondulação de corrente total é igual à ondulação total de corrente no capacitor, descrito por Equação (3.17):

$$\Delta I_{C_o} = \Delta I_o , \quad (3.17)$$

Por se tratar de um conversor Buck intercalado de duas fases, tem-se a Equação (3.18):

$$f_c = 2 f_s , \quad (3.18)$$

E o período de comutação é dado pela Equação (3.19):

$$T_s = \frac{1}{f_s} , \quad (3.19)$$

A corrente no capacitor apresenta crescimento em rampa durante a primeira etapa de operação, resultando em elevação da tensão do capacitor. Essa mesma corrente decresce em rampa, na etapa de operação seguinte, reduzindo a tensão do capacitor. O processo de carga e descarga do capacitor implica em uma variação de tensão no capacitor. Assim, a carga do capacitor ΔQ pode ser representada como a área da parcela positiva do gráfico que representa $I_C \times t$. Desta forma, pode-se determinar a variação da carga no capacitor.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_c}{2} \cdot \frac{\Delta I_{Co}}{2} = \frac{T_c \cdot \Delta I_{Co}}{8}, \quad (3.20)$$

De forma genérica, a variação de carga no capacitor, ocorre também variação de tensão no capacitor. Dessa forma, a variação de carga no capacitor pode ser definida por:

$$\Delta Q = C_o \cdot \Delta V_o, \quad (3.21)$$

Substituindo (3.21), (3.18) e (3.19) em (3.20), e isolando a capacitância C_o , tem-se:

$$C_o = \frac{\Delta I_{Co}}{16 \cdot \Delta V_o \cdot f_s}, \quad (3.22)$$

Dessa forma, verifica-se que a ondulação de tensão no capacitor é inversamente proporcional à capacitância, e a utilização de frequências elevadas de comutação, permite a redução do valor da capacitância e, por consequência, do volume do capacitor. Ainda, tem-se que o valor máximo da corrente é dado por:

$$I_{Co(max)} = \frac{\Delta I_{Co}}{2}, \quad (3.23)$$

O valor eficaz da corrente do capacitor C_o , em função de seu valor máximo, é dado por:

$$I_{Co(rms)} = \frac{I_{Co(max)}}{\sqrt{3}}, \quad (3.24)$$

Substituindo as equações (3.23) na Equação (3.24), tem-se, por fim, o valor eficaz da corrente do capacitor.

$$I_{Co(rms)} = \frac{\Delta I_o}{2\sqrt{3}}. \quad (3.25)$$

3.2.2 Determinação das indutâncias L1 e L2

Sabe-se que a corrente de saída, I_o , é a soma das duas correntes dos indutores L1 e L2, ou seja:

$$i_{L1} = i_{L2} = \frac{I_o}{2}, \quad (3.26)$$

Em regime permanente, a ondulação de corrente nos indutores. $\Delta i_{L1,L2}$ é será a mesma ao fim de todas as etapas de operação. As tensões sobre os indutores são definidas por:

$$V_{L1,L2} = L_{1,2} \frac{\Delta i_{L1,L2}}{\Delta t}, \quad (3.27)$$

Ao analisar cada célula individualmente, se verifica que a etapa de carregamento do indutor ocorre quando o MOSFET de sua respectiva célula de comutação encontra-se em condução, durante o intervalo de $t_{on} = D \cdot T_s = \Delta t$. Substituindo o valor t_{on} na Equação (3.27), tem-se:

$$V_{in} - V_o = L \frac{\Delta i_L}{D \cdot T_s}, \quad (3.28)$$

Obtém-se ainda a oscilação de corrente no indutor, dada pela Equação (3.29).

$$\Delta i_L = \frac{(V_{in} - V_o) D \cdot T_s}{L}, \quad (3.29)$$

As equações (3.28) e (3.29) demonstram que a ondulação de corrente no indutor é inversamente proporcional à indutância presente na célula de comutação. Assim, podemos deduzir a corrente mínima em termos da corrente máxima e da ondulação de corrente:

$$I_{L(min)} = I_{L(max)} - \Delta I_L, \quad (3.30)$$

Como o valor médio da corrente do indutor é dada por:

$$I_{L(med)} = \frac{I_{L(max)} + I_{L(min)}}{2}, \quad (3.31)$$

A Equação (3.31) ainda pode ser reescrita como:

$$I_{L(min)} = 2 \cdot I_{L(med)} - I_{L(max)}, \quad (3.32)$$

Igualando as equações (3.30) e (3.32), tem-se:

$$I_{L(max)} = I_{L(med)} + \frac{\Delta I_L}{2}, \quad (3.33)$$

Substituindo as Equações (3.29) e (3.26) na Equação (3.33), e utilizando a relação $D = V_o/V_{in}$, pode-se obter a equação para calcular o valor máximo da corrente no indutor, expressa como:

$$I_{L(max)} = \frac{I_o}{2} + \left[\frac{(1-D) V_o T_s}{2L} \right], \quad (3.34)$$

De forma análoga à equação (3.33), determina-se o valor mínimo da corrente do indutor.

$$I_{L(min)} = I_{L(med)} - \frac{\Delta I_L}{2}, \quad (3.35)$$

Por meio da substituição das equações (3.29) e (3.26) em (3.35), obtém-se:

$$I_{L(min)} = \frac{I_o}{2} - \left[\frac{(1-D)V_o T_s}{2L} \right], \quad (3.36)$$

Para determinar o valor eficaz da corrente no indutor, considera-se a corrente crescente (i_{La}) no intervalo $0 < t < DT_s$, e a corrente decrescente (i_{Lb}) no intervalo $DT_s < t < T_s$, tal que:

$$I_{L(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} [i_{La}(t)]^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} [i_{Lb}(t)]^2 dt}, \quad (3.37)$$

As equações (3.33) e (3.35) são utilizadas para definir as parcelas crescentes (i_{La}) e decrescente (i_{Lb}) da corrente do indutor.

$$i_{La} = \frac{\Delta I_L}{D T_s} \cdot t + I_{L(med)} - \frac{\Delta I_L}{2}, \quad (3.38)$$

$$i_{Lb} = -\frac{\Delta I_L}{(1-D) T_s} \cdot (t - DT_s) + I_{L(med)} + \frac{\Delta I_L}{2}, \quad (3.39)$$

Por fim, substitui-se a Equação (3.38) e (3.39) na Equação (3.37) para encontrar:

$$I_{L(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left[\underbrace{\frac{\Delta I_L}{DT_s} t + I_{L(med)} - \frac{\Delta I_L}{2}}_{i_{La}} \right]^2 dt + \frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s} \left[\underbrace{-\frac{\Delta I_L}{(1-D) T_s} t + I_{L(med)} + \frac{\Delta I_L}{2}}_{i_{Lb}} \right]^2 dt}, \quad (3.40)$$

Por fim, resolvendo (3.37) obtém-se (3.41), em que ΔI_L representa o valor absoluto de ondulação de corrente.

$$I_{L(rms)} = I_{L(med)} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta I_L}{I_{L(med)}} \right)^2}, \quad (3.41)$$

Nota-se que os valores $L1$ e $L2$, (assim como as resistências internas, R_{L1} e R_{L2}) devem ser iguais. Entretanto, estes valores podem divergir devido aos métodos de confecção dos indutores, e essas variações provocam desbalanceamento de valores médios de corrente entre as fases do conversor em regime permanente. Esta situação é esperada caso o conversor opere em malha aberta e sem estratégia de balanceamento entre fases.

Dessa forma, os valores médio e eficaz das correntes nos indutores são dadas pelas equações (3.42) e (3.43), respectivamente.

$$I_{L_{1,2}(med)} = \frac{I_o}{2}, \quad (3.42)$$

$$I_{L(rms)} = I_{L(med)} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta I_L}{I_{L(med)}}\right)^2}. \quad (3.43)$$

Diante do exposto, os valores das indutâncias dos indutores L_1 e L_2 são calculados por meio de (3.44), assim como as características construtivas dos indutores L_1 e L_2 são detalhadas no Apêndice B.

$$L_1 = L_2 = \frac{(1 - D) V_{O(max)}}{\Delta I_o f_s} = 54 \mu\text{H}. \quad (3.44)$$

3.2.2.1 Determinação das Perdas nos indutores

As perdas no condutor em regime de corrente contínua, dependem diretamente das resistências dos enrolamentos e são calculadas por:

$$P_{(cobre)} = R_{(cobre)} \cdot \left(I_{L1,L2(rms)}\right)^2, \quad (3.45)$$

Em que $R_{(cobre)}$ é a resistência, em ohms, do enrolamento de cobre.

Por sua vez, quando um núcleo de material ferromagnético é exposto a uma densidade variável de fluxo magnético ao longo do tempo, duas formas de perda de potência na forma de calor ocorrem no núcleo:

- Perdas devido a correntes parasitas (ou correntes de Foucault).
- Perdas devido à histerese.

Correntes parasitas referem-se às correntes induzidas no material ferromagnético (núcleo) devido à ação de um campo magnético variável que atravessa o núcleo, conforme descrito pela Lei de Indução de Faraday. As perdas por correntes parasitas em um circuito magnético sujeito a um fluxo variável podem ser estimadas por:

$$P_{parasita} = K_e B^2 f^2 V, \quad (3.46)$$

Em que:

$P_{parasita}$ é a perda por correntes parasitas;

K_e é o Coeficiente de perdas por correntes parasitas;

B é a densidade de fluxo magnético;

f é a frequência do fluxo variável;

V é o volume do núcleo.

Perdas por histerese ocorrem quando um material magnético é exposto a um campo magnético alternado. Nesse cenário, os dipolos magnéticos no material se alinham e realinham repetidamente para inverter sua polaridade em cada ciclo. Esse processo de alinhamento e realinhamento constante gera atrito interno no material ferromagnético, resultando em perdas por calor.

A área de histerese para certos materiais pode ser aproximada pela seguinte equação empírica de Steinmetz:

$$\oint H dB = K_h B_{max}^n, \quad (3.47)$$

Assim, a potência das perdas é determinada empiricamente por:

$$P_h = K_h B_{max}^n f, \quad (3.48)$$

Em que:

n varia de 1,5 a 2,5;

K_h é o coeficiente de perdas por histerese.

A soma das perdas por histerese e por correntes parasitas define a perda total de energia no núcleo ferromagnético:

$$P_{nucleo} = P_h + P_e, \quad (3.49)$$

$$P_{nucleo} = K_h B_{max}^n f + K_e B_{max}^2 f^2 V, \quad (3.50)$$

Por fim, determinam-se as perdas totais nos indutores L_1 e L_2 , em que:

$$P_{L1,L2} = P_{nucleo} + P_{fio(L1,L2)}. \quad (3.51)$$

3.2.3 Determinação dos MOSFETs

Para escolha dos MOSFETs consideraram-se as especificações no ponto de máxima potência. Nessa condição, ao efetuar o cálculo dos valores médio e eficaz da corrente no interruptor, encontra-se nas Equações (3.52) e (3.53), respectivamente:

$$I_{S_{1,2}(med)} = D_{max} \cdot \frac{I_o}{2}, \quad (3.52)$$

$$I_{S_{1,2}(rms)} = \sqrt{D_{max}} \cdot I_{S_{1,2}(med)}. \quad (3.53)$$

Dessa forma, foi determinado o MOSFET TK100E10N1 (TOSHIBA, 2014) como melhor escolha para esse projeto. A Tabela 3.2 apresenta os principais dados relacionados ao MOSFET utilizado, fornecidos pelo fabricante. Estes dados são necessários para determinação das perdas totais do componente.

Tabela 3.2 – Características do MOSFET TK100E10N1

Parâmetros	Dados
Tensão dreno-fonte	$V_{DS} = 100 \text{ V}$
Corrente direta de Dreno	$I_D = 100 \text{ A}$
Resistência de condução	$R_{RS_{on}} = 3,4 \text{ m}\Omega$
Tensão de Limiar do Gate	$V_{SD} = 1,3 \text{ V}$
Atraso no acionamento	$t_{d_{on}} = 43,7 \text{ ns}$
Tempo de subida	$t_{(rise)} = 19,7 \text{ ns}$
Atraso no bloqueio	$t_{d_{(off)}} = 102,3 \text{ ns}$
Tempo de descida	$t_{(fall)} = 22,5 \text{ ns}$
Temperatura máxima da junção	$T_j = 175 \text{ [}^\circ\text{C]}$
Resistência junção-cápsula	$R_{th_{jc}} = 0,49 \text{ [}^\circ\text{C/W]}$
Resistência junção-ambiente	$R_{th_{ja}} = 83,8 \text{ [}^\circ\text{C/W]}$
Encapsulamento	TO-220

Fonte: Produção própria.

3.2.3.1 Determinação das perdas no MOSFET

Dentre as principais perdas envolvidas em um MOSFET, destacam-se as perdas por condução e comutação. Durante o intervalo em que o MOSFET está conduzindo corrente, este pode ser modelado com uma resistência entre dreno e fonte ($R_{DS_{on}}$). Essa resistência é inerente às características construtivas do componente. As perdas por condução do MOSFET podem ser calculadas pela Equação (3.54):

$$P_{S1,S2(cond)} = R_{DS_{(on)}} \cdot (I_{S1,S2(rms)})^2. \quad (3.54)$$

A transição entre os estados de condução e bloqueio é considerada uma parte natural do funcionamento do MOSFET. No entanto, devido às capacitâncias intrínsecas no componente, inerentes aos métodos de fabricação, é necessária certa quantidade de energia para realizar a comutação entre os estados. Essas capacitâncias introduzem atraso no comando de comutação e na troca de estado, resultando em um breve período em que o MOSFET se encontra em um estado intermediário de operação. Esse intervalo é caracterizado pelo acúmulo ou remoção de carga durante a comutação, resultando em perdas, levando à dissipação adicional de energia.

A energia necessária para levar o MOSFET ao modo de condução é determinada pela Equação (3.55). Além disso, a Equação (3.56) representa a energia necessária para colocar o MOSFET no modo de bloqueio.

$$E_{S1,S2(on)} = V_{in} \cdot I_{D(on)} \cdot \frac{t_{D(on)} + t_r}{2}, \quad (3.55)$$

$$E_{S1,S2(off)} = V_{in} \cdot I_{D(off)} \cdot \frac{t_{D(off)} + t_f}{2}. \quad (3.56)$$

A alternância de estados marca o início e o fim do período de comutação. Portanto, as perdas relacionadas à comutação do MOSFET são representadas pela Equação (3.57).

$$P_{S1,S2(sw)} = E_{S1,S2(on)} + E_{S1,S2(off)} \cdot f_s, \quad (3.57)$$

As perdas relacionadas ao MOSFET, apresentada na Equação (3.58), são resultados das somas das perdas por condução e por comutação.

$$P_{S1,S2(totais)} = P_{S1,S2(sw)} + P_{S1,S2(cond)}. \quad (3.58)$$

3.2.4 Determinação dos Diodos

As análises realizada para determinar as perdas relacionadas às operações dos MOSFETs podem ser utilizadas para determinar as perdas relacionadas aos diodos do IBC. Seguindo a metodologia apresentada, os valores médio e eficaz da corrente que circula pelo diodo nas células de comutação, são dadas pelas equações (3.59) e (3.60), respectivamente.

$$I_{D1,D2_{med}} = (1 - D_{max}) \cdot \frac{I_o}{4}, \quad (3.59)$$

$$I_{D1,D2_{(rms)}} = \sqrt{\sqrt{(1 - D_{max})} \cdot \left(\frac{I_o}{4}\right)^2}. \quad (3.60)$$

Desse modo, optou-se pelo Diodo Retificador Schottky VF30100C (VISHAY, 2013). As principais características de fabricação desse dispositivo são mostradas na Tabela 3.3. Este componente possui dois diodos internos sob o mesmo encapsulamento, podendo ser utilizado individualmente ou com os dois diodos conectados em paralelo. Isso permite maior capacidade de condução de corrente do componente em operação, reduzindo as perdas.

Tabela 3.3 – Dados do Diodo VF30100C

Parâmetros	Dados
Tensão máxima repetitiva de pico reverso.	$V_{R_{rev}} = 100 \text{ V}$
Corrente média direta retificada (Total)	$I_{F_{AV}} = 30 \text{ A}$
Temperatura máxima da junção	$T_j = 150 \text{ [}^\circ\text{C]}$
Resistência térmica típica por diodo	$R_{th,JA} = 5,5 \text{ [}^\circ\text{C/W]}$
Tensão direta instantânea	0,63 V
Encapsulamento	TO-220

Fonte: Produção própria.

Por se tratar de um diodo Schottky, o tempo necessário para ocorrer as trocas de estados (condução e bloqueio) é extremamente baixa, logo, entende-se que a carga

necessária para a comutação do diodo é pequena e não influencia significativamente nas perdas totais do componente. Devido a isso, as perdas relacionadas à comutação dos diodos foram desconsideradas nesta análise.

3.2.4.1 Determinação das perdas nos diodos

A resistência interna de um diodo, denotada como R_D , representa a resistência elétrica presente no componente quando este é polarizado diretamente. Assim, o diodo exibe um comportamento de condução que não é ideal. A resistência interna constitui uma característica inerente ao diodo e está diretamente relacionada à qualidade do material semicondutor empregado na produção do componente. As perdas associadas aos diodos na célula de comutação são dadas pela Equação (3.61):

$$P_{D1,D2(total)} = 2 \left[VF \cdot I_{D1,D2,med} + R_D \cdot (I_{D1,D2(rms)})^2 \right] . \quad (3.61)$$

3.2.5 Determinação do Diodo de Saída

A topologia utilizada inclui um diodo adicional na saída do conversor. Esse diodo desempenha a função de prevenir inversões indesejadas no fluxo de corrente por meio do conversor, garantindo proteção contra danos aos semicondutores presentes nas células de comutação do conversor e no módulo fotovoltaico.

Desse modo, optou-se pelo Diodo Schottky MBR3045 (ONSEMI, 2014). Este componente possui dois diodos internos sob o mesmo encapsulamento. Além disso, por ser construído com o encapsulamento TO-247AC, permite uma dissipação térmica mais eficiente em comparação com dispositivos construídos com o encapsulamento TO-220. A Tabela 3.4 apresenta os dados de fabricação do diodo utilizado.

Tabela 3.4 – Dados do Diodo MBR3045

Parâmetros	Dados
Tensão máxima repetitiva de pico reverso.	$V_{R(rev)} = 45 \text{ V}$
Corrente média máxima direta retificada (Total)	$I_{F(AV)} = 30 \text{ A}$
Temperatura máxima da junção	$T_j = 150 \text{ [}^\circ\text{C]}$
Resistência térmica típica por diodo	$R_{th(j,A)} = 1,4 \text{ [}^\circ\text{C/W]}$
Tensão direta instantânea	0,64 V
Encapsulamento	TO-247AC

As equações que descrevem os valores médio e eficaz da corrente flue por meio de cada um dos diodos internos são fornecidas pelas equações (3.62) e (3.63), respectivamente.

$$I_{Do(med)} = (1 - D_{min}) \cdot \frac{I_o}{2} , \quad (3.62)$$

$$I_{Do(rms)} = I_{Do(med)} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta I_{Do}}{I_{Do(med)}}\right)^2} \quad (3.63)$$

3.2.5.1 Determinação das perdas do Diodo de saída

Por se tratar de um Diodo Schottky, as perdas relacionadas à comutação do dispositivo são desconsideradas. As perdas decorrentes da condução de corrente são dadas pela Equação (3.64):

$$P_{Do} = VF \cdot I_{Do(med)} + R_D (I_{Do(rms)})^2 \quad (3.64)$$

3.2.6 Determinação do Filtro de Entrada

Em um conversor chaveado, a potência elétrica é processada por meio de células de comutação, composta por elementos semicondutores e elementos armazenadores de energia. Entretanto, como consequência à comutação dos semicondutores, ocorre há circulação de sinais de alta frequência no conversor, provocando variações de corrente e tensão.

Para minimizar os efeitos causados por estas componentes de alta frequência no módulo fotovoltaico, adotou-se como estratégia a utilização um filtro passa-baixa passivo na entrada do conversor.

Assim, implementou-se de um filtro de segunda ordem — LC — com frequência de corte configurada para atuar uma década abaixo do dobro da frequência de comutação das células de comutação do IBC. A frequência de corte do filtro LC é dada pela Equação (3.65).

$$f_c \leq \frac{n \cdot f_s}{10} \quad (3.65)$$

3.2.6.1 Projeto de construção do Filtro de entrada

Para construção do indutor L_f , primeiramente é necessário a determinação dos valores médio e eficaz de corrente que o atravessa. Para esta análise, será considerado que módulo fotovoltaico opera no ponto de máxima potência, ou seja, que o valor médio da corrente de entrada do conversor é igual a I_{mpp} . As características construtivas do indutor L_f são detalhas no Apêndice B.

$$I_{mpp} = I_{L_f(med)} = \frac{P_{mpp}}{V_{mpp}} \quad (3.66)$$

$$I_{L_f(rms)} = I_{L_f(med)} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{\Delta I_{L_f}}{I_{L_f(med)}}\right)^2} \quad (3.67)$$

3.2.6.2 Determinação das perdas no indutor do filtro

As perdas associadas ao indutor do filtro de entrada L_f também são calculadas por (3.68). As perdas totais relacionadas ao indutor do filtro L_f são dadas por:

$$P_{(L_f)} = P_{nucleo(L_f)} + P_{fio(L_f)} \cdot \quad (3.68)$$

3.2.7 Capacitor do filtro

Os dados relacionados ao capacitor de filtro são mostrados na Tabela 3.5.

Tabela 3.5 – Dados do capacitor C_{filtro}

Parâmetros	Dados
Fabricante	Vishay Sprague
Tipo	Film — 735P
Capacitância	$C_{filtro} = 3 \mu F$
Quantidade	3
Tensão de operação	100 VDC
Resistência série	11 m Ω

Fonte: Produção própria.

3.2.7.1 Determinação das perdas do capacitor do filtro

As perdas relacionadas ao capacitor do filtro, são calculadas a partir da Equação (3.69). O arranjo de três capacitores conectados em paralelo resulta a divisão da resistência série (SER) pelo número de capacitores.

$$P_{C_{filtro}} = \frac{RSE_{(filtro)}}{3} \cdot (I_{ca_{filtro}})^2 \cdot \quad (3.69)$$

3.2.8 Capacitor de Entrada

O capacitor de entrada tem a função de filtrar e estabilizar a tensão de saída do módulo fotovoltaico, reduzindo variações bruscas de tensão na entrada do conversor. A Tabela 3.6 apresenta os dados de fabricação do capacitor C_{in} do conversor.

3.2.8.1 Determinação das perdas do capacitor de entrada

As perdas relacionadas ao capacitor de entrada são calculadas por meio da Equação (3.70):

$$P_{cap(in)} = RSE_{(in)} \cdot (I_{ca(in)})^2 \cdot \quad (3.70)$$

Tabela 3.6 – Dados do capacitor C_{in}

Parâmetros	Dados
Fabricante	EPICOS
Tipo	Eletrolítico — B41856
Capacitância	$C_{in} = 330 \mu\text{F}$
Quantidade	1
Tensão de operação	100 VDC
Resistência série	85 m Ω

Fonte: Produção própria.

3.2.9 Determinação do capacitor de saída

O capacitor de saída é responsável por filtrar e suavizar a tensão de saída, reduzindo a circulação de componentes de corrente em alta frequência para a bateria. A Tabela 3.7 apresenta os dados de fabricação do capacitor C_{out} do conversor.

Tabela 3.7 – Dados do capacitor C_{out}

Parâmetros	Dados
Fabricante	RUBYCON
Tipo	Eletrolítico — ZL
Capacitância	$C_{out} = 100 \mu\text{F}$
Quantidade	1
Tensão de operação	100 VDC
Resistência série	120 m Ω

Fonte: Produção própria.

3.2.9.1 Determinação das perdas do capacitor de saída

As perdas relacionadas ao capacitor de saída são calculadas por meio da Equação (3.71):

$$P_{cap(out)} = RSE_{(out)} \cdot (I_{ca(out)})^2 \quad (3.71)$$

3.3 PERDAS TOTAIS DO CONVERSOR

As perdas equacionadas em (3.72) representam o somatório de todas as perdas provenientes dos elementos passivos (Indutores e capacitores) e chaves (MOSFETs e diodos) apresentados nessa seção. Essas perdas são detalhadas na Tabela 3.8 e separadas em perdas individuais e perdas totais.

$$P_{total} = 2 \cdot (P_L + P_{S(total)} + P_{d(total)}) + P_{(Lr)} + P_{d_{total}(out)} + P_{cap} = 22,58 \text{ W} \quad (3.72)$$

Tabela 3.8 – Perdas totais do IBC

Componente	Qta.	Perdas	Perdas Totais
MOSFETs	2	2,1 W	4,199 W
DIODOS	2	2,554 W	5,108 W
INDUTORES L1 e L2	2	0,481 W	0,963 W
INDUTOR DE FILTRO	1	0,518 W	0,518 W
DIODO DE SAÍDA	1	11,66 W	11,66 W
CAPACITOR DE ENTRADA	1	0,034 mW	0,034 W
CAPACITOR DE FILTRO	3	114 mW	342 mW
CAPACITOR DE SAÍDA	1	16,428 mW	16,428 mW

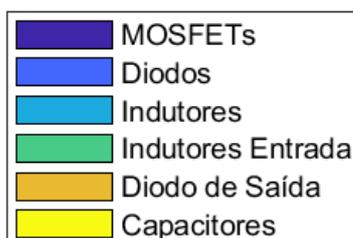
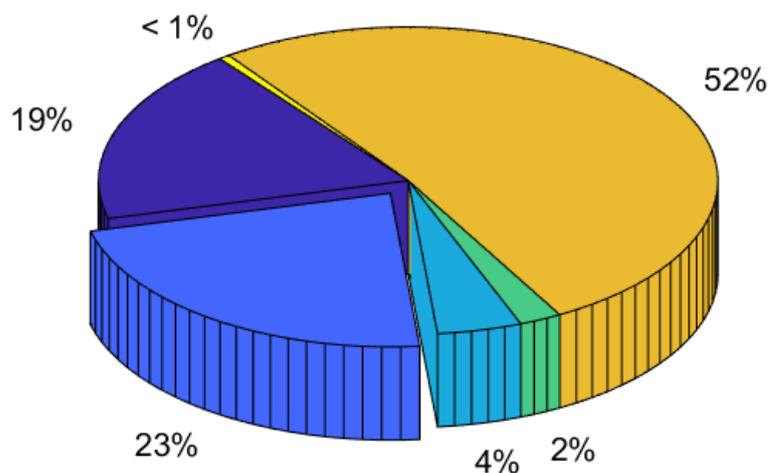
Fonte: Produção própria.

Com base na Equação (3.72) é possível determinar o equacionamento da eficiência total do conversor por meio da Equação (3.73).

$$\eta = \frac{P_o - P_{total}}{P_o} = \frac{450 \text{ W} - 22,58 \text{ W}}{450 \text{ W}} = 94,98\% \quad (3.73)$$

Por fim, as perdas percentuais de cada componentes são melhor demonstradas na Figura 3.6. Este tipo de gráfico oferece uma representação visual intuitiva das proporções e percentuais das perdas no IBC e é especialmente útil para identificar quais componentes contribuem mais significativamente para as perdas totais do conversor.

Figura 3.6 – Perdas totais do conversor



Fonte: Produção própria.

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foram apresentadas as análises qualitativas e quantitativas relativas ao IBC, bem como o dimensionamento dos principais componentes do conversor e cálculo de perdas dos elementos ativos e passivos. Para realização do equacionamento apresentado, destaca-se a substituição do banco de baterias por uma carga resistiva, projetada para drenar a potência máxima fornecida pelo módulo fotovoltaico. Esta metodologia permite analisar o funcionamento do conversor sobre parâmetros nominais de tensão e correntes equivalentes ao Ponto de Máxima Potência, ao qual o conversor deve operar.

Em resumo, destacam-se alguns pontos necessários para o entendimento do projeto do conversor (MAO *et al.*, 2007):

1. **Perdas e comportamento do diodo de saída:**

As perdas significativas do conversor estão associadas ao diodo de saída, comum em topologias abaixadoras de tensão. O aumento da corrente direta no diodo é proporcional à maior corrente injetada na carga, resultando em perdas que crescem de forma quadrática.

2. **Eficiência do conversor e considerações de perdas:**

Ao calcular a eficiência do conversor, apenas as perdas dos elementos passivos e semicondutores foram consideradas, excluindo perdas relacionadas a circuitos auxiliares, como amplificadores operacionais, drivers, fontes auxiliares e microprocessadores.

3. **Dimensionamento dos Elementos Passivos:**

Os elementos magnéticos são dimensionados para operar em frequências n vezes a frequência de comutação, em que n é quantidade de fases, resultando na redução do tamanho, volume e peso desses componentes. A menor ondulação da corrente de saída permite a redução dos capacitores de saída.

4. **Esforços de corrente**

A distribuição dos esforços de corrente entre as células de comutação permite o uso de semicondutores com correntes menores. A partilha de corrente entre os semicondutores ainda reduz a temperatura de operação do conversor e, por conseguinte, a necessidade de dissipação de calor.

4 MODELAGEM E CONTROLE

A estratégia de controle desenvolvida neste trabalho garante a coordenação entre os múltiplos estágios de comutação em paralelo, permitindo a sincronização adequada e a divisão igual da carga entre eles, diminuindo as oscilações e melhorando a eficiência.

4.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS

Neste capítulo serão apresentados os principais aspectos do controle do IBC com duas células de comutação. Inicialmente, é apresentada a modelagem do módulo fotovoltaico utilizado nos ensaios e, posteriormente, a modelagem do IBC, baseada nas equações e etapas de operação descritas no Capítulo 3. Em seguida, é apresentada a técnica de balanceamento de corrente nos indutores e, por fim, o projeto da malha de realimentação para a implementação digital do sistema de controle utilizado.

4.2 MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

Os módulos fotovoltaicos são os principais dispositivos na geração de energia solar fotovoltaica. Eles são compostos por células fotovoltaicas responsáveis por converter diretamente a radiação solar em eletricidade por meio do efeito fotovoltaico.

4.2.1 Modelagem do módulo fotovoltaico

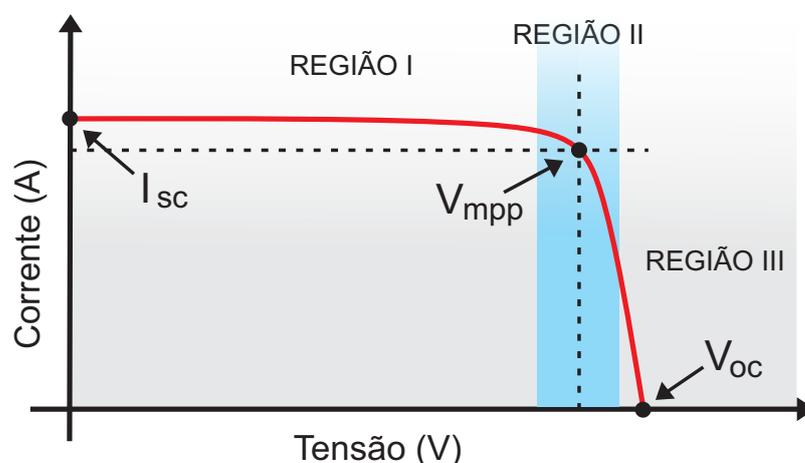
As curvas I-V e P-V são representações gráficas fundamentais para caracterizar o desempenho dos módulos fotovoltaicos. Ambas mostram o comportamento e a relação entre a corrente elétrica gerada pelo módulo e a tensão do mesmo, bem como a potência fornecida em função das condições climáticas.

Na curva I-V dos módulos fotovoltaicos, mostrada na Figura 4.1, destaca-se a *região I*, chamada de região de corrente constante, na qual a corrente se mantém constante, independentemente das variações na tensão de saída. A *região II*, chamada de região de potência constante, destaca-se a existência de um ponto de máxima potência, pertencente ao gráfico. Por fim, a *região III*, chamada de região de tensão constante, o aumento na tensão fornecida pelo módulo provoca queda acentuada na corrente fornecida e, conseqüentemente, a redução da potência gerada.

No Ponto de Máxima Potência, a tensão e a corrente assumem os valores que levam o módulo a alcançar o melhor desempenho possível. Este ponto representa a condição ideal de operação para obter a máxima eficiência do módulo fotovoltaico.

No contexto da Figura 4.1, é importante destacar os seguintes pontos:

Figura 4.1 – Curva I-V típica de um módulo fotovoltaico.

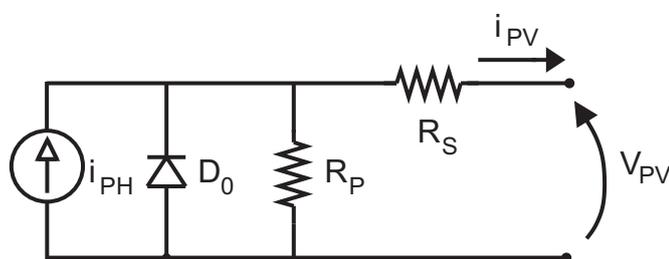


Fonte: Produção própria.

- Tensão de Circuito Aberto (V_{oc}) representa a tensão máxima que o módulo fotovoltaico pode atingir quando nenhum fluxo de corrente está ocorrendo, ou seja, quando seus terminais estão em circuito aberto.
- Corrente de Curto Circuito (I_{sc}) corresponde à corrente máxima que o módulo fotovoltaico pode gerar quando seus terminais são curto-circuitados, ou seja, quando a tensão é reduzida a zero. A I_{sc} é um parâmetro utilizado na determinação do dimensionamento do sistema.

O circuito elétrico capaz de representar o comportamento de um gerador fotovoltaico é ilustrado na Figura 4.2. Esse modelo consiste em uma fonte de corrente em paralelo com um diodo, sendo que, parâmetros de idealidades são representados pela inclusão das resistências em série (R_s) e paralelo (R_p) (CASARO, 2009).

Figura 4.2 – Modelo de um diodo de um gerador fotovoltaico.



Fonte: Adaptado de (COELHO, R.; SCHMITZ; MARTINS, D., 2022).

Este circuito é resolvido pela aplicação da lei de Kirchhoff, a partir do cálculo da corrente de saída do módulo fotovoltaico, conforme segue: (COELHO, R.; SCHMITZ; MARTINS, D., 2022).

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D - I_{Rp} , \quad (4.1)$$

$$V_D = R_s I_{pv} + V_{pv} , \quad (4.2)$$

$$I_{Rp} = \frac{V_D}{R_p} = \frac{R_s I_{pv} + V_{pv}}{R_p} . \quad (4.3)$$

A solução da Equação (4.1) é determinada pelas variáveis I_{ph} , I_D e I_{Rp} . Sabe-se que a corrente fotogerada é dependente da irradiância G e da temperatura T :

$$I_{ph} = \frac{G}{G^{STC}} \cdot I_{ph}^{STC} \left[1 + \alpha(T - T^{STC}) \right] . \quad (4.4)$$

A corrente que percorre o diodo D_0 pode ser aproximada pela expressão matemática que descreve a relação entre a tensão e a corrente por meio de um diodo semicondutor, equação de Shockley, dada por:

$$I_D = I_s \cdot \left(e^{\frac{qE_G}{Ak}} - 1 \right) . \quad (4.5)$$

Por fim, a representação da corrente de saturação reversa do diodo I_s é dada pela Equação (4.6).

$$I_s = I_s^{STC} \cdot \left(\frac{T}{T^{STC}} \right)^3 \cdot e^{\frac{qE_G}{Ak} \left(\frac{1}{T^{STC}} - \frac{1}{T} \right)} . \quad (4.6)$$

A reorganização da Equação (4.1), juntamente com a substituição das Equações (4.4), (4.5) e (4.6), resulta na obtenção da Equação (4.7). Esta equação descreve a relação entre a corrente I_{pv} e a tensão V_{pv} , proporcionando uma representação matemática do comportamento elétrico do módulo fotovoltaico.

$$I_{pv} = I_{ph}^{STC} - I_s^{STC} \cdot \left[e^{\frac{q(R_s I_{pv} + V_{pv})}{AkT^{STC}}} - 1 \right] - \frac{R_s I_{pv} + V_{pv}}{R_p} . \quad (4.7)$$

Conforme evidenciado na Figura 4.1, os principais pontos da curva I-V dos módulos fotovoltaicos, fornecidos pelo fabricante, são dados por:

$$\begin{aligned} \text{Curto-circuito:} & \Rightarrow \begin{cases} V_{pv} = 0 \text{ V} \\ I_{pv} = I_{sc}^{STC} \end{cases} \\ \text{Circuito aberto:} & \Rightarrow \begin{cases} V_{pv} = V_{soc}^{STC} \\ I_{pv} = 0 \text{ A} \end{cases} \\ \text{Máxima potência:} & \Rightarrow \begin{cases} V_{pv} = V_{mp}^{STC} \\ I_{pv} = I_{mp}^{STC} \end{cases} \end{aligned}$$

Ao substituir esses pontos específicos na Equação (4.7), é possível obter (4.8), (4.9) e (4.10).

$$I_{ph}^{STC} - I_s^{STC} \left(e^{\frac{q \cdot R_s \cdot I_{sc}^{STC}}{A \cdot k \cdot T^{STC}}} - 1 \right) - \frac{R_s I_{sc}^{STC}}{R_p} - I_{sc}^{STC} = 0, \quad (4.8)$$

$$I_{ph}^{STC} - I_s^{STC} \left(e^{\frac{q \cdot R_s \cdot I_{sc}^{STC}}{A \cdot k \cdot T^{STC}}} - 1 \right) - \frac{V_{soc}^{STC}}{R_p} - I_{sc}^{STC} = 0, \quad (4.9)$$

$$I_{ph}^{STC} - I_s^{STC} \left(e^{\frac{q \cdot R_s \cdot I_{sc}^{STC}}{A \cdot k \cdot T^{STC}}} - 1 \right) - \frac{R_s I_{mp}^{STC} + V_{mp}^{STC}}{R_p} - I_{sc}^{STC} = 0. \quad (4.10)$$

Ainda (COELHO, R.; SCHMITZ; MARTINS, D., 2022) expandem a modelagem ao introduzirem mais duas equações, à análise (4.11) e (4.12). As adições dessas equações contribui para o detalhamento do modelo e ampliação do escopo das relações matemáticas apresentadas.

$$I_{ph}^{STC} - \frac{2 V_{mp}^{STC}}{R_p} + I_s^{STC} - I_s^{STC} \left[1 + \frac{q(V_{mp}^{STC} - R_s I_{mp}^{STC})}{A \cdot k \cdot T^{STC}} \right] e^{\left(\frac{q \cdot (V_{mp}^{STC} + R_s \cdot I_{mp}^{STC})}{A \cdot k \cdot T^{STC}} \right)} = 0 \quad (4.11)$$

$$R_s + \frac{q I_s^{STC} R_p (R_s - R_p)}{A \cdot k \cdot T^{STC}} e^{\left(\frac{q \cdot I_{sc}^{STC}}{A \cdot k \cdot T^{STC}} \right)} = 0 \quad (4.12)$$

A determinação da característica I-V de um módulo fotovoltaico implica a necessidade de resolução das Equações (4.8), (4.9), (4.10), (4.11) e (4.12). No entanto, é necessário destacar que tais equações são intrinsecamente não lineares, demandando uma abordagem matemática que incorpore métodos numéricos para a determinação das variáveis em questão. Essas variáveis, descritas na Tabela 4.1, podem ser obtidas a partir da resolução de um sistema de equações não lineares, que descrevem o módulo fotovoltaico nos cinco pontos de operação apresentados. Tal procedimento é explicado e detalhado em (COELHO, R.; SCHMITZ; MARTINS, D., 2022).

Tabela 4.1 – Variáveis a serem determinadas

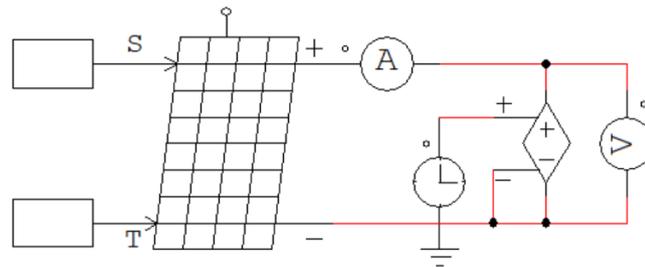
Descrição	Variáveis
Fator de emissão	A
Corrente de saída do gerado no STC	I_{ph}^{STC}
Corrente de saturação reversa no STC	I_s^{STC}
Resistência série	R_s
Resistência paralela	R_p

Fonte: Adaptado de (COELHO, R.; SCHMITZ; MARTINS, D., 2022).

4.2.2 Aplicação e validação do modelo

A simulação conduzida no *software Powersim* (PSIM), apresentada na Figura 4.3, foi desenvolvida com o propósito de caracterizar as principais curvas relacionadas ao módulo fotovoltaico a ser estudado.

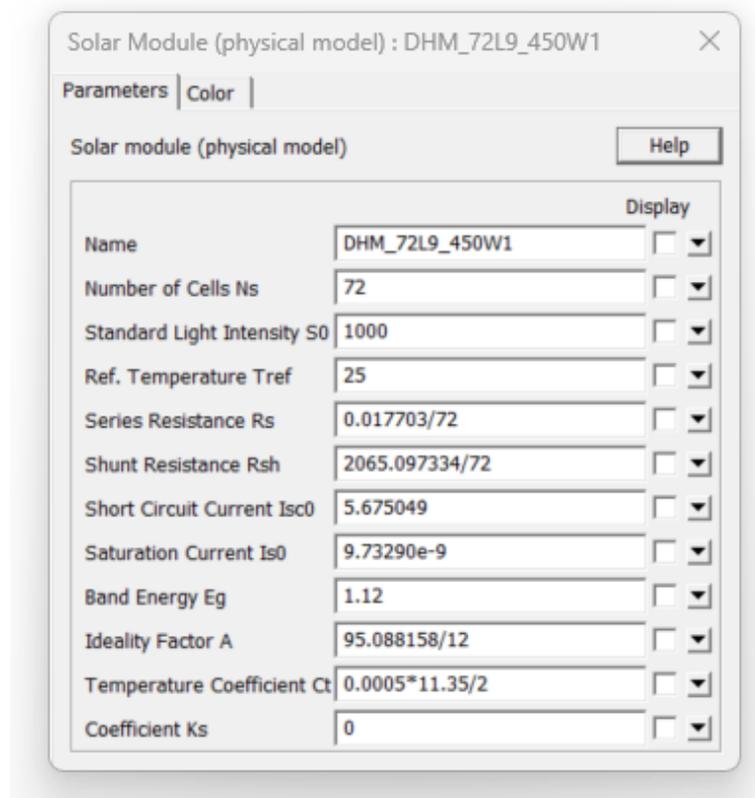
Figura 4.3 – Circuito equivalente para estudo do módulo fotovoltaico.



Fonte: Produção própria.

No PSIM, um gerador fotovoltaico é representado a partir do Modelo Funcional da Célula Solar, sendo que os parâmetros utilizados para a simulação estão detalhados na Figura 4.4, e são obtidos a partir da solução do sistema de equações não lineares anteriormente discutidos.

Figura 4.4 – Dados aplicados ao bloco *Solar Module (Physical Model)*



Fonte: Powersim

Esta simulação compreende as informações relativas ao módulo fotovoltaico instalado na embarcação Guarapuvu II, modelo DHM-72L9, fornecido pela empresa DAH Solar. Este módulo é composto por 144 meia células de silício monocristalino. As especificações elétricas do módulo sob condições-padrão de teste (STC) estão detalhadas na Tabela 4.2.

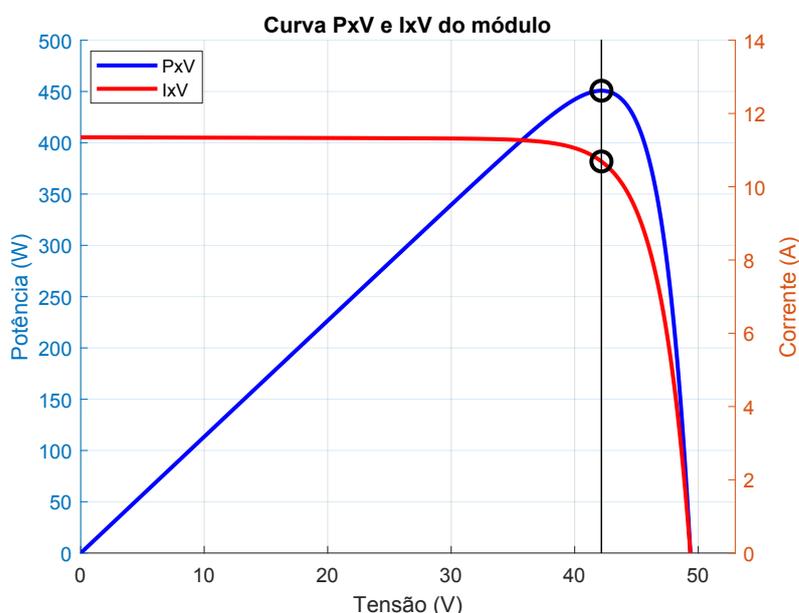
Tabela 4.2 – Especificações do módulo DHM-72L9 no STC

STC	NOCT
P_{\max}^{STC}	450 W
$V_{\text{oc}}^{\text{STC}}$	49,30 V
$V_{\text{mp}}^{\text{STC}}$	42,11 V
$I_{\text{sc}}^{\text{STC}}$	11,35 A
$I_{\text{mp}}^{\text{STC}}$	10,69 A
Coefic. de temp. para I_{sc}	0,05%/°C
Coefic. de temp. para V_{oc}	-0,31%/°C
Coefic. de temp. para P_{\max}	-0,35%/°C

Fonte: Produção própria.

Como resultado da simulação, a Figura 4.5 é apresentada, exibindo as curvas I-V (corrente-tensão) e P-V (potência-tensão) do módulo fotovoltaico. Esta representação gráfica oferece uma visão das características operacionais do módulo.

Figura 4.5 – Curvas P-V e I-V do módulo fotovoltaico DHM-72L9.



Fonte: Produção própria.

O modelo apresentado por meio da Figura 4.5 ainda resulta nas curvas P-V e I-V, conforme ilustrado nas Figuras 4.6, 4.7, 4.8 e 4.9. Essas representações gráficas mostram as relações entre corrente e tensão, bem como potência e tensão do módulo fotovoltaico, considerando variações na irradiância solar e temperatura. Essas curvas

exibem características não lineares, destacando a influência das condições climáticas na fotogeração. Por fim, ao realizar a comparação visual entre as Figuras 4.6, 4.7, 4.8 e 4.9 e as curvas fornecidas pelo fabricante DAH Solar, contidas no Anexo B, pode-se verificar a validade do modelo apresentado.

Figura 4.6 – Curva I-V sob variação de irradiância.

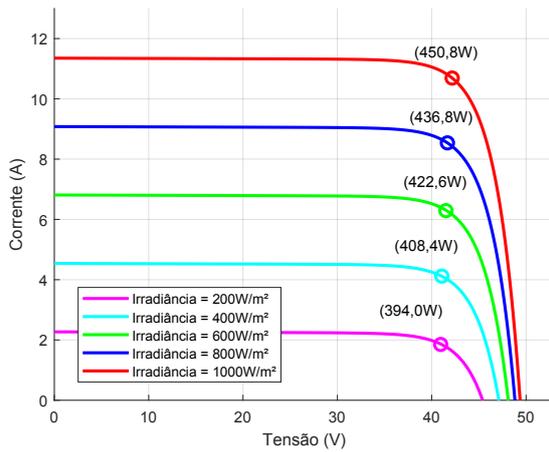


Figura 4.7 – Curva P-V sob variação de irradiância.

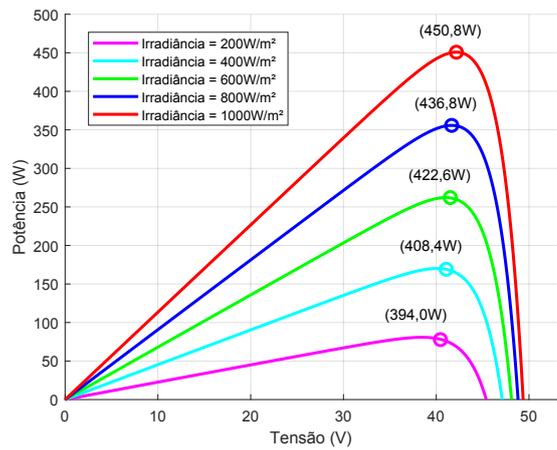


Figura 4.8 – Curva I-V sob variação de temperatura.

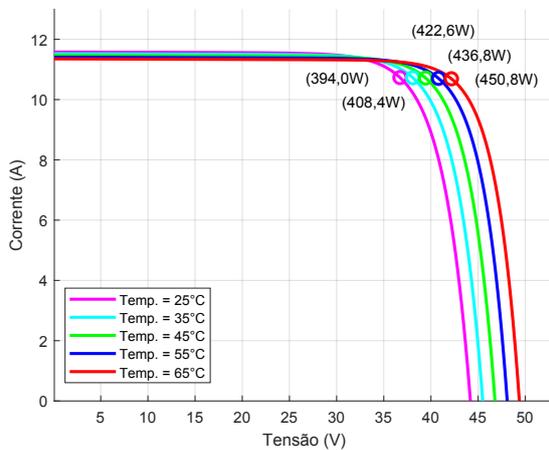
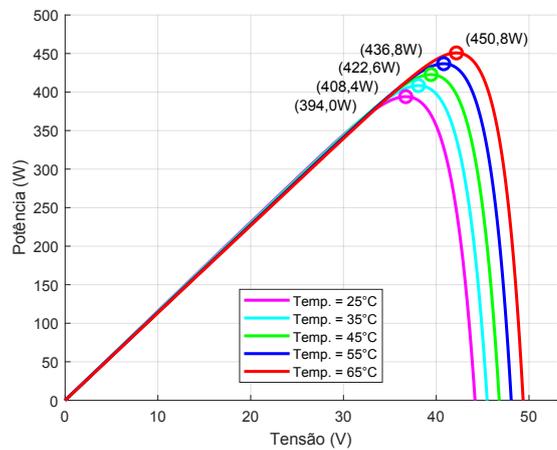


Figura 4.9 – Curva P-V sob variação de temperatura.



4.3 MODELAGEM DO IBC

Além do princípio de operação, é necessário compreender o comportamento dinâmico do conversor estático no processo de elaboração das estratégias de controle, garantindo o funcionamento adequado e a regulação das grandezas como tensões e correntes. Isso leva à busca por estratégias de controle que assegurem o desempenho desejado do conversor, proporcionando estabilidade e precisão nos resultados (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

4.3.1 Representação em Espaço de Estado

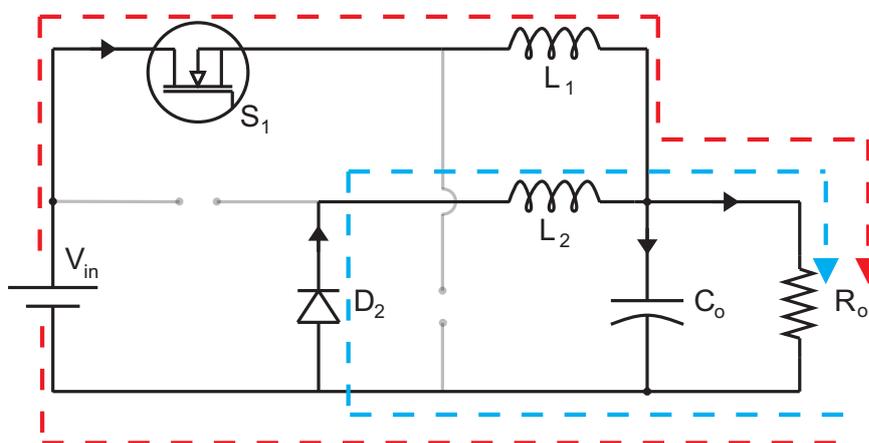
Visando obter um modelo abrangente para o IBC, aplicável em uma ampla faixa de potência, utiliza-se uma abordagem que combina o modelo médio em espaço de estados e a linearização por Modelo Médio de Pequenos Sinais (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007).

Para obter o modelo de corrente contínua (CC), são utilizadas equações de estado derivadas das leis de Kirchhoff, levando em consideração as etapas de operação específicas do conversor (MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, 1976).

As etapas de operação do conversor são divididas conforme o período de comutação. Nesta análise foi considerado que o conversor opera com razão cíclica $D > 0,5$ e a resistência R_o é definida como a relação entre a tensão da bateria e a corrente no ponto de potência máxima.

Intervalo de tempo T_1 : A Figura 4.10 é obtida por meio da Figura 3.2. Como ilustrado, o MOSFET S_1 opera em condução, com $V_{S_1} = 0$, carregando o indutor L_1 , enquanto o diodo D_1 opera em bloqueio. Em oposição, o MOSFET S_2 opera em bloqueio, ao passo que o diodo D_2 entra em modo de condução e descarrega o indutor L_2 .

Figura 4.10 – Primeira etapa de operação.



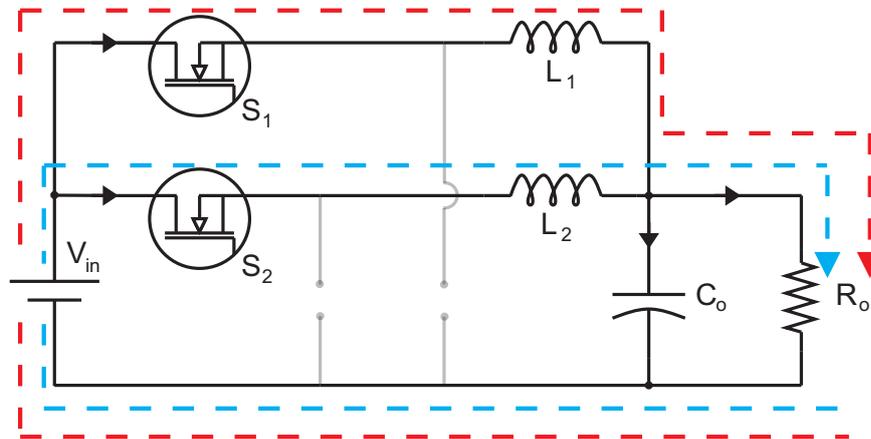
Fonte: Produção própria.

As equações que descrevem a primeira etapa de operação são dadas por:

$$\begin{aligned} \frac{1}{L_1} \left(V_{in} - V_{Co} \right) &= \dot{i}_{L_1}, \\ \frac{1}{L_2} \left(-V_{Co} \right) &= \dot{i}_{L_2}, \\ \frac{1}{C_o} \left(i_{L_1} + i_{L_2} - \frac{1}{R_o} \cdot V_{Co} \right) &= \dot{V}_{Co}. \end{aligned}$$

Intervalo de tempo T_2 e T_4 : Durante as segunda e quarta etapas de operação, como ilustrado na Figura 4.11, os MOSFETs S_1 e S_2 entram em condução, carregando os indutores L_1 e L_2 , e as correntes i_{L_1} e i_{L_2} crescem linearmente. Ambos os diodos D_1 e D_2 se encontram bloqueados.

Figura 4.11 – Segunda e quarta etapa de operação.



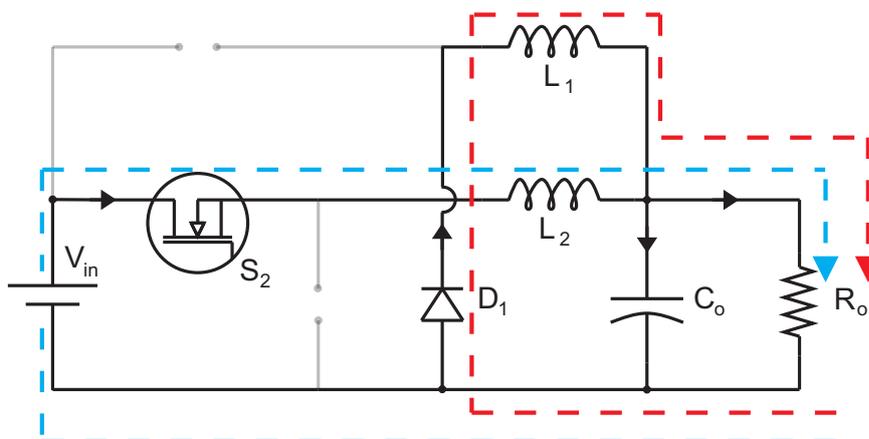
Fonte: Produção própria.

As equações que descrevem o comportamento do conversor durante a segunda e quarta etapa de operação e dada por:

$$\begin{aligned} \frac{1}{L_1} \left(V_{in} - V_{Co} \right) &= \dot{i}_{L_1}, \\ \frac{1}{L_2} \left(V_{in} - V_{Co} \right) &= \dot{i}_{L_2}, \\ \frac{1}{C_o} \left(i_{L_1} + i_{L_2} - \frac{1}{R_o} \cdot V_{Co} \right) &= \dot{V}_{Co}. \end{aligned}$$

Intervalo de tempo T_3 : Como ilustrado na Figura 4.12, o MOSFET S_1 opera em bloqueio enquanto o MOSFET S_2 opera em condução. Como consequência, tem-se: $V_{S_1} = V_{in} - V_{out}$ e $V_{S_2} = 0$. Além disso, os diodos nas células de comutação operam em oposição; logo, o diodo D_1 conduz, com tensão $V_{D_1} = 0$, enquanto o diodo D_2 está bloqueado. Por fim, o indutor L_2 é carregado por meio de I_{S_2} , enquanto o indutor L_1 é descarregado pelo diodo D_1 .

Figura 4.12 – Terceira etapa de operação.



Fonte: Produção própria.

As equações a seguir descrevem o comportamento do conversor durante a terceira etapa de operação:

$$\begin{aligned} \frac{1}{L_1} (-V_{Co}) &= \dot{i}_{L_1}, \\ \frac{1}{L_2} (V_{in} - V_{Co}) &= \dot{i}_{L_2}, \\ \frac{1}{C_o} \left(i_{L_1} + i_{L_2} - \frac{1}{R_o} \cdot V_{Co} \right) &= \dot{V}_{Co}. \end{aligned}$$

Em $t = t_{on}$, o MOSFET S_2 deixa de conduzir e o diodo D_2 entra em condução, atuando como um diodo de roda livre e dando início, assim, à quarta etapa de operação.

A representação em espaço de estados de um sistema dinâmico é uma ferramenta matemática amplamente utilizada na literatura. Dessa forma, o sistema é representado por um conjunto de equações diferenciais de primeira ordem, conhecidas como equações de estado. Essas equações descrevem as variáveis de estado do sistema ao longo do tempo, em função das entradas e das equações que relacionam as variáveis de estado com as saídas do sistema (MIDDLEBROOK, R., 1988).

A representação em espaço de estados oferece diversas vantagens na análise de sistemas dinâmicos, permitindo uma descrição compacta e completa do comportamento do sistema. De forma geral, um sistema genérico pode ser descrito por meio de matrizes:

$$\dot{x}(t) = \mathbf{A} \cdot x(t) + \mathbf{B} \cdot u(t)$$

$$y(t) = \mathbf{C} \cdot x(t) + \mathbf{D} \cdot u(t)$$

Em que:

A: matriz dinâmica;

B: matriz de entrada;

C: matriz de saída;

D: matriz de transferência direta.

Neste trabalho, as variáveis de interesse a serem analisadas foram definidas como correntes nos indutores, i_{L_1} e i_{L_2} , e a tensão de saída no capacitor C_{out} , sendo assim:

x: vetor de estados, constituída pelo vetor: $[i_{L_1}, i_{L_2}, V_{Co}]$;

u: vetor de entrada, dado por: $[V_{in}]^T$.

4.3.2 Modelo Médio de Grandes Sinais do IBC

Conforme (SCHITTLER *et al.*, 2011), as matrizes que resultam do modelo médio podem ser calculadas a partir da Equação (4.13) para um número de n células, desde que o conversor atue em MCC. Essas equações são necessárias para obter o modelo médio do conversor, e são resolvidas com base nas etapas de operação e no período correspondente à cada etapa.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A} &= \sum_{m=1}^{2 \cdot n} T_m \cdot \mathbf{A}_m \\
 \mathbf{B} &= \sum_{m=1}^{2 \cdot n} T_m \cdot \mathbf{B}_m \\
 \mathbf{C} &= \sum_{m=1}^{2 \cdot n} T_m \cdot \mathbf{C}_m
 \end{aligned} \tag{4.13}$$

Em que:

m : Etapa de operação do conversor;

T : Porcentagem de tempo de duração de cada etapa de operação em relação ao período de comutação.

As matrizes de estados **A** e **B** são resultados dos somatórios apresentados em (4.13) e resultam nas matrizes, dadas pela por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} & -\frac{1}{R_o C_o} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{(1-d_2)}{L_1} \\ -\frac{(1-d_1)}{L_1} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Em que d_1 e d_2 representam a razão cíclica D , aplicada a cada interruptor, para o conversor em MMC. Conforme a Equação (4.14).

$$d_1 = d_2 = D = V_o/V_{in} \quad (4.14)$$

4.3.3 Modelo Médio de Pequenos Sinais do IBC

Por meio do modelo de grandes sinais apresentado, é possível deduzir o Modelo Médio de Pequenos Sinais a partir da representação em espaço de estados.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A x(t) + B u(t) \\ y(t) = C x(t) + D u(t) \end{cases} \quad (4.15)$$

De acordo com (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), o modelo AC de pequenos sinais pode ser deduzido a partir do modelo DC no espaço de estados e do ponto de equilíbrio \mathbf{X} , encontrado pela relação (4.16).

$$\mathbf{X} = -A^{-1} \cdot B \cdot U \quad (4.16)$$

Em que U é a matriz de entradas.

O modelo AC de pequenos sinais é aplicado em torno do ponto de operação \mathbf{X} , considerando perturbações nas entradas do sistema. A linearização do modelo pressupõe que o conversor pressupõe comportamento linear em torno de um ponto de operação X (valor CC), desde que as perturbações \hat{x} em torno deste ponto sejam suficientemente pequenas (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2007). Assim, todas as variáveis dinâmicas do sistema podem ser definidas como a soma dessas duas parcelas. Desta forma, as matrizes de estados são reescritas, conforme a relação (4.17).

$$\begin{aligned} A_P &= A \\ B &= \left[\mathbf{B} \left(\sum_{m=1}^{2 \cdot n} (-1)^{m+1} \cdot \mathbf{A}_m \right) \cdot \mathbf{X} + \left(\sum_{m=1}^{2 \cdot n} (-1)^{m+1} \cdot \mathbf{B}_m \right) \cdot \mathbf{U} \right] \\ C_P &= C \end{aligned} \quad (4.17)$$

Por fim, a matriz de Funções de Transferência $G(s)$, é determinada a partir das matrizes apresentadas. Assim, o Modelo Médio de Pequenos Sinais é apresentada na relação (4.18).

$$G(s) = C_p \cdot (sI - A_p)^{-1} \cdot B_p + U_p \quad (4.18)$$

Ou ainda:

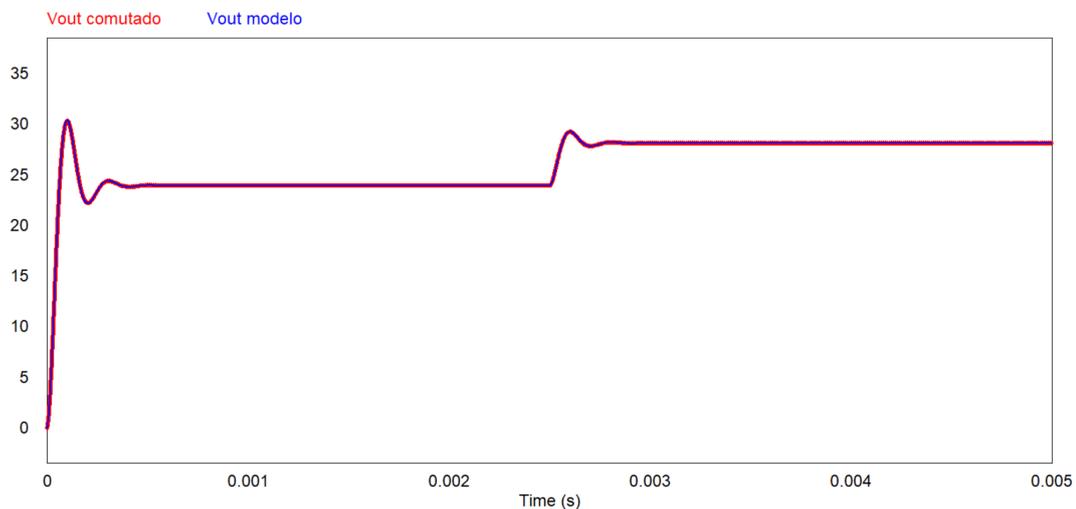
$$G_{vd}(s) = \frac{V_o(s)}{d(s)} = C_v \cdot (sI - A)^{-1} \cdot B_d$$

$$G_{id}(s) = \frac{i_o(s)}{d(s)} = C_i \cdot (sI - A)^{-1} \cdot B_d \quad (4.19)$$

4.3.4 Comprovação dos modelos

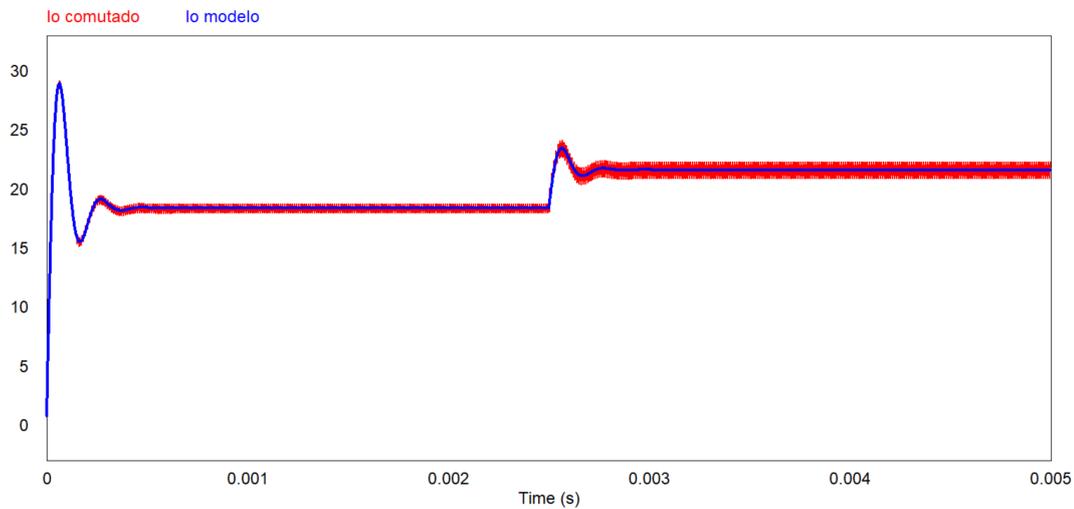
Para validar o modelo proposto, foram realizadas simulações dos circuitos comutado e modelo matemático proposto utilizando o *software* PSIM. Os resultados obtidos durante a simulação do conversor e em resposta a um degrau de 10% na razão cíclica são apresentados na Figura 4.13 e na Figura 4.14 observa-se que ambos os modelos exibiram comportamento estático-dinâmico idêntico, conforme evidenciado pela sobreposição das curvas, tanto para a corrente em um dos enrolamentos (i_{w1}) quanto para a tensão de saída (V_o).

Figura 4.13 – Comparação entre o modelo comutado e o modelo matemático para a tensão de saída, diante de um degrau de 10% (em $t = 0,0025$ s) na razão cíclica.



Fonte: Produção própria.

Figura 4.14 – Comparação entre o modelo comutado e o modelo matemático para a corrente de saída, diante de um degrau de 10% (em $t = 0,0025$ s) na razão cíclica.



Fonte: Produção própria.

4.4 ESTRATÉGIA DE BALANCEAMENTO DE CORRENTE

Considera-se, idealmente, que os indutores L_1 e L_2 são idênticos tanto do ponto de vista resistivo, quanto indutivo. Entretanto, por conta do método de confecção dos mesmos, pequenas diferenças podem surgir.

Conversores baseados em células de comutação entrelaçadas, bem como conversores baseados em células de comutação de múltiplos estados, apresentam pequenos desequilíbrios de corrente entre as fases do conversor.

A circulação de corrente entre fases não é esperada, sendo causada por não idealidades provenientes de variações paramétricas e presença de elementos parasitas. Este desequilíbrio de corrente reduz a eficiência do conversor, podendo causar modos de funcionamento não esperados ou ainda causar danos ao conversor.

Neste sentido, optou-se pela utilização da Transformada de Lunze (LUNZE, 1992) como método de balanceamento ativo entre as fases do conversor. Essa estratégia consiste em converter um sistema de multi-célula (com indutores desacoplados ou acoplado) de N fases em um sistema de uma variável diferencial e $(N-1)$ variáveis de modo comum. Em (4.20) é apresentada a matriz genérica da Transformada de Lunze.

$$T_L = \frac{1}{N} \cdot \begin{bmatrix} (N-1) & -1 & \dots & -1 & -1 \\ -1 & (N-1) & \dots & -1 & -1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -1 & -1 & \dots & (N-1) & -1 \\ 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{bmatrix}_{N \times N} \quad (4.20)$$

A Equação (4.21) representa as correntes de modo diferencial (i_{dm}) e de modo

comum (i_{cm}), obtidas por meio da Transformada de Lunze. Em contrapartida, a Equação (4.22) representa a transformada inversa de Lunze.

$$\begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{cm} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}}_{T_L} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$\begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}}_{T_L^{-1}} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{cm} \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

Dessa forma, faz-se necessária a aquisição dos valores das correntes i_{L1} e i_{L2} por meio de circuitos de aquisição. Vale ressaltar a necessidade da utilização de filtros para maior confiabilidade na resposta das leituras. O projeto dos circuitos de aquisição são detalhados posteriormente.

De acordo com (LUNZE, 1992), é importante que a referência do controlador de modo diferencial (C_{dm}) tenha uma dinâmica lenta e que sua referência seja nula, garantindo, assim, a igualdade entre as correntes i_{L1} e i_{L2} . Por outro lado, o controlador de modo comum (C_{cm}) deve ter uma dinâmica rápida e uma referência, dada por:

$$i_{cm}^* = \frac{I_o}{N}$$

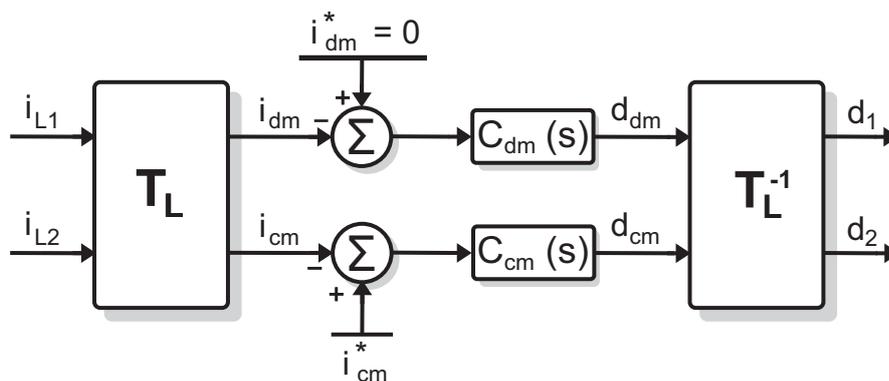
Em que:

I_o : Corrente de saída desejada;

N : Número de fases do conversor.

A Figura 4.15 ilustra a aplicação do método ativo de balanceamento de corrente nas células de comutação do conversor, por meio da utilização da Transformada de Lunze.

Figura 4.15 – Diagrama em blocos da aplicação da Transformada de Lunze para balanceamento das correntes nos indutores.

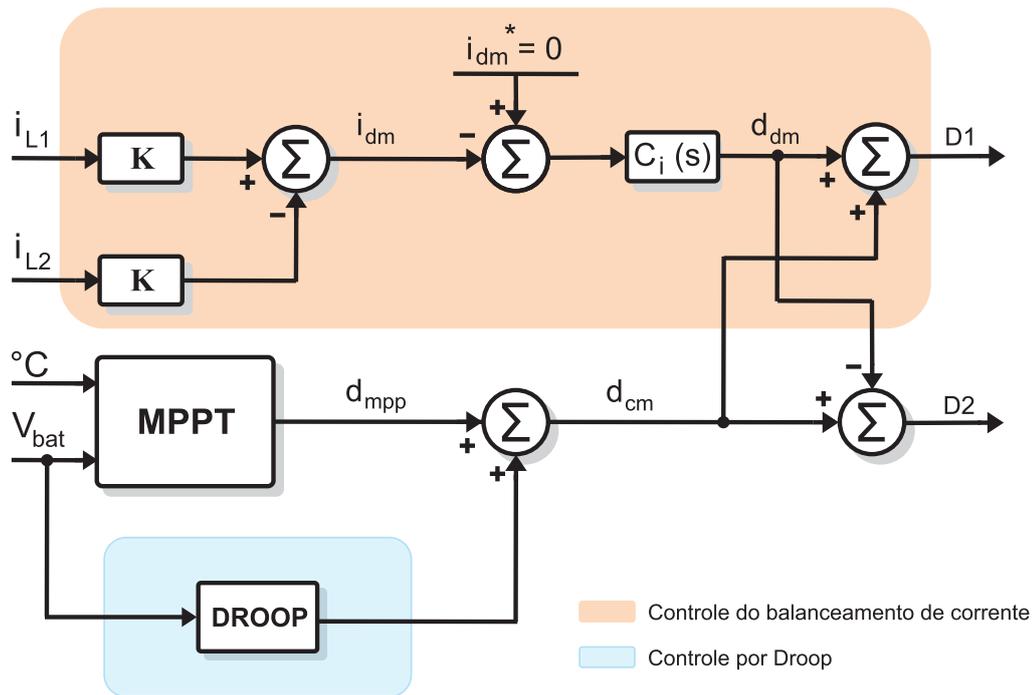


Fonte: Produção própria.

A aplicação de uma técnica de MPPT implica no fornecimento de uma razão cíclica para a máxima potência, utilizada como referência para a corrente de modo comum na técnica de balanceamento de corrente, eliminando, assim, a necessidade de projetar um compensador específico para o modo comum.

A modificação proposta na transformada de Lunze, mostrada na Figura 4.16, aliada à técnica de MPPT-temp, simplifica o projeto do compensador de modo comum, melhorando a eficiência e a confiabilidade da técnica de controle.

Figura 4.16 – Transformada de Lunze modificada.



Fonte: Produção própria.

Quando a tensão da bateria atinge a tensão de flutuação, o bloco *Controle por Droop* aumenta gradualmente a razão cíclica do IBC, levando-o operar com potência reduzida em relação à disponibilizada no MPP, conforme representado na Figura 4.17.

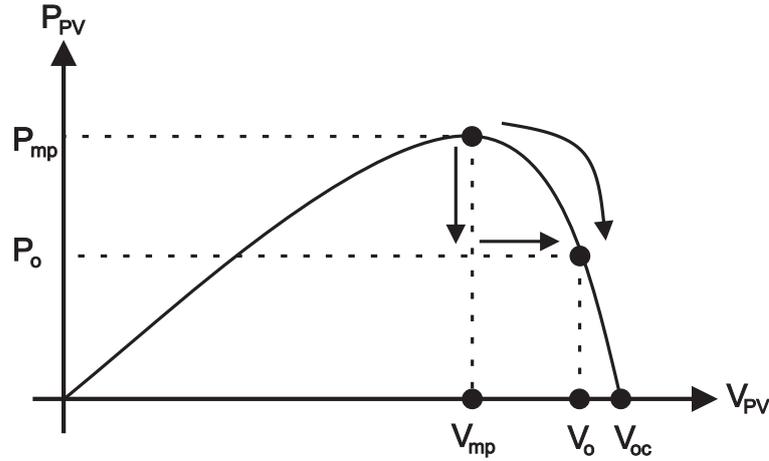
Com base no modelo médio de grandes sinais, a queda de tensão sobre os indutores L_1 e L_2 é descrita nas equações (4.23) e (4.24), respectivamente, em que R_w representa a resistência intrínseca dos enrolamentos, que foram consideradas iguais nesta análise.

$$\langle v_{w1} \rangle = L \frac{d \langle i_{w1} \rangle}{dt} = d_1 \langle v_{in} \rangle - R_w \langle i_{w1} \rangle - \langle V_{out} \rangle \quad (4.23)$$

$$\langle v_{w2} \rangle = L \frac{d \langle i_{w2} \rangle}{dt} = d_2 \langle v_{in} \rangle - R_w \langle i_{w2} \rangle - \langle V_{out} \rangle \quad (4.24)$$

Para uma análise geral, as equações (4.23) e (4.24) foram reescritas na forma matricial, na Equação (4.25).

Figura 4.17 – Controle de potência do conversor.



Fonte: Produção própria.

$$L_w \frac{d\vec{i}_w}{dt} = \vec{d}_{dm,cm} \langle v_{in} \rangle - R_w \cdot \vec{i}_w - \vec{v}_o \quad (4.25)$$

Em que:

$$L_w = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_2 \end{bmatrix}, R_w = \begin{bmatrix} R_w & 0 \\ 0 & R_w \end{bmatrix}, \vec{i}_w = \begin{bmatrix} \langle i_{w1} \rangle \\ \langle i_{w2} \rangle \end{bmatrix}, \vec{d}_{dm,cm} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix}, \vec{v}_{out} = \langle V_{out} \rangle \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$$

Aplicado a Transformada de Lunze ao vetor de correntes e substituindo o resultado na Equação (4.25), tem-se:

$$L_w \cdot T_L^{-1} \cdot \frac{d\vec{i}_{dm,cm}}{dt} = \vec{d}_{dm,cm} \cdot \langle V_{in} \rangle - R_w \cdot T_L^{-1} \cdot \vec{i}_{dm,cm} - \vec{V}_{out} \quad (4.26)$$

Aplicando a transformada \$T_L\$ na Equação (4.26), tem-se:

$$\underbrace{T_L \cdot L_w \cdot T_L^{-1}}_{L_{dm,cm}} \cdot \frac{d\vec{i}_{dm,cm}}{dt} = \underbrace{T_L \cdot \vec{d}_{dm,cm} \cdot \langle V_{in} \rangle}_{\vec{v}_{dm,cm}} - \underbrace{T_L \cdot R_w \cdot T_L^{-1}}_{R_w} \cdot \vec{i}_{dm,cm} - \underbrace{T_L \cdot \vec{V}_{out}}_{\vec{v}_{cm}} \quad (4.27)$$

Em que:

$$L_{dm,cm} = \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_2 \end{bmatrix}, \vec{i}_{dm,cm} = \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{cm} \end{bmatrix}$$

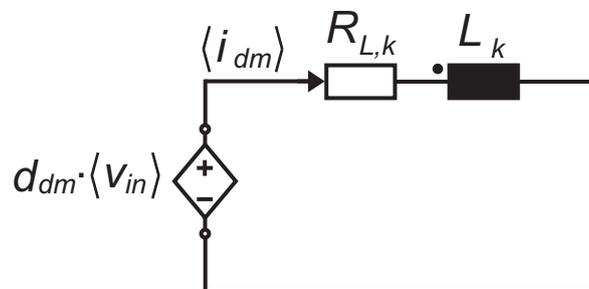
$$\vec{d}_{dm,cm} = \begin{bmatrix} d_{dm} \\ d_{cm} \end{bmatrix}, \vec{v}_{cm} = \begin{bmatrix} 0 \\ \langle V_{out} \rangle \end{bmatrix}$$

A forma matricial do sistema é apresentado na Equação (4.28).

$$\begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_2 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{dm} \\ v_{cm} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{L_1} & 0 \\ 0 & R_{L_2} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{cm} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \langle V_{out} \rangle \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Devido à dinâmica lenta da tensão da bateria do ponto de vista da malha de controle de corrente, é razoável assumir que a tensão de saída é constante. Assim, o modelo descrito na Equação (4.28) pode ser representado por um circuito equivalente para as componentes de modo diferencial, conforme ilustrado na Figura 4.18. É importante ressaltar que a componente de modo comum é excluída deste modelo, uma vez que a referência de modo comum é fornecida pela malha de MPPT.

Figura 4.18 – Circuitos equivalentes do modelo diferencial.



Fonte: Produção própria.

Considerando que o conversor possui um comportamento linear próximo a um ponto de operação específico, a linearização do modelo ocorre desde que as perturbações nesse ponto sejam suficientemente pequenas. Com base no sistema descrito na Equação (4.28), é possível representar as variáveis dinâmicas como a soma dessas componentes de baixa e alta frequência. Dessa forma, tem-se que:

$$\begin{cases} \langle i_{dm} \rangle = I_{dm} + \hat{i}_{dm} \\ \langle V_{in} \rangle = V_{in} + \hat{v}_{in} \\ d_{dm} = D_{dm} + \hat{d}_{dm} \end{cases} \quad (4.29)$$

Assumindo-se que a tensão de entrada do conversor, ou seja, do capacitor C_{in} , varia lentamente em comparação com as outras variáveis. As perturbações relacionadas a essa variação podem ser consideradas nulas, ou seja, $\hat{v}_{in} \approx 0$. Substituindo a Equação (4.29) às variáveis descritas no circuito da Figura 4.18 e aplicando a transformada de Laplace, obtém-se a função de transferência do circuito, descrito pela Equação (4.30).

$$G_{idm}(s) = \frac{\hat{i}_{dm}(s)}{\hat{d}_{dm}(s)} = \frac{V_{in}}{L_{dm} \cdot s + R_w} \quad (4.30)$$

Para verificar a validade da análise realizada, conforme ilustrado nas Figuras 4.19 e 4.20, observa-se que as curvas do modelo comutado e do modelo de pequenos

sinais estão sobrepostas. Isso confirma a validade do modelo calculado, o qual foi validado utilizando a função *AC Sweep* do *software* PSIM. Esta função extrai a resposta do conversor para cada sinal, gerando assim o diagrama de Bode correspondente.

Figura 4.19 – Validação no domínio da frequência dos modelos de pequenos sinais para modo diferencial - Magnitude

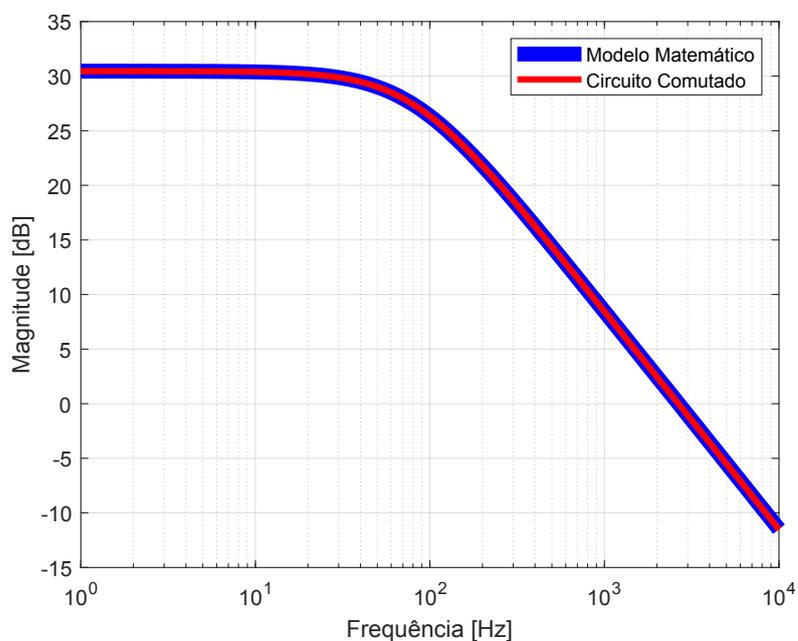
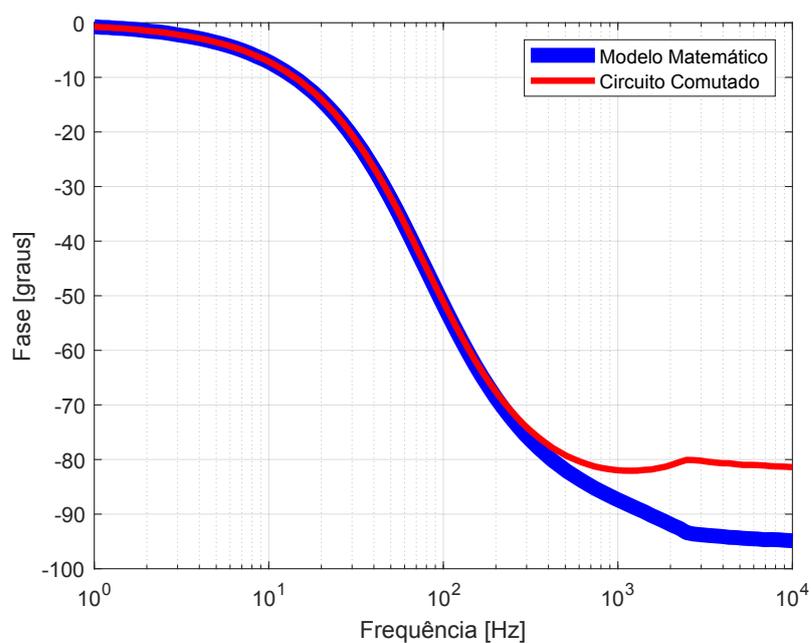


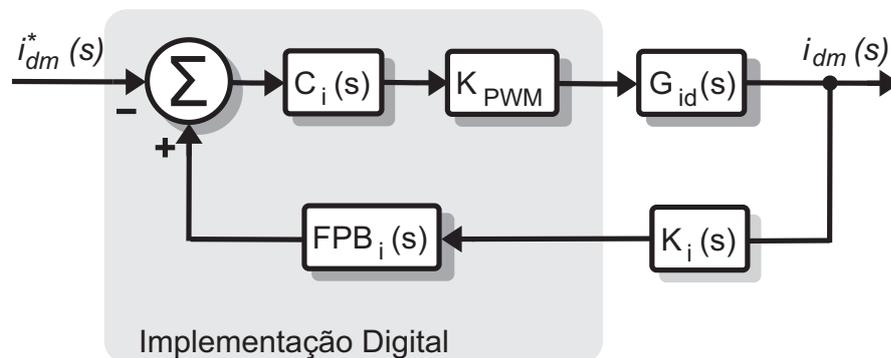
Figura 4.20 – Validação no domínio da frequência dos modelos de pequenos sinais para modo diferencial - Fase



4.4.1 Malha de controle da corrente diferencial

Com base na função de transferência apresentada na Equação (4.30) é possível realizar o projeto do compensador diferencial. Para isso, a malha de controle descrita no diagrama em bloco é apresentado na Figura 4.21, na qual foi incorporado um filtro passa-baixa, descrito na Equação (4.31), sintonizado na frequência de corte $f_b = 550$ Hz no circuito de leitura dos valores de corrente, visando reduzir o ruído de alta frequência. Esse filtro é caracterizado pela função de transferência:

Figura 4.21 – Malha de controle das correntes de modo diferencial.



Fonte: Produção própria.

$$FPB_i(s) = \frac{\omega_b}{s + \omega_b} = \frac{2\pi f_b}{s + 2\pi f_b}, \quad (4.31)$$

Em que ω_b é a Frequência de corte dada em rad/s.

O ganho PWM (K_{PWM}) converte o nível do sinal do controlador em pulsos de comando para o acionamento dos interruptores, sendo expresso por:

$$K_{PWM} = \frac{1}{V_{tri}}, \quad (4.32)$$

Na Equação (4.32), o termo V_{tri} denota a amplitude da portadora. No caso do microcontrolador utilizado neste trabalho, conforme indicado no Manual de Referência Técnica em (TI, 2018), o valor de V_{tri} é determinado pela Equação (4.33) ao se utilizar uma portadora triangular.

$$V_{tri} = \frac{60MHz}{2 \cdot 50kHz} = 600, \quad (4.33)$$

Por sua vez, o objetivo do ganho do sensor de corrente (K_i) é transformar os níveis de corrente detectados pelos sensores de aquisição e ajustá-los aos níveis de leitura adequados para o microcontrolador, ou seja, realiza a conversão e adaptação dos sinais de corrente para poderem ser corretamente interpretados pelo microcontrolador. Neste trabalho o valor do ganho do sensor de corrente é dado por:

$$K_i = 0,033 , \quad (4.34)$$

Determinado o valor dos ganhos K_{PWM} e K_i , o projeto do controlador pode ser feito utilizando o método da resposta em frequência. Há a introdução do termo e^{-sT_s} para representar o atraso de transporte do sinal amostrado. A análise começa com a função de transferência de malha aberta não compensada, dada por:

$$FTLA_{NC,i}(s) = K_{PWM} \cdot e^{-sT_s} \cdot G_{id}(s) \cdot K_i \cdot FPB_i(s) . \quad (4.35)$$

4.4.2 Projeto do Compensador Proporcional Integral

A introdução de um controlador em um sistema visa modificar sua dinâmica, alterando a relação entre entrada e saída por meio da modificação de seus parâmetros. Isso é feito com o propósito de atender a determinadas especificações em relação à sua resposta (OGATA, 2003). Os parâmetros do sistema, que são influenciados diretamente pelo controlador, são classificados como variáveis manipuladas. Por outro lado, as variáveis nas quais se busca realizar ajustes para atender às especificações fornecidas são denominadas variáveis controladas.

Dessa forma, optou-se pela utilização do controlador do tipo proporcional-integral (PI), por se tratar de um controlador de fácil implementação e garante erro nulo à entrada em degrau em regime permanente.

Um controlador PI combina uma ação proporcional com uma ação integral. Essa abordagem permite melhorar a resposta transitória por meio da ação proporcional, ao mesmo tempo, em que a ação integral corrige o erro de estado estacionário. Dessa forma, o controlador PI tem em vista otimizar tanto a resposta inicial quanto o desempenho em regime permanente do sistema.

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^T e \, d\tau \right) \rightarrow U(s) = \frac{(K_p s + K_i)}{s} E(s) \quad (4.36)$$

$$\text{Em que } K_i = \frac{K_p}{T_i} .$$

Reescrevendo a Equação (4.36), tem-se:

$$C_i(s) = K_C \frac{(s + \omega_s)}{s} , \quad (4.37)$$

Para o projeto do compensador do tipo proporcional integral, inicialmente é necessário analisar a magnitude e fase da Função de Transferência de Laço Aberto do sistema compensado ($FTLA_{C,i}$), dada pelo produto entre a Função de Transferência de Laço Aberto do sistema não compensado ($FTLA_{NC,i}$) e a função de transferência do controlador PI a ser projeto, como mostrado em (4.38), em que $s = j\omega$.

$$FTLA_{C,i}(j\omega) = C_i(j\omega) FTLA_{NC,i}(j\omega) , \quad (4.38)$$

Dentre os tópicos analisados para elaboração do compensador PI, destaca-se:

- Largura de banda: Esse aspecto possui uma relação inversamente proporcional ao tempo de transição do sistema, sendo determinado pela frequência de cruzamento de ganho, ω_c , da função de transferência de laço compensada, dado por:

$$|FTLA_{nC,i}(j\omega)|_{\omega=\omega_c} = 1$$

- Amortecimento: É uma medida de ultrapassagem de sinal e de estabilidade do sistema. Definida pela margem de fase MF da função de transferência de laço aberto compensado, ou seja:

$$MF = 180^\circ + FTLA_{C,i}(j\omega)|_{\omega=\omega_c}$$

Com base nos conceitos apresentados, a Equação (4.38) pode ser, resultando em (4.39) e (4.40), que descrevem os parâmetros do compensador PI.

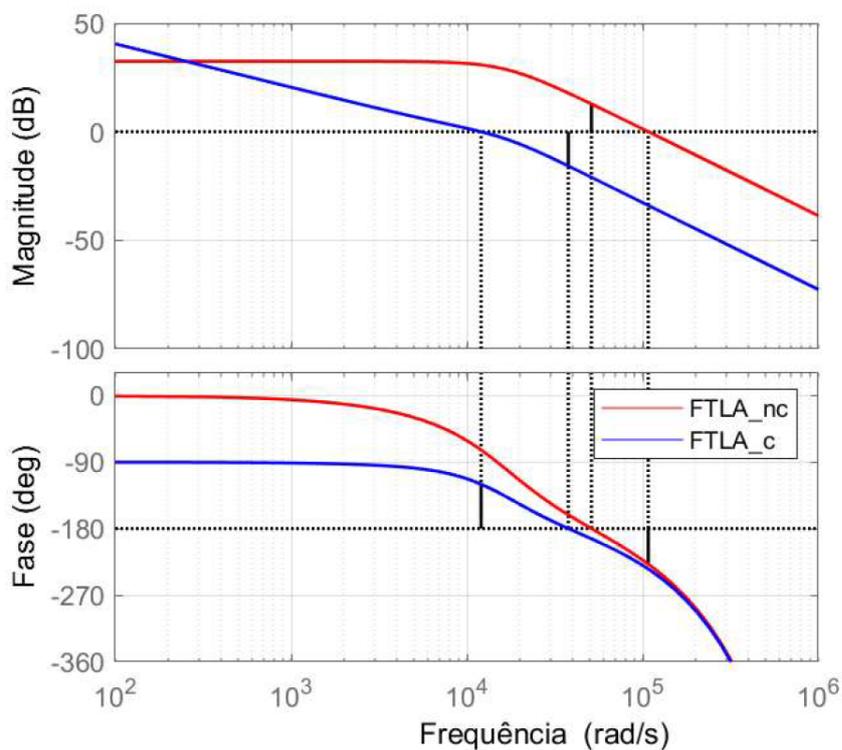
$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan[MF - 90^\circ - FTLA_{C,i}(j\omega_c)]} , \quad (4.39)$$

$$K_i = \frac{1}{\omega_z}$$

$$K_C = \frac{\omega_c}{\sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \cdot \frac{1}{|FTLA_{nC,i}(j\omega)|_{\omega=\omega_c}} , \quad (4.40)$$

A Figura 4.22 mostra o Diagrama de Bode de $FTLA_{nC}(s)$ e $FTLA_C(S)$. Esse diagrama fornece uma representação visual das frequências relevantes da função de transferência considerada. É possível observar que, inicialmente, $FTLA_{nC}(s)$ apresenta uma frequência de cruzamento (ω) bastante elevada, resultando em uma baixa atenuação de magnitude nessas bandas. No entanto, após a compensação com o controlador $C_i(s)$, foi possível reduzir a frequência de cruzamento do sistema para ω_c o que proporciona uma melhor atenuação nas bandas de alta frequência, entretanto, isso proporciona a diminuição na margem de fase.

Figura 4.22 – Diagrama de Bode - $FTLA_{nc}$ - do projeto do compensador diferencial.



Fonte: Produção própria.

Na tabela 4.3 são apresentados os parâmetros do compensador de modo comum, do tipo PI, utilizado neste projeto.

Tabela 4.3 – Dados do compensador PI de modo diferencial

Parâmetros	Valores
Margens de Fase (MF)	$2\pi(1 \cdot 10^3)$
Frequência de Cruzamento (ω_c)	60°
Ganho do Controlador (K_c)	0,0199
Frequência do Zero do Controlador (ω_z)	251,3 rad/s

Fonte: Produção própria.

4.5 IMPLEMENTAÇÃO DIGITAL

A discretização de controladores é um passo fundamental no projeto de sistemas de controle digital, permitindo a transição do domínio contínuo para o domínio discreto. Essa conversão é necessária quando se deseja implementar controladores em sistemas digitais, como um microcontrolador ou em DSP (Processador Digital de Sinais).

Considerando que os valores dos sinais de entrada e saída de um sistema contínuo são medidos a cada período T , e que este período T é suficientemente pequeno, pode-se obter uma equação diferencial que modela aproximadamente a relação entre estes sinais.

Uma das aproximações mais utilizadas na literatura é a aproximação de Tustin, Método Trapezoidal, ou Aproximação Bilinear. Esta aproximação corresponde ao método dos trapézios para integração numérica e é dada por:

$$y_k = y_{k-1} + T \frac{u_k + u_{k+1}}{2} \rightarrow \frac{T(z+1)}{2(z-1)}, \quad (4.41)$$

A aproximação Tustin é uma técnica utilizada para discretizar funções de transferência contínuas em sistemas de controle, a fim de permitir sua implementação em dispositivos digitais. No processo de implementação digital com a aproximação Tustin, a função de transferência contínua é discretizada utilizando-se Equação (4.42).

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} \dots b_n z^{-m}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} \dots a_m z^{-n}}, \quad (4.42)$$

O sinal amostrado a ser discretizado, a área do trapézio destacado é dado por:

$$y_{(k)} = y_{(k-1)} + \left[r_{(k)} + r_{(k-1)} \right] \cdot \frac{T_s}{2}, \quad (4.43)$$

Aplicando a transformada Z, obtém-se:

$$I_{(z)} = I_{(z)} \cdot z^{-1} + \left(R_{(z)} + R_{(z)} \cdot Z^{-1} \right) \cdot \frac{T_s}{2}, \quad (4.44)$$

Rearranjando os termos, tem-se:

$$I_{(z)}(1 - Z^{-1}) = R_{(z)}(1 - Z^{-1}) \cdot \frac{T_s}{2}, \quad (4.45)$$

Isolando o termo da integração, tem-se a discretização pelo método Tustin:

$$\int f(t) dt = \frac{1}{s} F(s) = \frac{T_s z + 1}{2(z-1)} F(z), \quad (4.46)$$

A Equação (4.43) pode ser reescrita, e apresentada novamente na Equação (4.47), onde são aplicados os termos α e β , os quais são combinações dos ganhos do compensador PI. O ganho proporcional é dado por $K_p = K_c$ e o ganho integrador é

$K_i = K_C \cdot \omega_z$. Assim, $y[k]$ é a largura de pulso no instante da amostragem, $y[k-1]$ é a largura da amostragem anterior, $e[k]$ é o erro da amostragem lida e por fim, $e[k-1]$ é o erro amostrado anteriormente. A Equação (4.47) é a equação final para implementação no DSP.

$$y[k] = y[k-1] + \alpha \cdot u[k] + \beta \cdot u[k-1], \quad (4.47)$$

Em que:

$$\alpha = \frac{K_C \cdot \omega_z \cdot T_a}{2} + K_C;$$

$$\beta = \frac{K_C \cdot \omega_z \cdot T_a}{2} - K_C.$$

4.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, é apresentado a modelagem do módulo fotovoltaico utilizado nesta dissertação e, posteriormente, são apresentados os principais aspectos relacionados ao controle do conversor IBC. Inicialmente, é apresentada a modelagem em espaço de estados do conversor. Essa abordagem é comumente utilizada para descrever sistemas não lineares e facilitar a simulação computacional e a implementação prática de sistemas de controle.

Ao operar o conversor em malha aberta, é observado um desequilíbrio natural entre as correntes dos indutores. Portanto, é proposta a implementação da modificação da transformada de Lunze para resolver esse problema. Essa técnica foi adaptada com a introdução da técnica de MPPT-temp ao sistema de controle do conversor.

Finalmente, destaca-se como contribuição deste trabalho a incorporação da transformada de Lunze modificada. Essa abordagem é empregada para realizar o equilíbrio das correntes em cada indutor, associando-a à técnica MPPT-temp. Essa integração permite a simplificação dos projetos dos controladores, eliminando a necessidade de um controlador de modo comum.

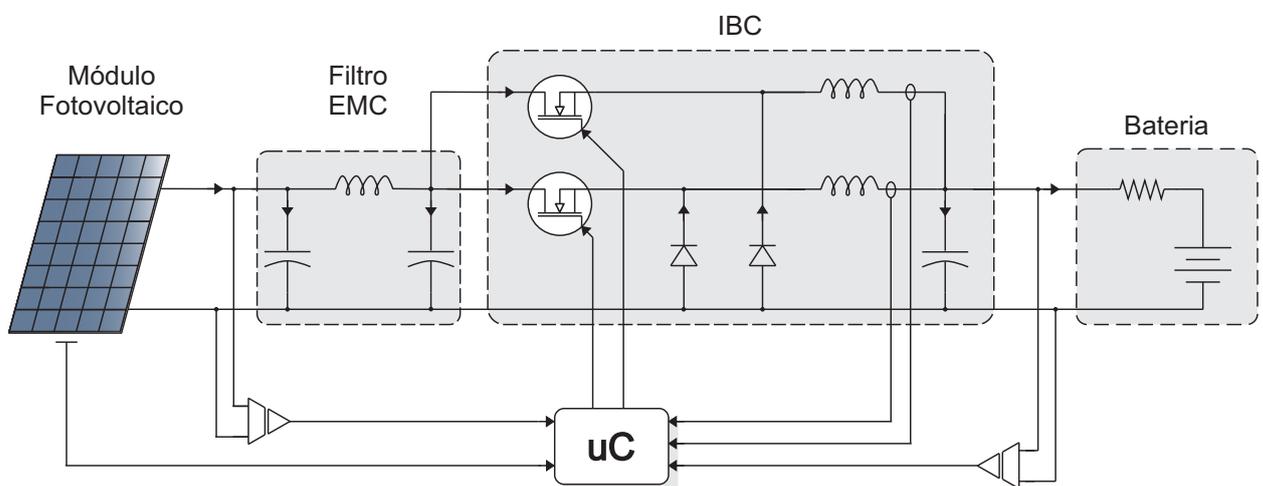
5 RESULTADOS COMPUTACIONAIS E EXPERIMENTAIS DO SISTEMA ESTUDADO

As análises qualitativas e quantitativas do IBC, apresentadas no Capítulo 3, juntamente com a estratégia de controle desenvolvida no Capítulo 4, pode ser validada por meio de simulações computacionais, ensaios em laboratório e testes práticos, a fim de serem comprovados. Isso evidencia o funcionamento geral do sistema, a eficiência do conversor e sua operação em diversas condições, entre outros comportamentos observáveis

5.1 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O IBC foi originalmente projetado para atuar como um carregador de baterias. No entanto, para fins de simulação, a carga foi substituída por um resistor R_{Load} de $1,3\Omega$. Dado o seu propósito inicial, o IBC foi projetado para operar exclusivamente com o controle de malha de corrente, visto que a tensão de saída do conversor é imposta pela dinâmica do banco de bateria. A Figura 5.1 representa o circuito utilizado na simulação do IBC.

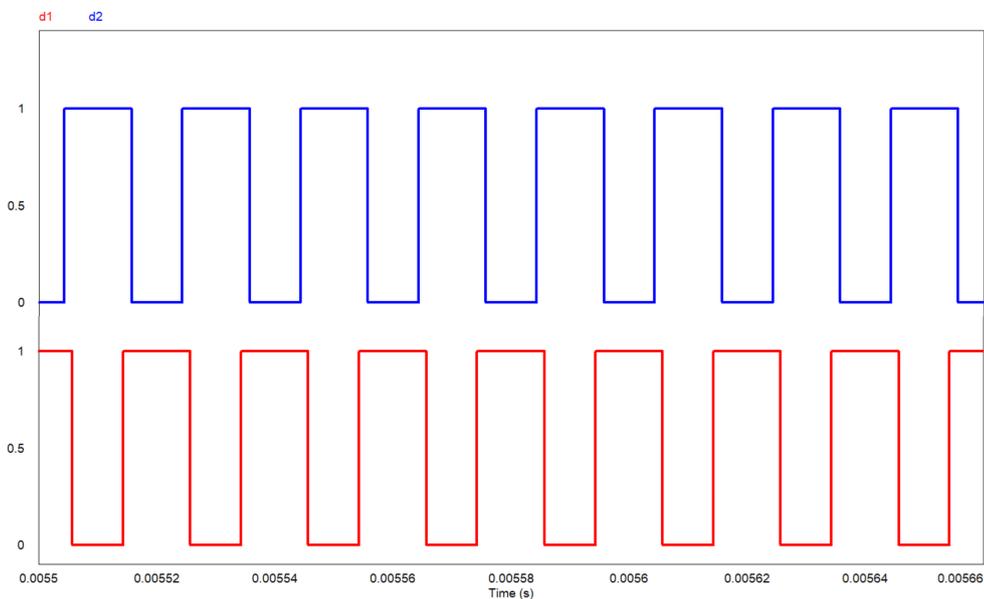
Figura 5.1 – Diagrama elétrico do IBC considerando a inclusão da malha de controle da corrente de saída.



Fonte: Produção própria.

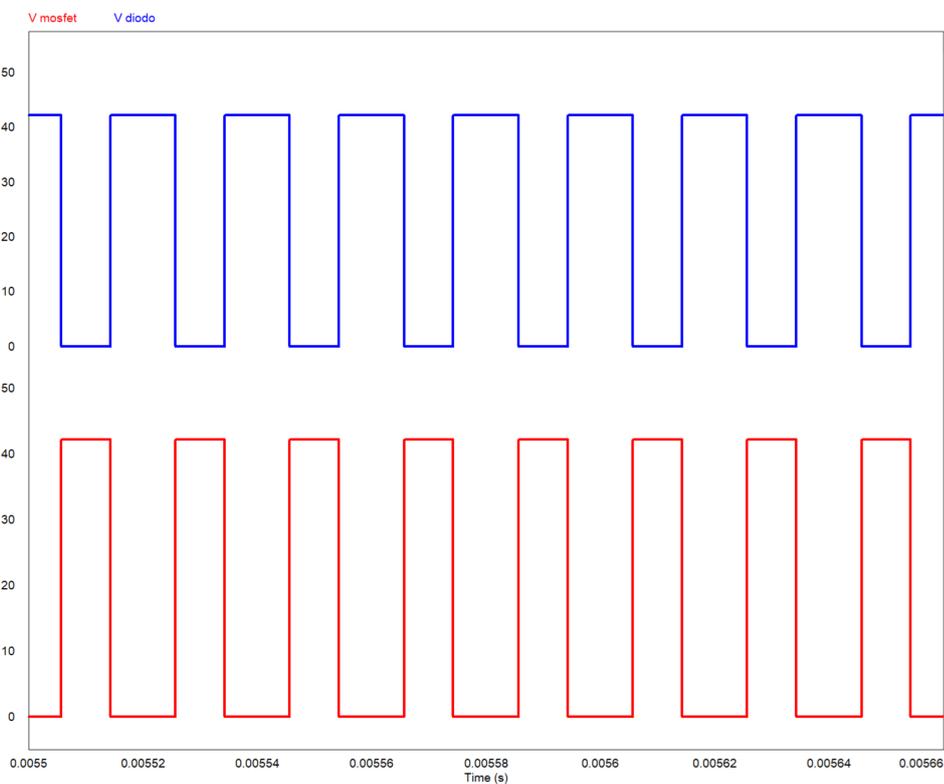
A Figura 5.2 ilustra o sinal aplicado aos interruptores S_1 e S_2 . A Figura 5.3 exibe as tensões nos MOSFETs e diodos em uma das células de comutação.

Figura 5.2 – Exemplo de sinal de comando.



Fonte: Produção própria.

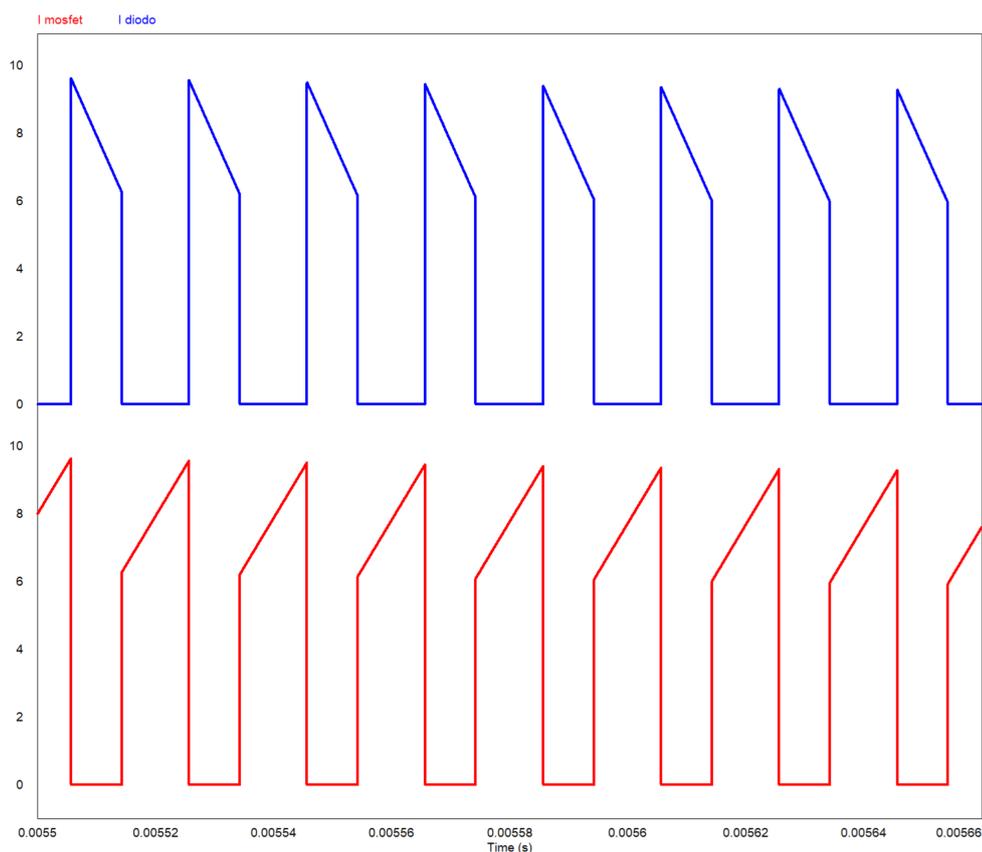
Figura 5.3 – Forma de onda das tensões sobre o Diodo e sobre o MOSFET.



Fonte: Produção própria.

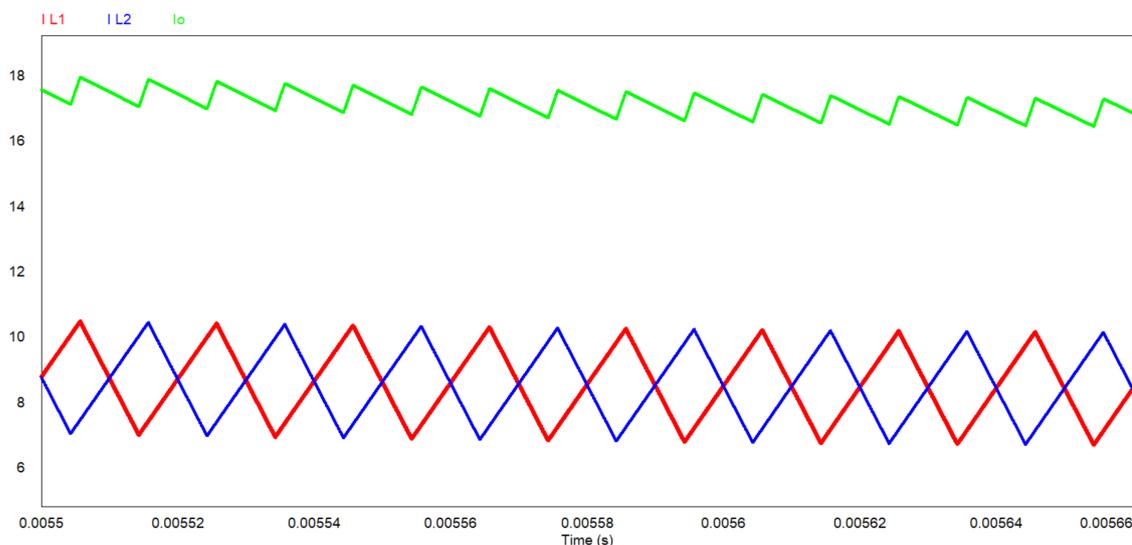
A Figura 5.4 demonstra as correntes sobre esses mesmos elementos. Enquanto a Figura 5.5 ilustra as correntes nos indutores L_1 e L_2 . Em vermelho, representa-se a corrente i_{L_1} , em azul a corrente i_{L_2} , e em verde a corrente de saída do conversor. Conforme previsto, a corrente de saída do conversor (i_o) é a soma das correntes i_{L_1} e i_{L_2} , ou seja, $i_{L_1} + i_{L_2} = i_o$.

Figura 5.4 – Forma de onda das correntes sobre o Diodo e sobre o MOSFET.



Fonte: Produção própria.

Figura 5.5 – Corrente nos indutores e corrente de saída do conversor.



Fonte: Produção própria.

5.1.1 Resultados em Malha aberta

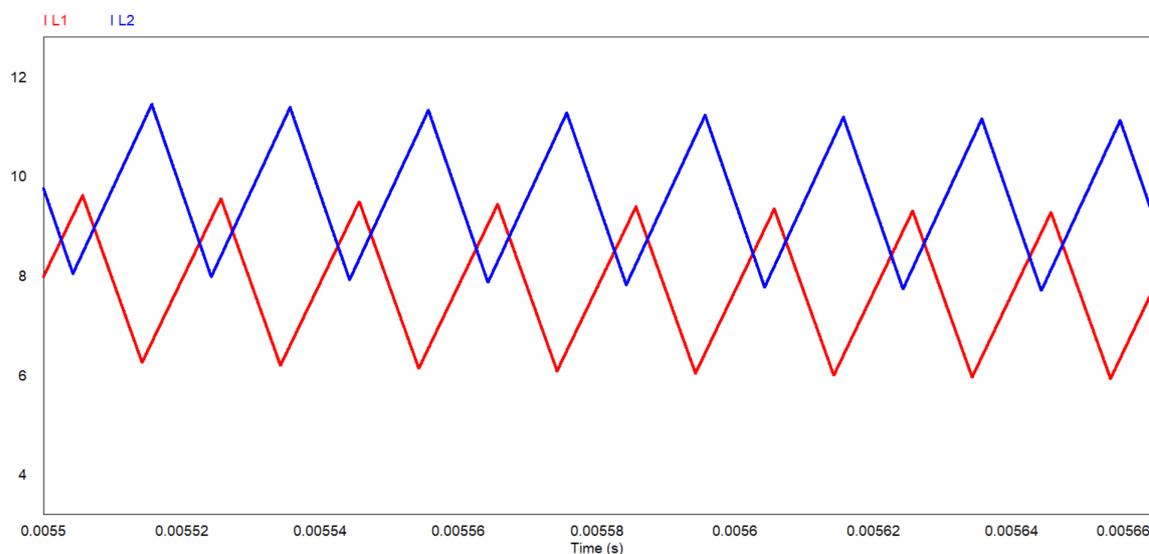
No circuito elétrico de potência, a carga (bateria) foi inicialmente substituída por uma carga resistiva-capacitiva, e a fonte de entrada (Módulo FV) foi substituída por uma fonte de tensão. Essas configurações foram ajustadas para a análise ser realizada no ponto de máxima potência, no qual o conversor foi projetado para operar.

Inicialmente, os componentes foram considerados ideais, sem apresentar perdas ou diferenças significativas em características secundárias em ambas as células. No entanto, esse comportamento não é o esperado durante um ensaio prático. Portanto, também foram consideradas as características não ideais dos componentes, incluindo a resistência dos MOSFETs e dos diodos, a queda de tensão nos diodos e a resistência dos condutores nos elementos magnéticos. Os valores usados para modelar essas não idealidades foram detalhados previamente no Capítulo 3, na seção referente às perdas do conversor.

5.1.1.1 Não idealidades simuladas

Na Figura 5.6, são considerados os valores das resistências internas dos indutores L_1 e L_2 . Essas resistências foram especificadas como $R_{L_1} = 0,0315\Omega$ e $R_{L_2} = 0,025\Omega$, respectivamente, tendo sido mensuradas após a fabricação dos componentes. As resistências parasitas do conversor causam desbalanços no ponto de operação, tal que as correntes nos indutores assumem valores médios ligeiramente diferentes.

Figura 5.6 – Correntes nos indutores na presença de resistências parasitas, permitindo a observação da divergência entre os valores médios entre das correntes.



Fonte: Produção própria.

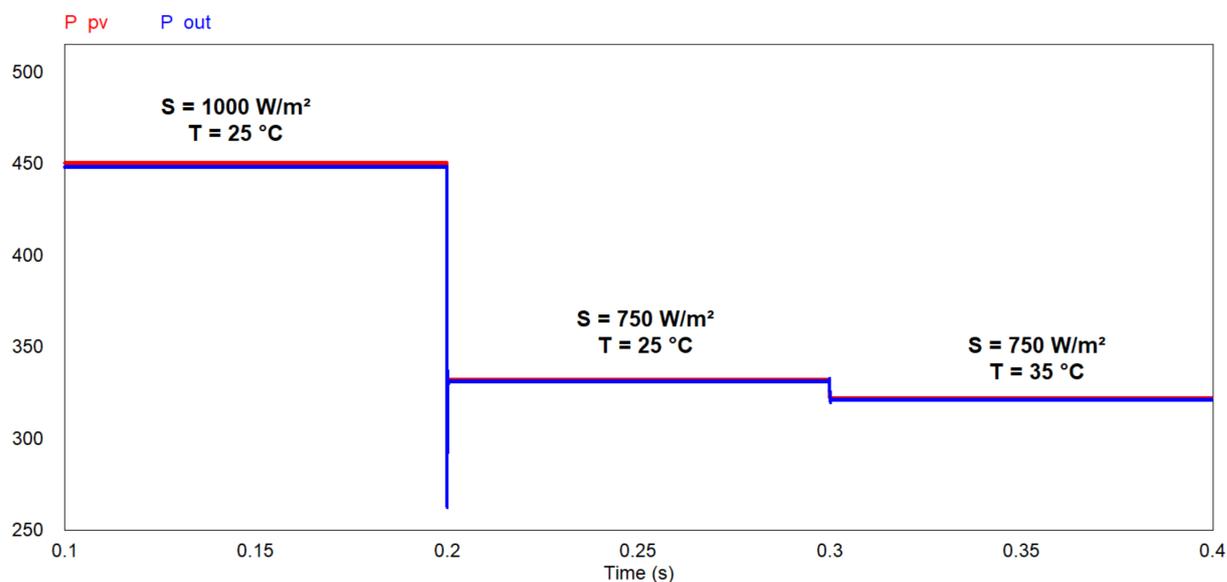
5.2 VALIDAÇÃO DA ESTRATÉGIA DE MPPT

A fim de validar-se a técnica de MPPT detalhada na Seção 2.3.3 e aplicada ao controle do IBC, foi realizada a simulação no *Software* PSIM, do circuito ilustrado na Figura 5.1, e a representação do módulo fotovoltaico é exibida na Figura 4.4, descrita no Capítulo 4. A modelagem deste bloco considera o uso módulos fotovoltaicos com tecnologia Half-Cell, sendo empregados dois blocos em paralelo para representar o módulo fotovoltaico DHM-72L9.

Os valores de cada componente utilizados nesta simulação foram detalhados no Capítulo 3, enquanto a estratégia de controle foi detalha no Capítulo 4. Na Figura 5.7 é exibido o resultado da simulação proposta, demonstrando a precisão do método MPPT que valida a modelagem empregada.

Na Figura 5.7 são aplicados degraus de irradiância e de temperatura, em $T = 0,2$ s (-250 W/m²) e em $T = 0,3$ s (10 °C) a fim de avaliar a resposta do rastreamento em ambiente de simulação.

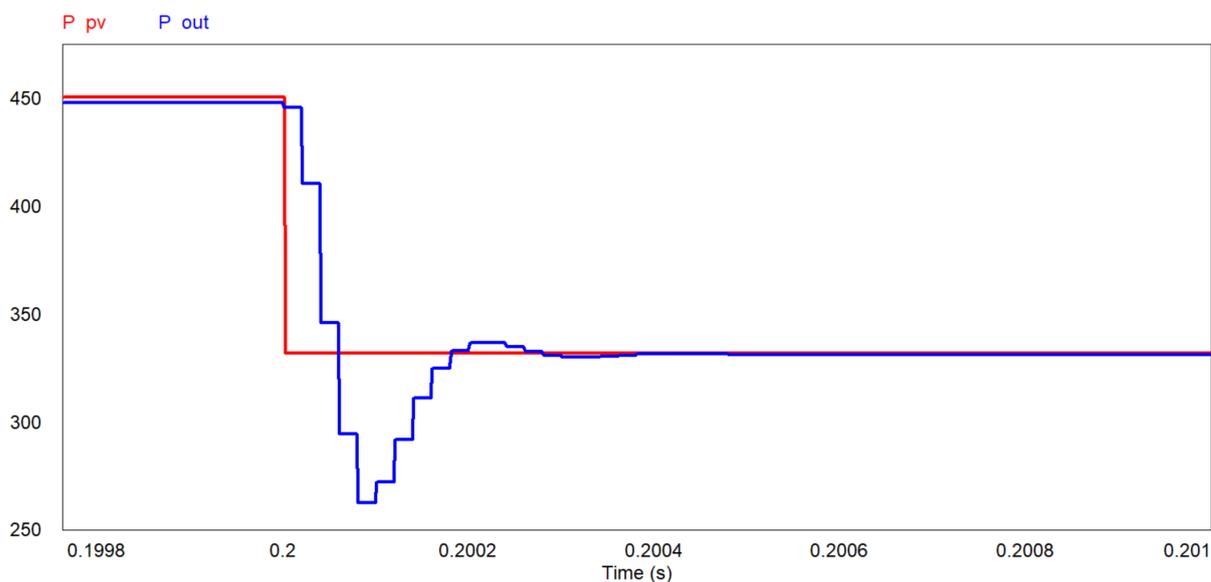
Figura 5.7 – Rastreamento da máxima potência.



Fonte: Produção própria.

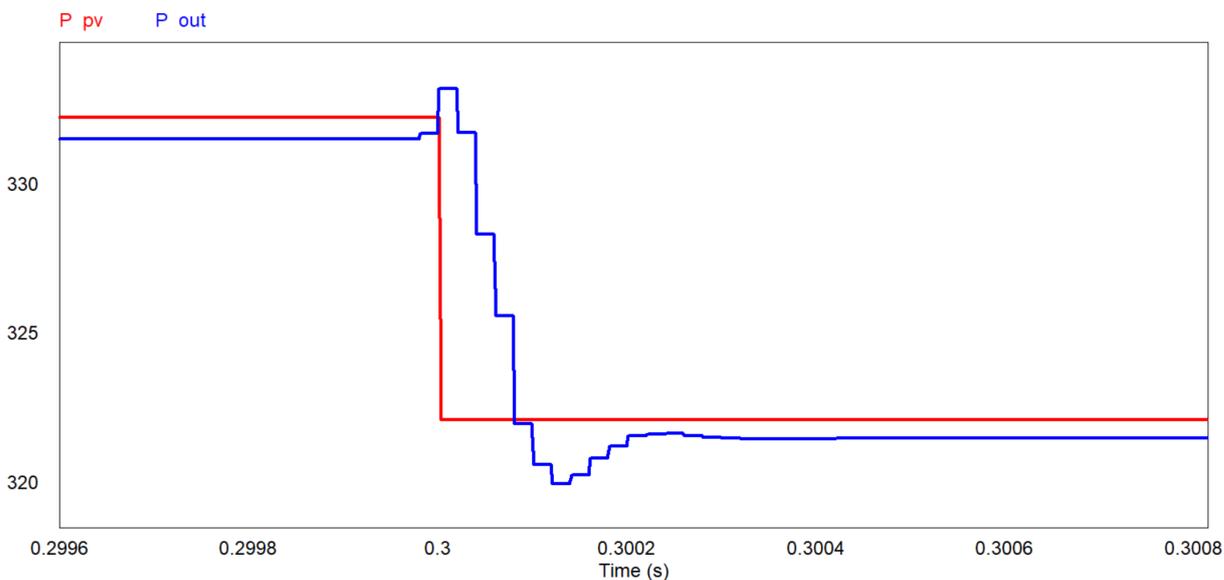
Na Figura 5.8 é aplicado o degrau de irradiação, enquanto na Figura 5.9 é aplicado o degrau de temperatura. Desta forma, avaliou-se a redução da potência fornecida pelo módulo fotovoltaico e verificou-se perturbação no rastreamento para que o módulo continue operando em condições de MPP.

Figura 5.8 – Resposta da potência de saída ao degrau de irradiância.



Fonte: Produção própria.

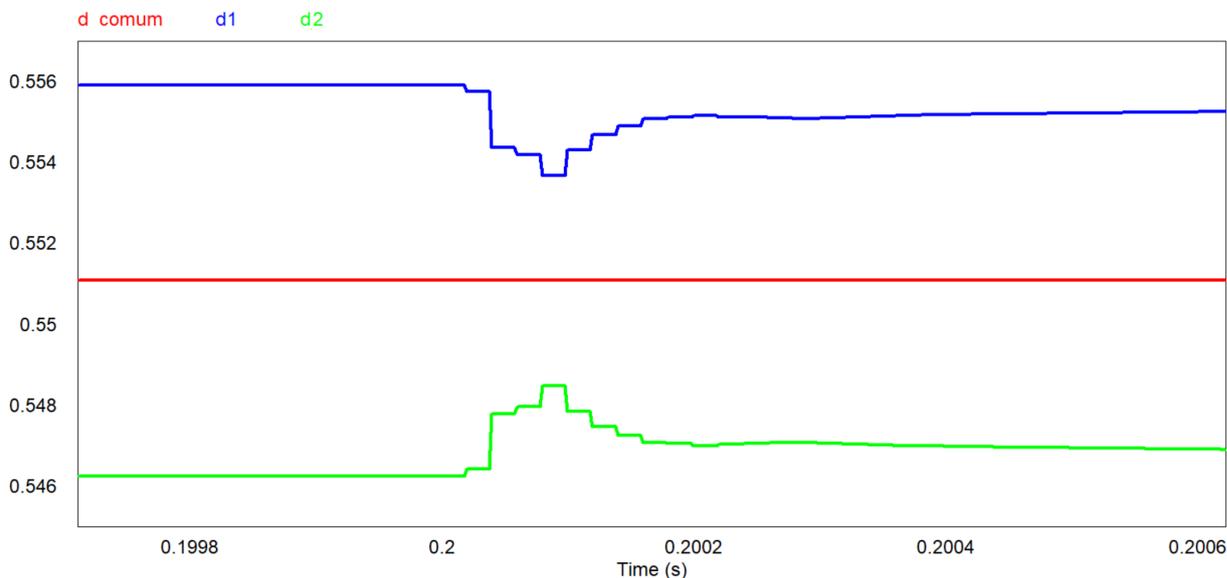
Figura 5.9 – Resposta da potência de saída ao degrau de temperatura.



Fonte: Produção própria.

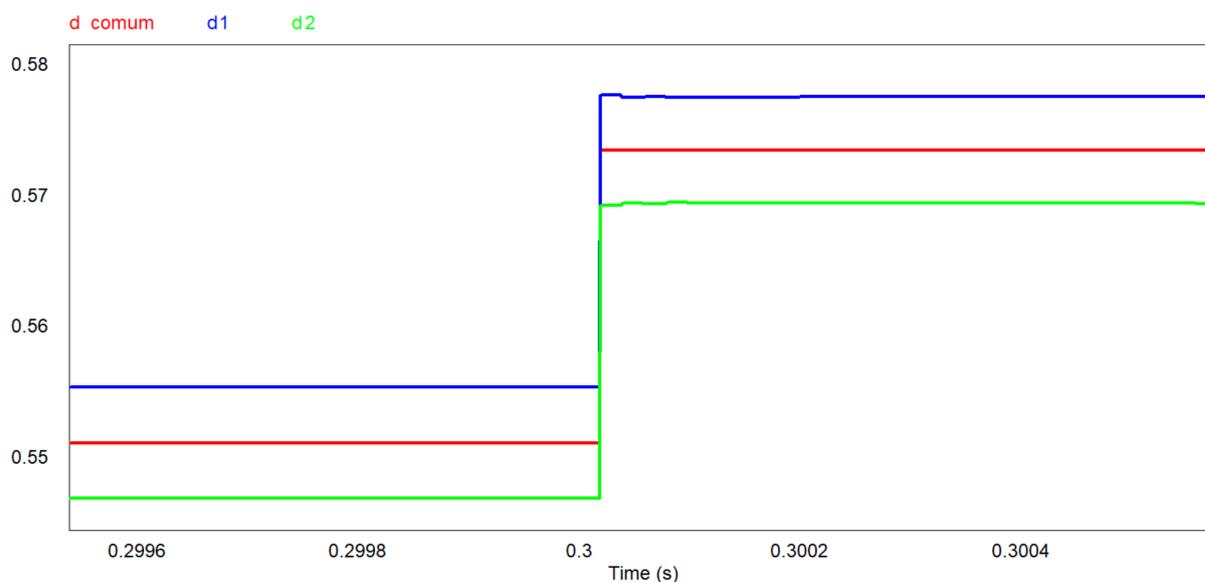
Nas figuras 5.10 e 5.11 são avaliadas as respostas dos sinais de razão cíclica aplicados aos interruptores. Destaca-se a compensação realizada em $d1$ e em $d2$ realizada pela ação de controle a fim de manter o balanceamento entre as fases do conversor.

Figura 5.10 – Resposta das razões cíclicas ao degrau de irradiância.



Fonte: Produção própria.

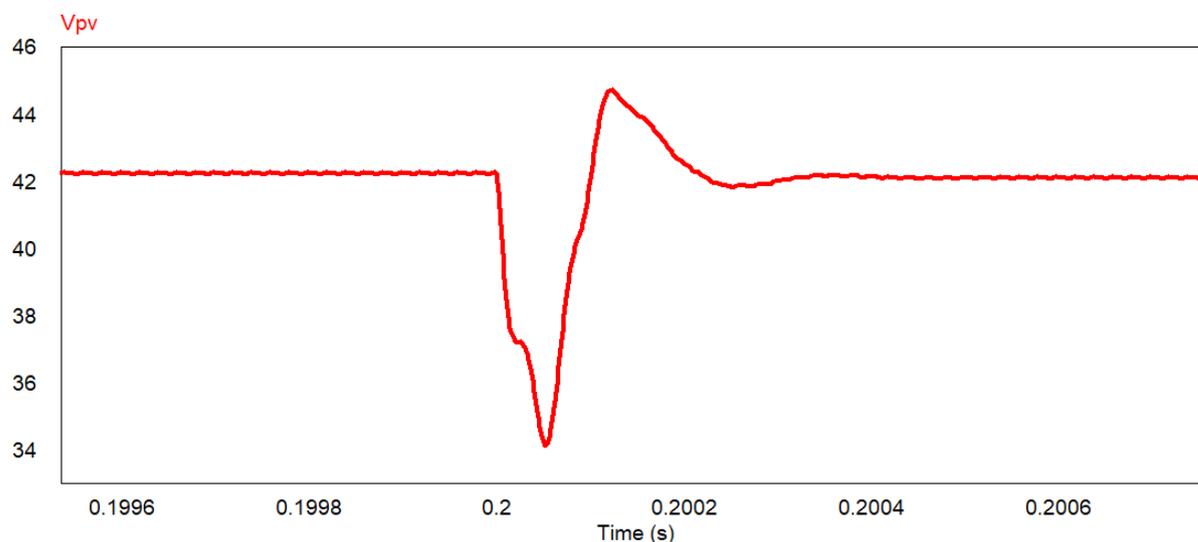
Figura 5.11 – Resposta das razões cíclicas ao degrau de temperatura.



Fonte: Produção própria.

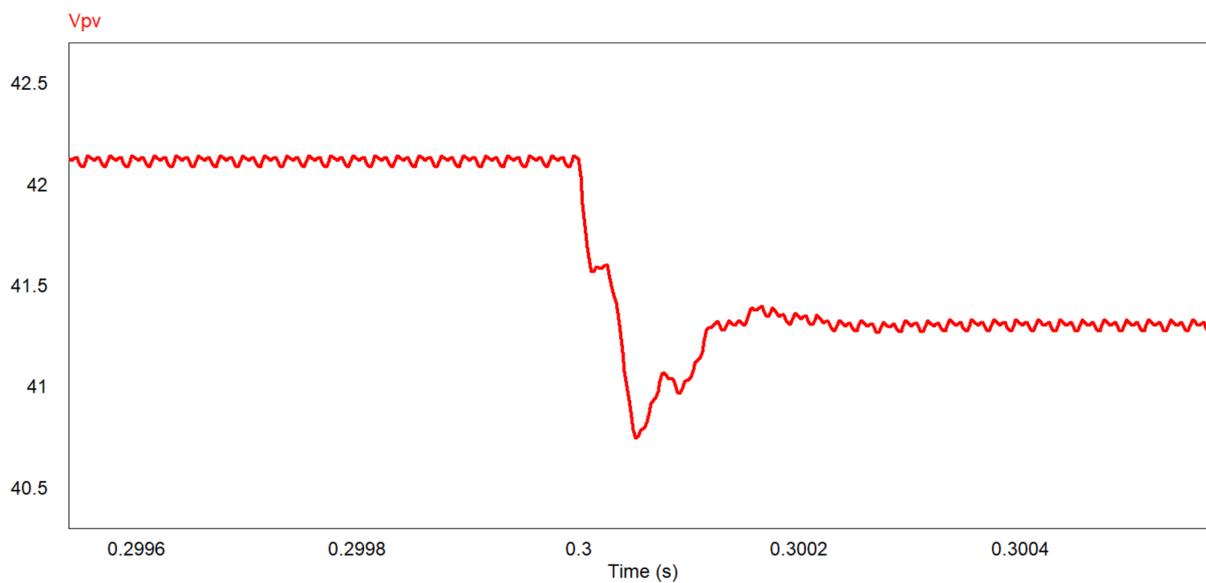
Nas Figuras 5.12, 5.13, 5.14 e 5.15, foram examinadas as respostas da tensão e corrente fornecidas pelo módulo fotovoltaico. Destaca-se que o degrau de irradiação aplicado resulta em uma perturbação significativa na corrente gerada, ao passo que o degrau de temperatura induz uma maior perturbação na tensão gerada.

Figura 5.12 – Resposta da tensão do FV ao degrau de irradância.



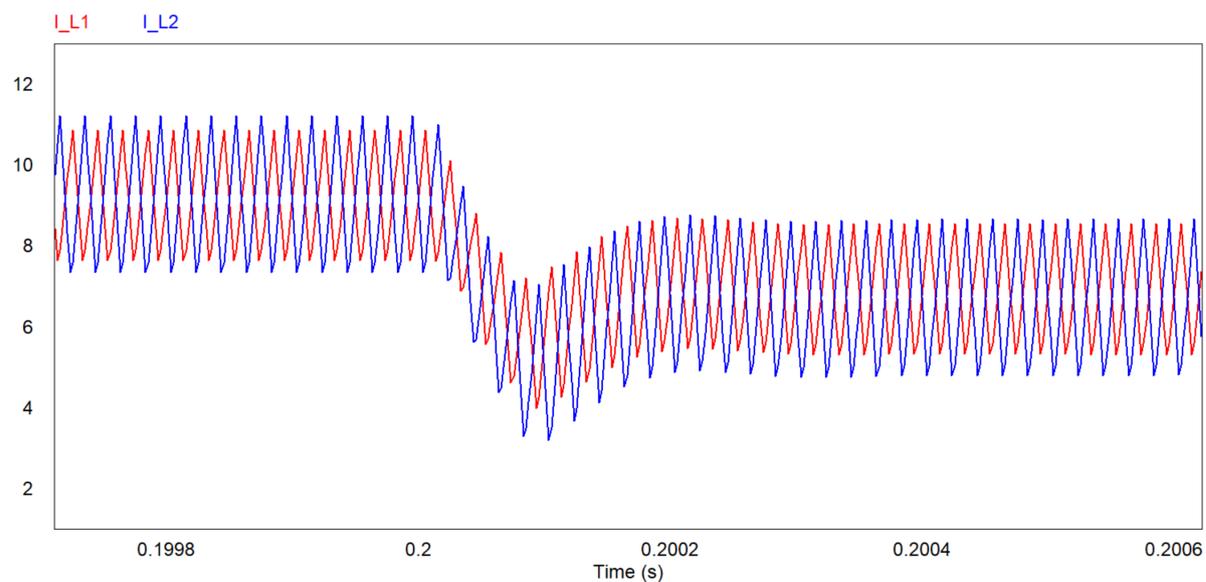
Fonte: Produção própria.

Figura 5.13 – Resposta da tensão FV ao degrau de temperatura.



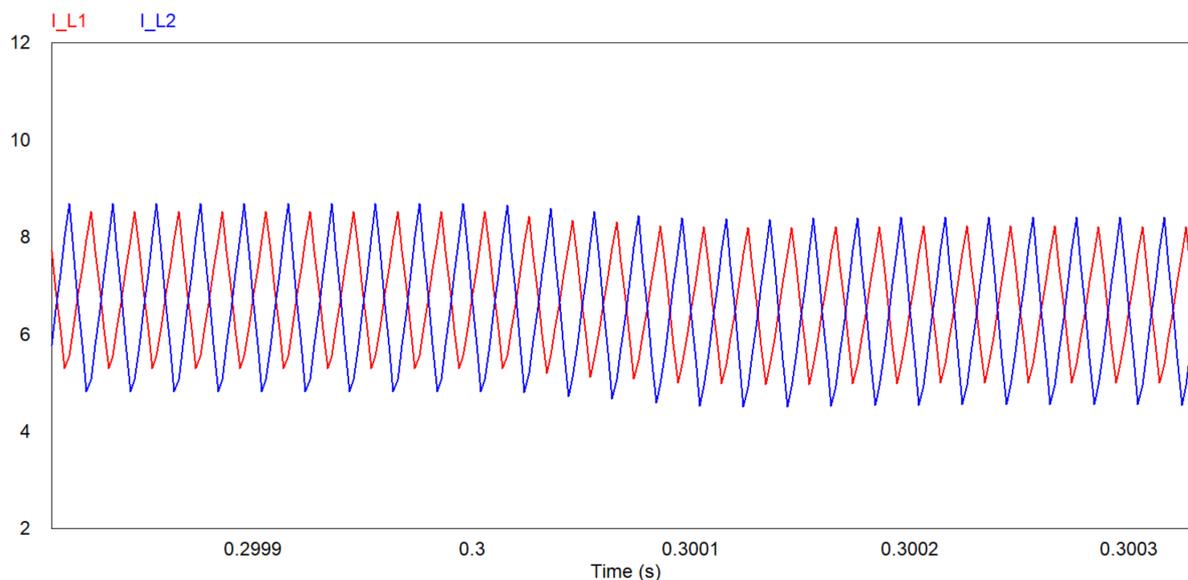
Fonte: Produção própria.

Figura 5.14 – Resposta das correntes ao degrau de irradiação.



Fonte: Produção própria.

Figura 5.15 – Resposta das correntes ao degrau de temperatura.



Fonte: Produção própria.

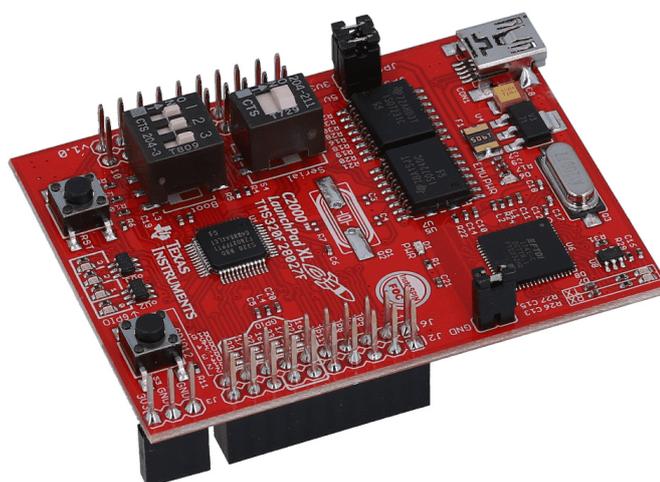
5.3 CIRCUITOS AUXILIARES

Circuitos auxiliares são componentes ou subsistemas integrados a um conversor CC-CC para melhorar seu desempenho, confiabilidade ou funcionalidade. Eles desempenham funções secundárias fundamentais para o funcionamento conversor.

5.3.1 Processador de Sinais Digitais (DSP)

Para realizar a operação do conversor, a aquisição das variáveis e a implementação da malha de controle em formato digital, foi escolhido o kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28027F C2000 Piccolo LaunchPad (TI, 2018), apresentado na Figura 5.16.

Figura 5.16 – Kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28027F.



Fonte: (TI, 2018).

Tabela 5.1 – Características do kit de desenvolvimento.

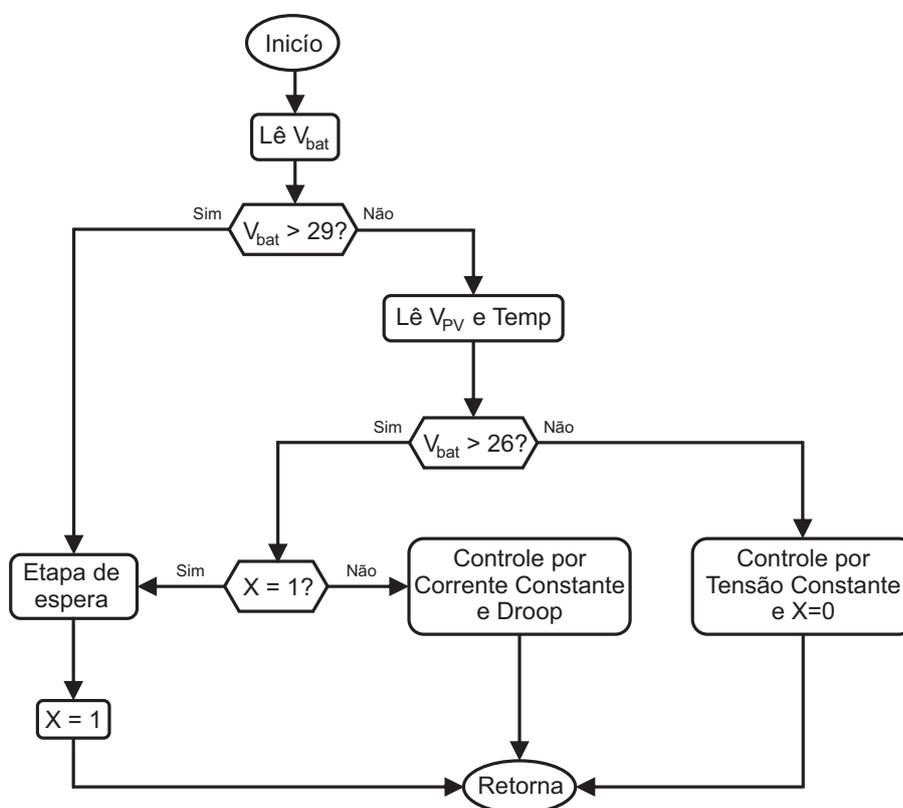
Parâmetros	Dados
Microprocessador	TMS320F28027F
Frequência de Clock	60 MHz
Tensão de alimentação	+3V3
Memória Flash	64 KB
Memória RAM	12kB
Conversor ADC	13 canais de 12 bits
Canais ePWM	8
Canais PWM de alta resolução	4
Comunicação seriais	SCI, UART, SPI e I2C

Fonte: (TI, 2018).

No Apêndice C, encontra-se o código detalhado implementado em linguagem C, por meio do *Software Code Composer Studio IDE*. As principais características deste kit de desenvolvimento são apresentados na tabela 5.1.

Visando atingir a vida útil e a capacidade planejada das baterias empregadas no projeto, o sistema de recarga foi projetado para manter a operação da bateria em uma faixa de tensão entre 26 V e 29 V. O fluxograma de funcionamento do sistema de recarga da bateria pode ser observada na Figura 5.17.

Figura 5.17 – Fluxograma do sistema implementado.



Fonte: Produção própria.

5.3.2 Circuitos de aquisição de sinais

Circuitos de aquisição de sinais tem a função de filtragem e são utilizados para minimizar interferências e ruídos que possam surgir na saída do conversor, garantindo operação estável.

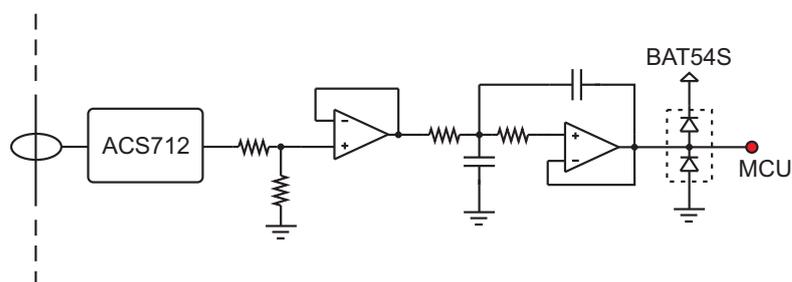
5.3.2.1 Circuitos de aquisição de corrente

A fim de medir as correntes nos dois indutores do IBC, foram utilizados os sensores de efeito Hall ACS-712 da *Allegro*. Esse sensor é bidirecional e pode medir correntes de até +/-30 A, com uma largura de banda de 120 kHz.

No entanto, a tensão de saída do sensor não é compatível com a faixa de tensão do conversor ADC do DSP, que opera a 3,3 V. Portanto, é necessário atenuar o sinal de saída para adequá-lo à faixa de tensão suportada pelo DSP.

A Figura 5.18 mostra o circuito de condicionamento composto por um buffer, um filtro passa baixa e um grampeador de tensão (BAT54) para a proteção do conversor ADC.

Figura 5.18 – Circuito de condicionamento da leitura das correntes.



Fonte: Produção própria.

A frequência de corte do filtro passa baixa de segunda ordem — Salley Key, é dada pela Equação (5.1).

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (5.1)$$

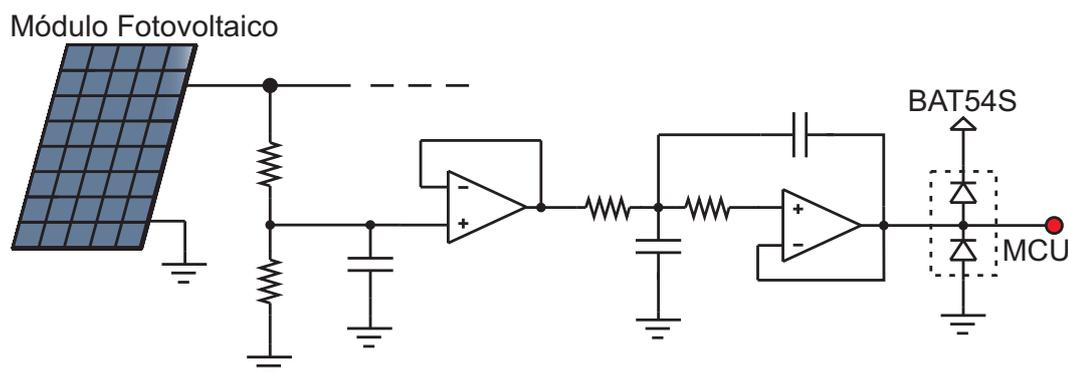
5.3.2.2 Circuitos de aquisição de tensão

A medição da tensão do módulo fotovoltaico é realizada por meio de um divisor resistivo. O divisor resistivo para a medição da tensão da bateria foi projetado para efetuar leituras de tensões de até 50 V, tendo em vista que a tensão máxima que o módulo pode atingir em circuito aberto é de 49,15 V, conforme o fabricante.

Na Figura 5.19, é apresentado o circuito empregado para a leitura do sinal de tensão do módulo fotovoltaico. No contexto da frequência de corte do filtro passa-baixa, a fim de realizar o desacoplamento adequado entre as malhas de leitura dos sensores

de tensão e as de corrente, é estabelecido que as malhas de leitura dos sensores de tensão devem operar com uma frequência de corte uma década abaixo daquela dos filtros de leitura da corrente. Essa estratégia é adotada para assegurar que as malhas de leitura dos sensores de tensão não interfiram nas leituras de corrente, promovendo, assim, uma operação mais precisa e estável do sistema.

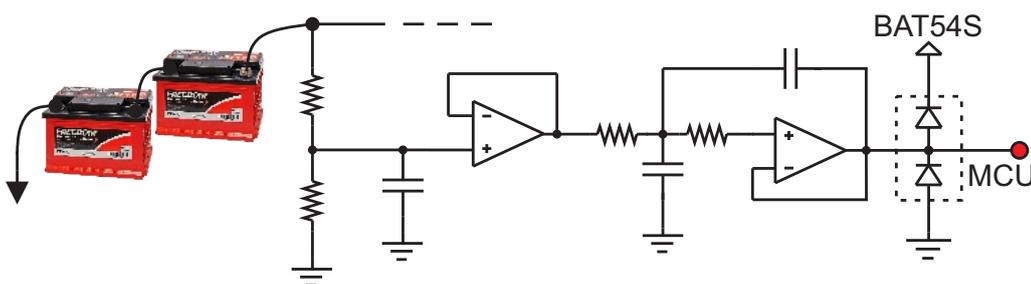
Figura 5.19 – Circuito de condicionamento da leitura de tensão FV.



Fonte: Produção própria.

Por sua vez, a tensão da bateria é medida utilizando o mesmo circuito de aquisição já mencionado. Isso implica que o processamento do sinal é conduzido de maneira similar pelo DSP. A Figura 5.20 ilustra o circuito adotado para efetuar a leitura da tensão proveniente do banco de baterias.

Figura 5.20 – Circuito de condicionamento da leitura de tensão da Bateria.



Fonte: Produção própria.

5.4 PROTEÇÕES DE *FIRMWARE*

Alguns pontos importante para garantir o funcionamento seguro do conversor são aplicados durante a programação do DSP. Nesse contexto, apresentam-se as metodologias empregadas no controle dos sistemas de proteção via *Firmware*, sendo essas metodologias baseadas nas tensões de equalização, carga, flutuação e tensão de corte (tensão final) da bateria.

5.4.1 Proteções contra Sobretensão e Subtensão da Bateria

Em uma análise preliminar, carregar uma bateria com uma tensão superior à sua tensão de flutuação pode resultar em danos significativos. Portanto, foi implementada uma rotina de monitoramento da tensão da bateria (V_{bat}), que, por sua vez, interrompe o acionamento dos MOSFETs para evitar sobrecargas durante o funcionamento do conversor.

Outro ponto associado ao monitoramento de subtensões é a capacidade de detectar a desconexão da bateria. Nesse sentido, foi estabelecido um limiar para interromper o acionamento dos MOSFETs no caso de a bateria apresentar subtensão. Essa medida visa garantir a integridade do sistema e prevenir possíveis danos decorrentes de condições inadequadas de operação.

5.4.2 Atenuação da corrente injetada à Bateria

Conforme descrito na Tabela 2.4, a tensão para carregamento do banco de baterias utilizada neste trabalho é de 26 V a 29 V. Portanto, é essencial aderir às especificações de carga recomendadas pelo fabricante para garantir a segurança e a integridade das baterias. Além disso, para evitar que a bateria seja danificada, a corrente nela injetada deve ser gradativamente reduzida enquanto a tensão de operação se aproxima da tensão de flutuação. Para implementar esse modo de operação, o módulo fotovoltaico deve ser retirado do MPP, limitado a potência (e a corrente) entregue ao banco de baterias.

5.5 PROTEÇÕES DE *HARDWARE*

Além das proteções de *Firmware* já citadas, também é necessário implementar proteções de *Hardware* para tornar a operação do conversor mais segura. A metodologia para proteção do conversor por meio de *Hardware* é implementada por meio de três diodos localizados em diferentes pontos do conversor. Esses diodos não afetam a dinâmica de funcionamento do IBC em condições normais de operação do carregador.

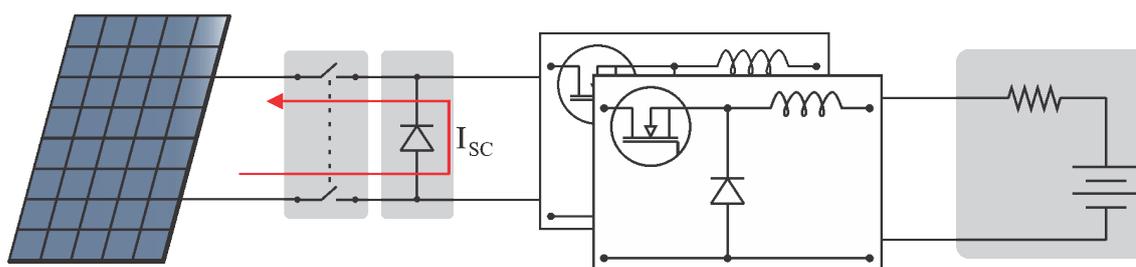
5.5.1 Proteções contra inversão de polaridade FV

A primeira proteção de *Hardware* a ser apresentada é a proteção contra conexão reversa no módulo fotovoltaico. Esse tipo de conexão indevida pode ocorrer durante a operação do protótipo no ambiente funcional, podendo danificá-lo permanentemente.

Portanto, é necessário implementar uma estratégia para evitar que essa corrente reversa circule pelo conversor. O diodo FV instalado na entrada do conversor é mostrado na Figura 5.21. Quando a conexão do módulo FV ao conversor é feita corretamente (estado normal de operação), o diodo permanece bloqueado, não afetando o funcionamento do circuito.

No entanto, se ocorrer a conexão invertida do módulo fotovoltaico, o diodo entra em estado de condução, criando um curto-circuito na entrada do conversor. Isso faz com que a corrente deixe de circular pelo conversor e retorne ao módulo FV. A corrente de curto-circuito de um módulo fotovoltaico, em geral, é de 5% a 10% superior à corrente fornecida no MPP.

Figura 5.21 – Proteção contra inversão de polaridade FV.



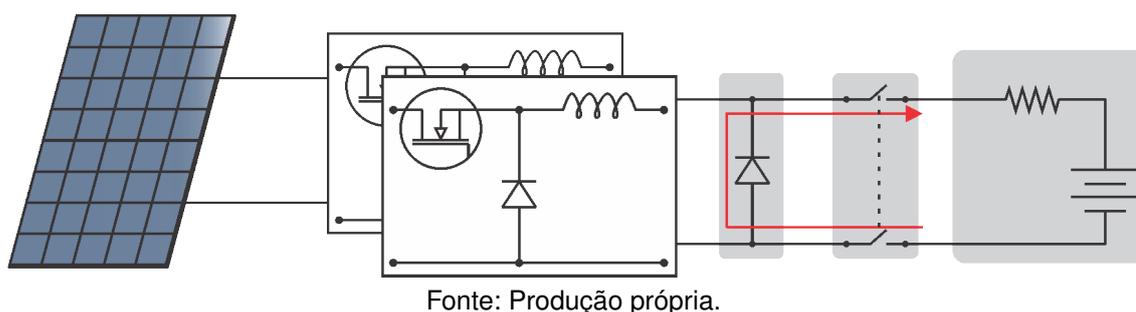
Fonte: Produção própria.

5.5.2 Proteções contra inversão de polaridade da bateria

Outra proteção adicionada ao conversor é a proteção contra conexão reversa do banco de baterias. A alimentação das fontes auxiliares do conversor é feita por meio da própria bateria a ser alimentada. Dessa forma, a conexão invertida do banco de baterias danificará os estágios de controle do conversor, assim como o DSP implementado.

Na Figura 5.22, é mostrada a implementação do diodo de proteção contra conexão reversa da bateria: caso o banco de baterias seja instalado indevidamente, uma corrente reversa irá circular através deste diodo, polarizando-o. A elevação da corrente neste ramo do conversor provocará a atuação do Disjuntor DC, desconectando a bateria do circuito. A corrente nominal do Disjuntor DC instalado é maior do que a corrente de carga máxima do banco de baterias, a fim de evitar a desconexão indevida do banco de baterias e permitir a manobrabilidade da carga.

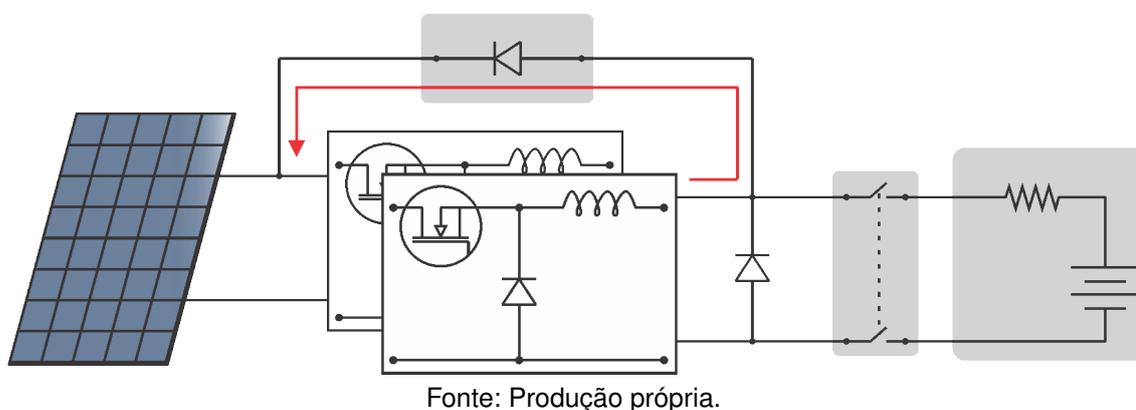
Figura 5.22 – Proteção contra inversão de polaridade da bateria.



5.5.3 Proteções contra desconexão indevida da bateria

Conforme mostra a Figura 5.23, um diodo para proteção contra desconexão indevida da bateria está conectado ao sistema. Quando ocorre a desconexão do banco de bateria do conversor, há a elevação da tensão sobre os indutores e, conseqüentemente, da tensão de saída. Esta elevação abrupta de tensão pode causar arcos de corrente que danificariam o conversor. Dessa forma, o diodo fornece um caminho para ocorrer a dissipação de energia presente nos indutores. Associada a esta proteção, o DSP analisa a tensão na saída do conversor e ao detectar a desconexão, interrompe o acionamento dos MOSFETs.

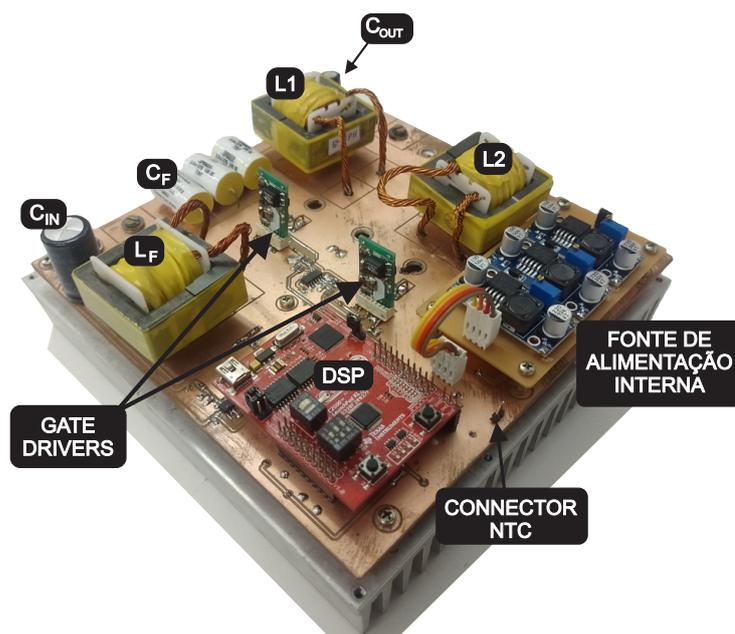
Figura 5.23 – Proteção contra desconexão indevida da bateria.



5.5.4 Resultados práticos em malha aberta

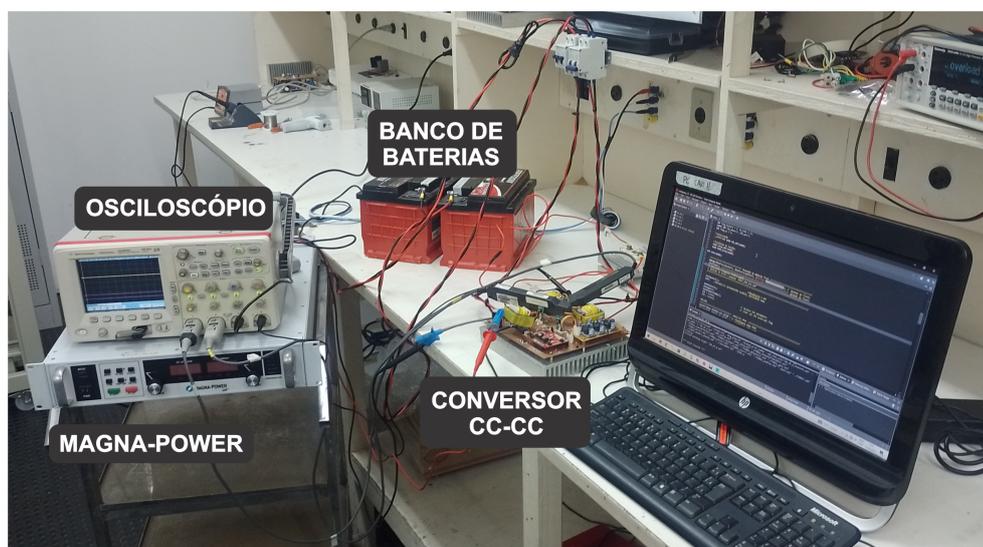
Na Figura 5.24, apresenta-se o protótipo após a confecção. É importante destacar que devido às vantagens do IBC, foi possível reduzir significativamente o volume dos elementos magnéticos presentes em ambas as células de comutação, permitindo assim a fixação direta sobre conversor. Além disso, na Figura 5.25, é exibida a bancada de testes.

Figura 5.24 – Protótipo confeccionado.



Fonte: Produção própria.

Figura 5.25 – Bancada de testes para realização de ensaios em malha fechada.



Fonte: Produção própria.

A discrepância entre as correntes nos indutores L_1 e L_2 , conforme ilustrado na Figura 5.26 quando a malha de controle diferencial está desativada, é um fenômeno esperado que destaca os desafios práticos dos conversores multifásicos. Na prática, não é viável assegurar a perfeição absoluta dos componentes.

Figura 5.26 – Operação em Malha aberta - $5\mu\text{s}$ por divisão.



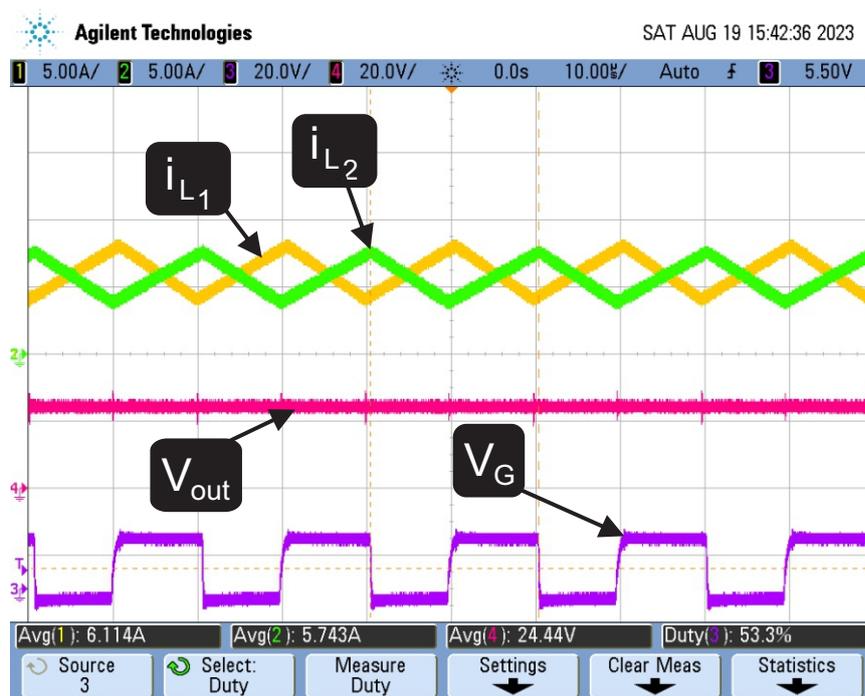
Fonte: Produção própria.

Essa disparidade implica em modos de operação inesperados para o conversor: a distribuição não uniforme das correntes nos indutores L_1 e L_2 , amarelo e verde (2 A por divisão), respectivamente, pode resultar em sobrecorrente em uma das células de comutação, enquanto a outra pode operar com subcorrente. Este cenário é prejudicial, provocando um aquecimento desigual dos dispositivos de chaveamento e danificando potencialmente o conversor, podendo até o levar à falha completa.

Os ensaios com a malha de controle habilitada avaliam a capacidade da técnica de controle de balancear os indutores, além de sua resposta nas condições de operação próximas ao Ponto de Máxima Potência (MPP).

Na Figura 5.27, as correntes i_{L_1} e i_{L_2} são mostradas em amarelo e verde (5 A por divisão), respectivamente. Em rosa, é apresentada a tensão na carga resistiva (20 V por divisão) e, por fim, em roxo, é exibido o sinal de comando aplicado ao interruptor de uma das fases (20 V por divisão).

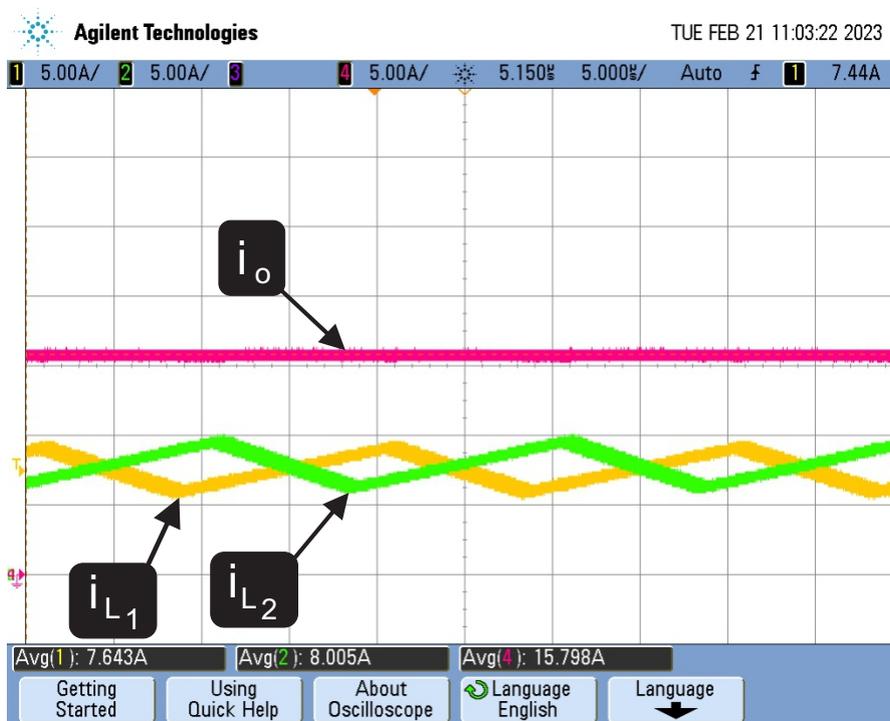
Figura 5.27 – Correntes i_{L_1} (em amarelo), i_{L_2} (em verde) e tensões V_{out} (em rosa) e V_G (em roxo) - $10\mu s$ por divisão.



Fonte: Produção própria.

Na Figura 5.28, observa-se que o valor médio da corrente de saída do conversor corresponde à soma dos valores médios das correntes i_{L_1} e i_{L_2} (5 A por divisão.), resultando em um baixo valor de ondulação.

Figura 5.28 – Formas de ondas durante o carregamento da bateria — Correntes i_{L1} (em amarelo), i_{L2} (em verde), i_o (em rosa, 5 A por divisão.) - $10\mu\text{s}$ por divisão.



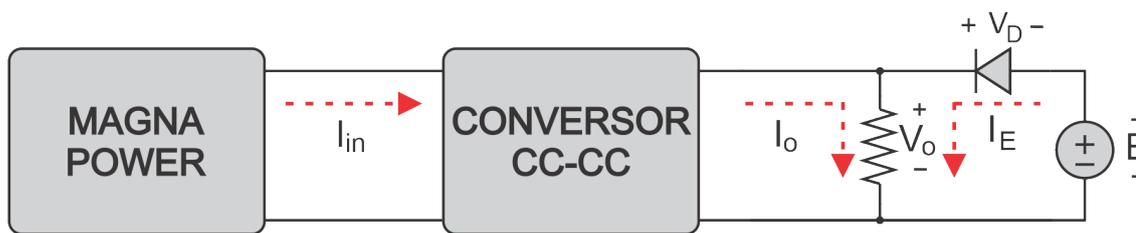
Fonte: Produção própria.

5.5.5 Resultados práticos em malha fechada

Baterias de alta capacidade de armazenamento de energia apresentam variações lentas de tensão em relação a outras variáveis temporais associadas à geração fotovoltaica. Devido a essa condição, validar o algoritmo completo de uma só vez torna-se inviável, tendo em vista que se espera que a dinâmica das baterias seja extremamente lenta, podendo levar horas para que pequenas variações de tensão ocorram.

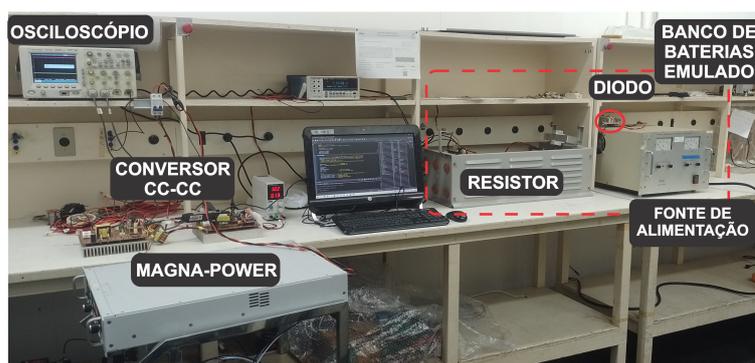
Portanto, é possível simular o banco de baterias utilizando uma fonte de tensão controlada, em série com um diodo para evitar a inversão de corrente na fonte, e em paralelo com uma carga resistiva para drenar a potência fornecida por ambas as fontes. A estrutura desse ensaio é ilustrada na Figura 5.29 e apresentada na Figura 5.30. Este ensaio foi realizado em malha aberta para evitar inversão no fluxo de corrente na fonte. O teste foi realizado variando a tensão de 24 V até 27 V para analisar a estratégia proposta de *Droop* no ponto de operação do conversor.

Figura 5.29 – Esquemático utilizado para emulação da bateria.



Fonte: Produção própria.

Figura 5.30 – Bancada de testes para realização de ensaios em malha fechada.



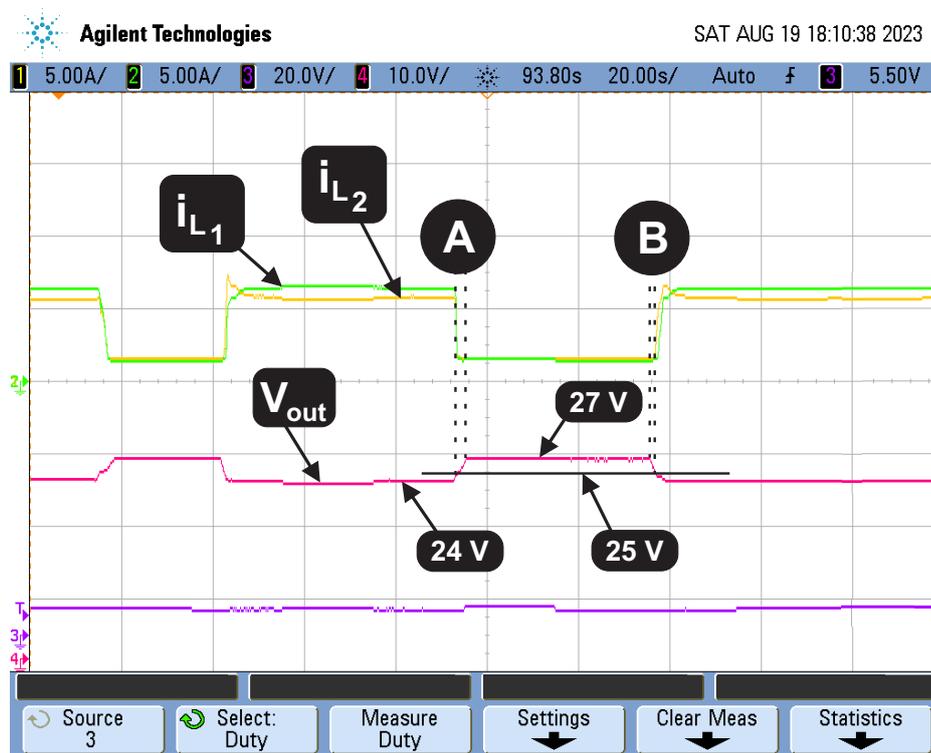
Fonte: Produção própria.

Na Figura 5.31 são apresentados os resultados coletados durante o ensaio experimental. Para este ensaio, o osciloscópio foi configurado para medição em alta resolução, a fim de avaliar-se os valores médios de cada variável. A imagem mostra os valores médios das correntes nos indutores i_{L_1} e i_{L_2} (5 A por divisão), em verde e em amarelo, respectivamente; bem como a tensão na saída do conversor, em rosa (10 V por divisão); e em roxo é mostrado o valor de saída do conversor (20 V por divisão).

Observa-se que o ensaio inicia com uma tensão de 24 V da bateria. Em seguida, a tensão da bateria aumenta, ultrapassando a tensão previamente estabelecida de 25 V. Na estratégia proposta, o conversor reduz a corrente injetada na bateria, sendo esta a soma das correntes medidas nos indutores L_1 e L_2 .

A redução na injeção de corrente não ocorre abruptamente, uma vez que o valor de D_{Drop} é incrementado à D_{MPP} e depende da diferença entre a tensão da bateria durante o processo de carga e a tensão de referência. Quando a tensão é ligeiramente superior à tensão limite estabelecida, o ponto de operação do módulo fotovoltaico é deslocado sutilmente à direita do MPP. À medida que a tensão da bateria aumenta, o valor de D_{FV} também aumenta, deslocando novamente o ponto de operação para mais longe do MPP e diminuindo a corrente injetada na bateria.

Figura 5.31 – Valores médios das grandezas do conversor em teste - 10 s por divisão.



Fonte: Produção própria.

Para níveis de tensão superiores a 25 V, o conversor opera em modo de controle por *Droop*, reduzindo a carga fornecida à bateria na região entre as linhas A e B. Na situação em que a tensão da bateria tende a aumentar, a corrente da bateria continua a ser reduzida, impactando na interrupção total do fornecimento de carga à bateria. Ao ultrapassar a linha B, o modo de controle por *Droop* é desativado.

5.6 EFICIÊNCIA DO CONVERSOR

A eficiência de um conversor é calculada como a relação entre a potência ativa de saída, sendo a energia fornecida à carga, e a potência de entrada do conversor, o qual é a energia retirada da fonte de energia durante o tempo de operação, conforme demonstrado na Equação (5.2) e representada pelo símbolo η . A parcela de energia não transferida para a carga é dissipada sob a forma de calor nos componentes ativos e passivos do conversor.

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \times 100\% \quad (5.2)$$

Para calcular a eficiência do conversor, é necessário determinar as potências instantâneas de entrada e saída, este processo é realizado pelo analisador de potência e qualidade de energia, o *Yokogawa WT1800*. Esse equipamento é reconhecido por

sua capacidade de realizar medições elétricas precisas, possibilitando a medição exata das potências ativa, reativa e aparente, além de permitir análises detalhadas sobre a qualidade da energia elétrica.

A potência de saída do conversor representa a potência entregue à carga na saída do dispositivo, enquanto a potência de entrada corresponde à potência fornecida pela fonte de energia à entrada do conversor, ambas medidas em watts (W). Essas perdas incluem dissipação de calor, perdas nos componentes eletrônicos e outros fatores.

A configuração dos elementos do analisador de potência pode ser visualizada na Figura 5.32. O procedimento realizado para determinar a eficiência do conversor está detalhado na Figura 5.33.

Figura 5.32 – Esquemático de medição realizado.

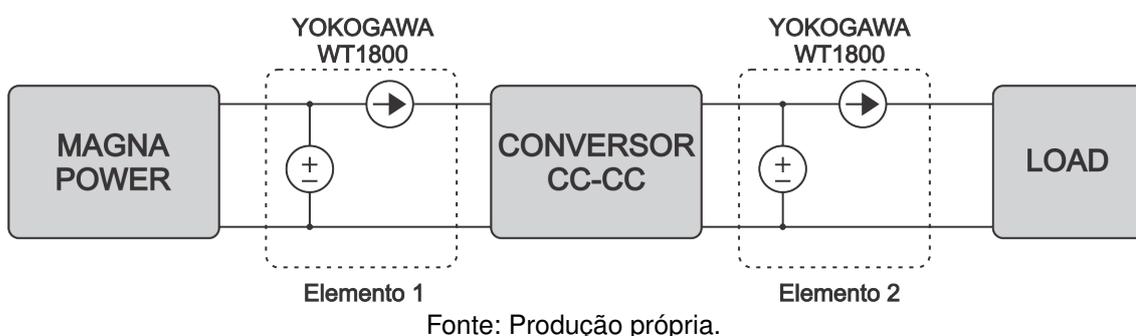
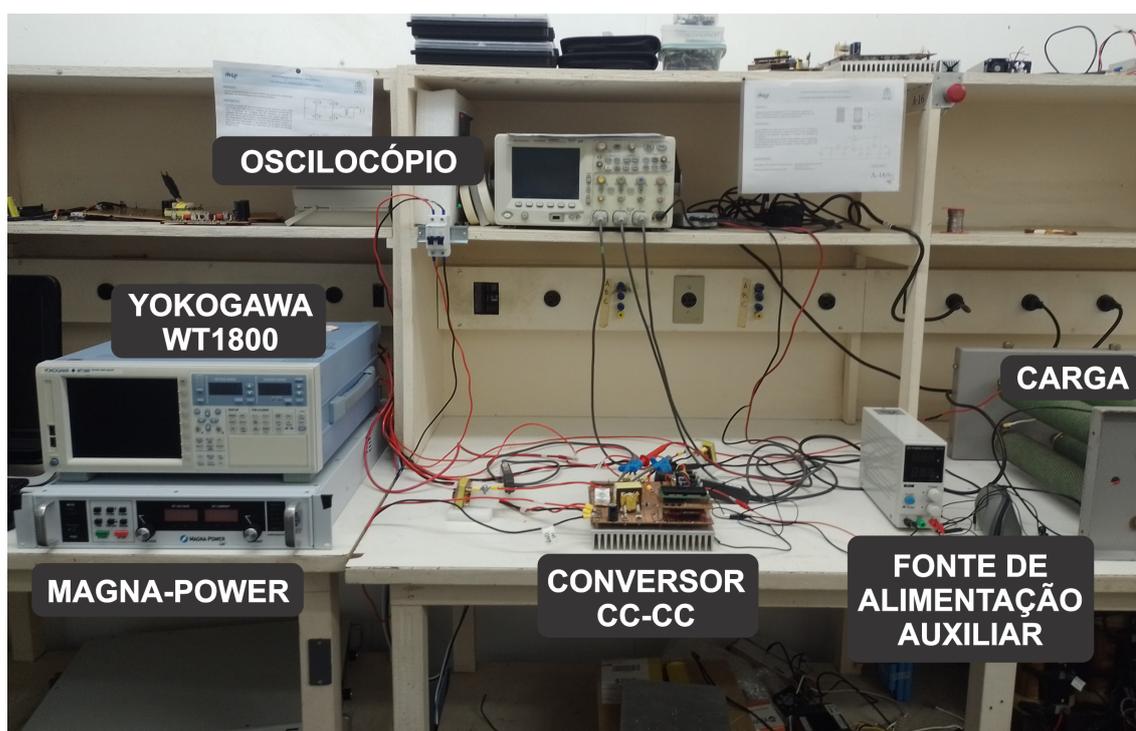


Figura 5.33 – Ensaio realizado para obtenção das potências instantâneas.



Fonte: Produção própria.

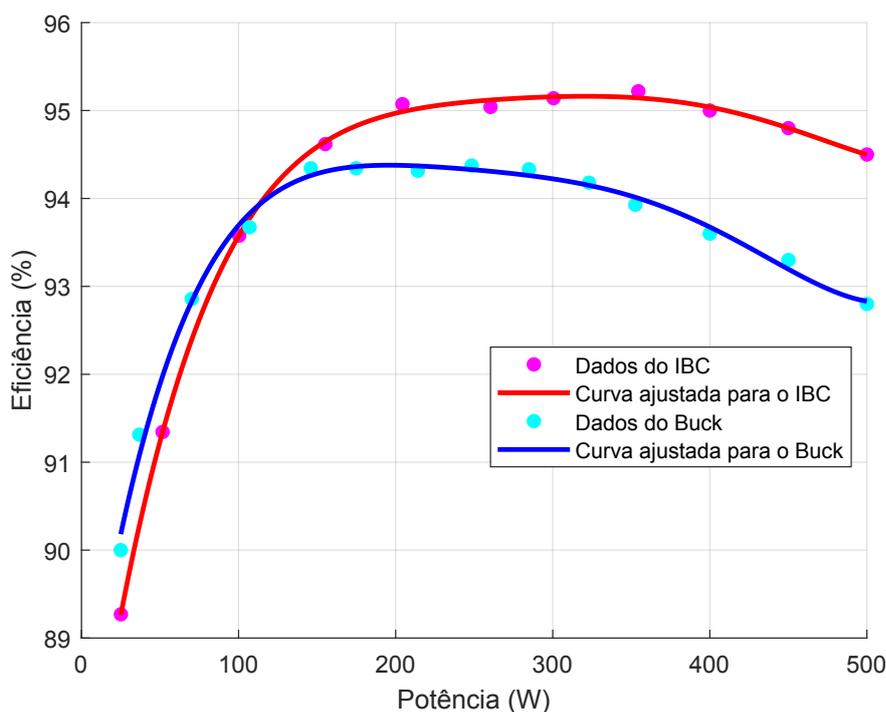
A metodologia empregada para obter a curva de eficiência do conversor envolve a variação da carga conectada a ele, resultando em diferentes níveis de potência, enquanto se mantêm constantes as outras variáveis, como tensão de entrada e razão cíclica.

Inicialmente, uma das células de comutação do IBC é mantida desconectada, fazendo com que o conversor opere como um conversor Buck convencional. Nesse cenário, é possível obter a curva de eficiência para essa configuração de operação.

Posteriormente, as duas células de comutação são conectadas, e o procedimento é repetido para a obtenção da curva de eficiência correspondente a essa configuração.

Essa abordagem possibilita a avaliação do desempenho do conversor em diversos modos de operação. Dessa forma, ao comparar esses resultados, obtêm-se informações sobre sua eficiência em diferentes condições de carga e operação. A Figura 5.34 apresenta os resultados obtidos com os ensaios realizados.

Figura 5.34 – Curva de eficiência do conversor.



Fonte: Produção própria.

Na Figura 5.34, os pontos destacados representam dados coletados durante os ensaios realizados. Esses pontos são fundamentais para o processo de análise. Com o auxílio da função *Polyfit* no *MATLAB*, torna-se possível ajustar curvas polinomiais a esse conjunto de dados. Isso permite a obtenção de uma equação polinomial que se adapte de maneira mais precisa aos pontos de dados, simplificando a representação visual das informações.

Os pontos destacados em ciano representam os dados coletados durante os

ensaios do conversor Buck convencional, sendo utilizados como base para a obtenção da curva ajustada em azul. Da mesma forma, os pontos destacados em rosa representam os dados coletados durante os ensaios do IBC e servem como base para a obtenção da curva ajustada em vermelho.

5.6.1 Eficiência CEC e EUR

Uma abordagem adequada para determinar a eficiência dos conversores utilizados em aplicações fotovoltaicas é o uso de uma média ponderada de vários pontos de operação. Como exemplos desta metodologia, tem-se como a americana η_{CEC} (Comissão de Energia da Califórnia) e a europeia η_{EUR} , como parte dos esforços para melhorar a eficiência energética dos sistemas de conversão solar, considerando as variações na potência fornecida pelo conjunto fotovoltaico devido às mudanças nas condições climáticas (irradiância e temperatura) ao longo do tempo.

As eficiências η_{CEC} e a η_{EUR} são calculadas multiplicando a eficiência do conversor operando em diferentes níveis de potência nominal por coeficientes específicos estabelecidos pela norma EN 61683:2001. Esses coeficientes refletem as variações esperadas nas condições de uso típicas.

A Equação (5.3) apresenta a fórmula para calcular a eficiência CEC e a Equação (5.4) apresenta a fórmula para calcular a eficiência EUR.

$$\eta_{CEC} = 0,05 \eta_{100\%} + 0,53 \eta_{75\%} + 0,21 \eta_{50\%} + 0,12 \eta_{30\%} + 0,05 \eta_{20\%} + 0,04 \eta_{10\%} \quad (5.3)$$

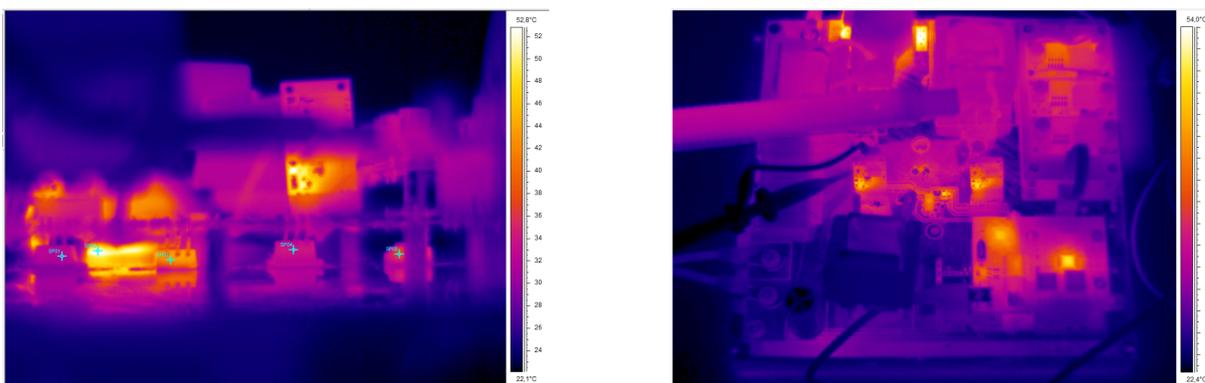
$$\eta_{eur} = 0,20 \eta_{100\%} + 0,48 \eta_{50\%} + 0,10 \eta_{30\%} + 0,13 \eta_{20\%} + 0,05 \eta_{10\%} + 0,03 \eta_{5\%} \quad (5.4)$$

A eficiência η_{CEC} do conversor desenvolvido foi de 95% e a eficiência η_{EUR} do IBC foi de 93,3%.

5.6.2 Ensaio térmico

A Figura 5.35 apresenta o ensaio térmico conduzido por aproximadamente duas horas ininterruptas, destinado a verificar o correto funcionamento do conversor. Destaca-se a ausência de pontos de superaquecimento no protótipo, o que valida a estratégia de ventilação natural adotada. Este teste é necessário para garantir o funcionamento adequado do conversor ao longo de um extenso período, levando em conta a carga gradual de uma bateria.

Figura 5.35 – Ensaio térmico



5.7 ENSAIOS PRÁTICOS EM AMBIENTE RELEVANTE

A fim de validar as metodologias propostas neste trabalho, o experimento prático foi realizado em campo. Este ensaio teve duração aproximada de duas horas contínuas, iniciando às 11 horas e encerrando às 13 horas do dia 27 de agosto de 2023, no Campus Trindade da UFSC, mostrado na Figura 5.36.

As informações relacionadas ao local, data e horário são importantes para a geração fotovoltaica. Com base nesses tópicos, considera-se que a geração fotovoltaica será relativamente baixa, uma vez que a coleta de dados ocorreu na região sul do país durante o período de inverno na região.

Figura 5.36 – Local do ensaio realizado.



Fonte: Produção própria.

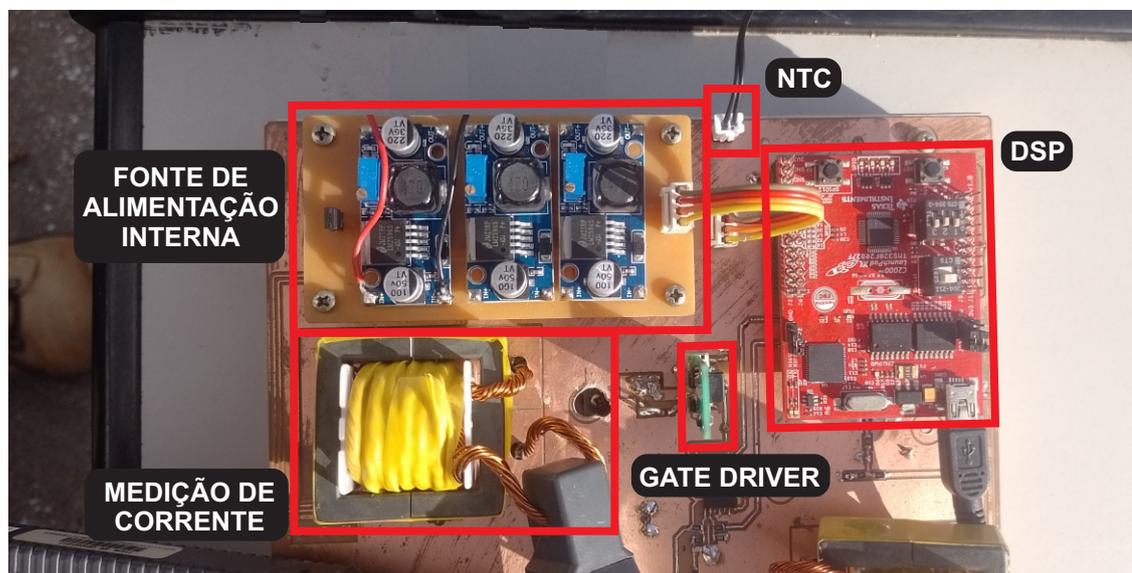
5.7.1 Apresentação da metodologia utilizada

O experimento proposto foi composto por:

- Protótipo IBC;
- Duas baterias DF1000, conectadas em série;
- Módulo fotovoltaico: DHM-72L9/BF-450W;
- Sensor de Temperatura Termopar NTC;
- Dois disjuntores DC (32 A);
- Cabeamento solar adequado;
- Computador e osciloscópio.

Na Figura 5.37 é apresentado o conversor utilizado, sendo destacados os principais elementos do circuito.

Figura 5.37 – Detalhe do conversor em teste.



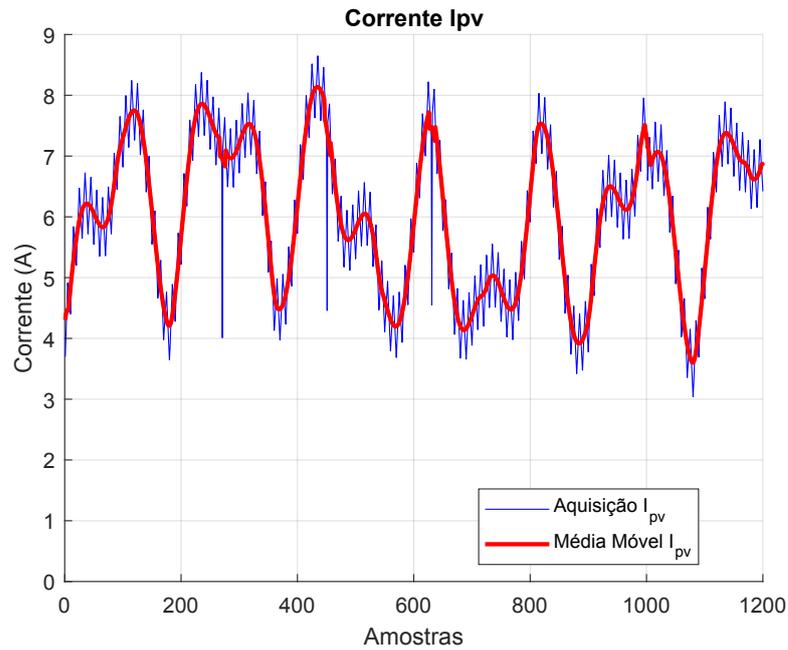
Fonte: Produção própria.

As variáveis associadas à geração fotovoltaica, como tensão, corrente e temperatura do módulo, são registradas no DSP, resultando em um total de cerca de 1200 amostras.

Utilizando a ferramenta computacional MATLAB e com base nos dados coletados, foi possível realizar a análise dos resultados experimentais para avaliar o desempenho do protótipo desenvolvido.

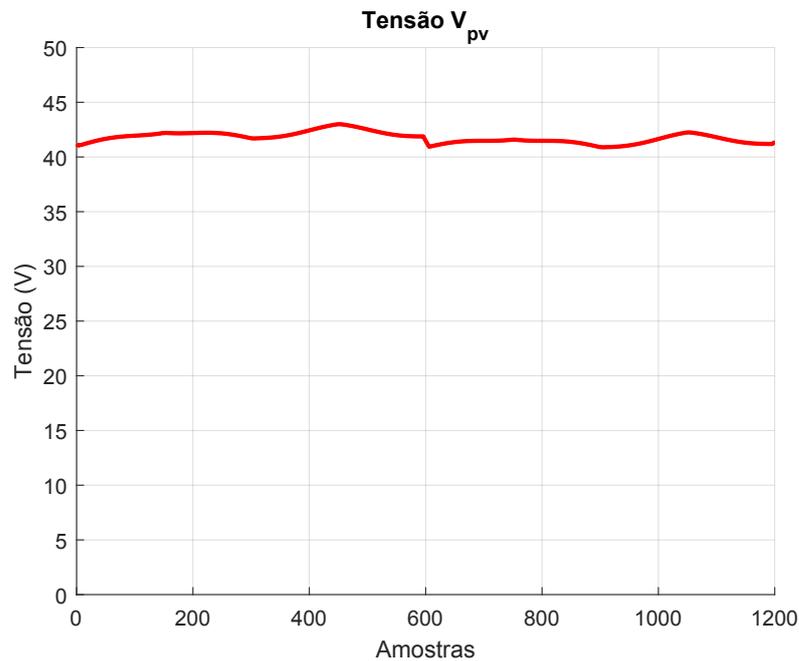
A Figura 5.38 apresenta as medições da corrente de entrada do conversor IBC, ou seja, a corrente gerada pelo módulo fotovoltaico, assim como na Figura 5.39 é mostrada a tensão gerada. Os dados foram processados através do uso de um filtro de média móvel, com a utilização da função *movmean*, como uma janela deslizante de 10 valores. Posteriormente, substitui-se o ponto original pela média calculada, atenuando as flutuações dos valores medidos.

Figura 5.38 – Corrente gerada pelo módulo e corrente de entrada do conversor.



Fonte: Produção própria.

Figura 5.39 – Tensão gerada pelo módulo.

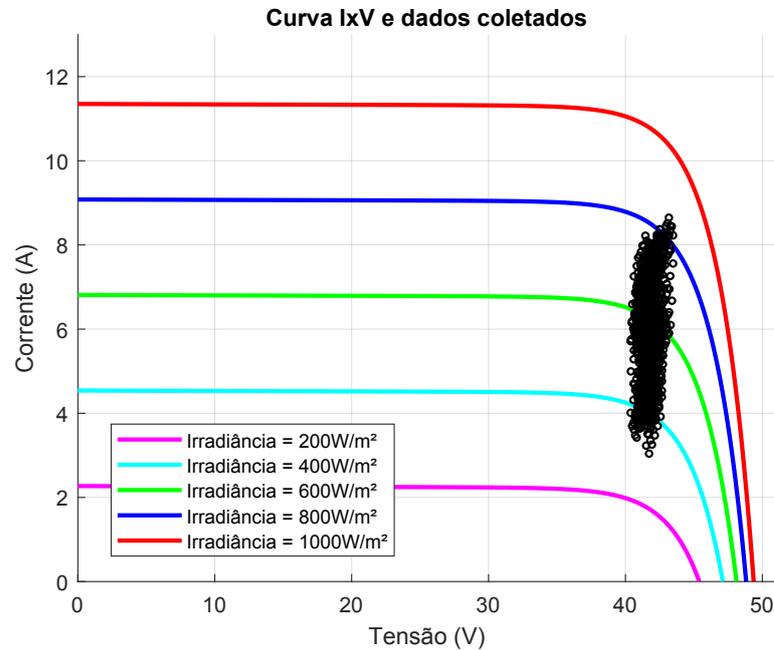


Fonte: Produção própria.

Por fim, nas Figuras 5.40 e 5.41 são comparadas os pontos coletados com as curvas I-V e P-V do módulo Fotovoltaico, caracterizando a relação entre a corrente e a tensão para diferentes níveis de temperatura fornecidos pelo fabricante do módulo fotovoltaico. Os pontos de operação do módulo fotovoltaico estão posicionados próximos aos pontos de máxima potência de operação. O sistema demonstra estabilidade, mesmo em condições de baixa geração FV. A presença desses pontos de operação

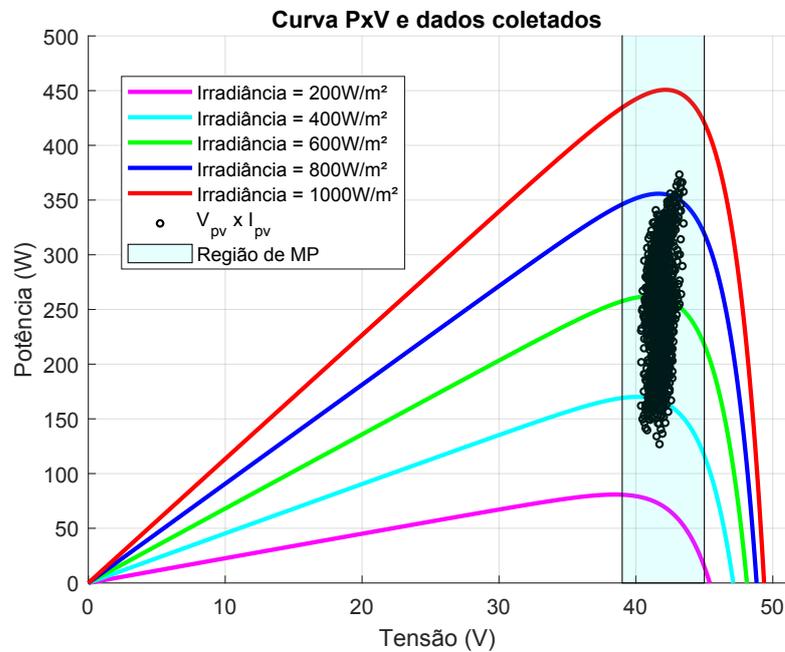
nas proximidades da região de máxima potência valida o desempenho do protótipo e a técnica de MPPT aplicada.

Figura 5.40 – Pontos de operação e curvas Corrente x Tensão do módulo Fotovoltaico.



Fonte: Produção própria.

Figura 5.41 – Pontos de operação e curvas Potência x Tensão do módulo Fotovoltaico.



Fonte: Produção própria.

5.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foi apresentado o protótipo desenvolvido e os descritos testes realizados, com o banco de baterias, e o módulo fotovoltaico, para demonstração do método de MPPT, com o propósito de validar as metodologias apresentadas. A metodologia e os procedimentos de teste são explicados, e os resultados experimentais obtidos são apresentados.

Neste capítulo, também foi abordada a estratégia de limitação de potência, também conhecida como droop. Esta estratégia é essencial em sistemas fotovoltaicos e seu principal objetivo é proteger a bateria de danos, especialmente quando sua tensão se aproxima do ponto de flutuação. Essa técnica retira o módulo fotovoltaico do ponto de operação, reduzindo sua potência de saída conforme necessário.

Além disso, foi apresentado o balanceamento de corrente nos indutores, utilizando a transformada de Lunze como ferramenta para essa análise. Essa abordagem visa garantir que as correntes nos indutores sejam distribuídas de maneira equilibrada, o que contribui para a eficiência e estabilidade do sistema.

Por meio da coleta de dados da geração fotovoltaica, foi realizada uma análise de desempenho do protótipo, e a eficácia do controle MPPT foi verificada. Os resultados experimentais demonstraram que o módulo fotovoltaico permaneceu próximo ao ponto de máxima potência, validando assim a técnica de MPPT.

Por fim, pode-se concluir que a técnica de rastreamento de máxima potência utilizada se mostrou eficaz, confirmando tal eficiência por meio dos resultados obtidos nos ensaios experimentais ao ar livre. Durante esses experimentos práticos, foi possível observar até mesmo os efeitos do clima, identificando as influências climáticas na geração fotovoltaica.

6 CONCLUSÃO DA DISSERTAÇÃO

Esta dissertação explorou um controlador de carga para baterias utilizando módulos fotovoltaicos. O controlador mencionado é baseado em um conversor Buck intercalado de duas fases. Além disso, o sistema inclui limitação de potência para proteger o banco de baterias, juntamente com uma estratégia de controle para equilibrar a corrente entre as duas fases do conversor.

O estudo oferece uma contribuição significativa ao incorporar a transformada de Lunze modificada em conversores multicélulas, com um enfoque específico na aplicação da técnica MPPT-temp para o balanceamento das correntes em cada indutor, independentemente de estarem acoplados. A metodologia adotada integra eficientemente essa abordagem, simplificando o projeto dos controladores. Isso não apenas elimina a necessidade de um controlador de modo comum, mas também estabelece uma estrutura de firmware mais eficaz e de implementação simplificada.

Inicialmente, foram exploradas as principais técnicas e conceitos na geração de energia fotovoltaica e no processo de carregamento de baterias. Por meio de simulações e testes práticos, foi comprovada a eficácia do rastreamento do ponto de máxima potência por meio da leitura de temperatura.

Na análise do conversor Buck intercalado (IBC), foi realizado um estudo detalhado da modelagem do conversor operando no Modo de Condução Contínua, levando em conta as perdas nos MOSFETs, diodos e indutores. Durante os ensaios laboratoriais, foi possível não apenas analisar a eficiência do conversor, mas também compará-lo diretamente com o conversor Buck convencional. Ressalta-se que, para operar o IBC de forma eficiente, é essencial monitorar e controlar de forma precisa as correntes nos indutores, assegurando um balanceamento adequado para garantir seu comportamento estável como fonte de corrente.

Como carregador, o IBC oferece um controle simplificado da corrente de carga, mantendo oscilações mínimas na corrente. Além disso, essa estrutura permite expandir o número de células intercaladas de maneira simples e com custos de controle reduzidos, especialmente em aplicações de alta potência. O entrelaçamento das células também possibilita aumentar as frequências de chaveamento e, conseqüentemente, reduzir o tamanho dos indutores utilizados no IBC.

Em suma, a análise deste estudo não apenas validou a eficácia da técnica de MPPT por meio da leitura de temperatura, mas também ressaltou as vantagens do IBC como carregador para baterias de chumbo-ácido em sistemas de energia solar isolados. Os resultados obtidos por meio das simulações e testes práticos comprovaram a viabilidade e eficiência do sistema proposto, fornecendo controle da corrente de carregamento, além de redução de perdas e possibilidade de expansão para aplicações de maior potência.

Para futuras pesquisas, há oportunidades que não foram exploradas neste estudo no campo dos conversores baseados em células intercaladas (IBC). Investigar e comparar o desempenho do IBC em configurações com três ou quatro células de comutação, além de estudar para um número variável de células, permitindo a análise dos benefícios em termos de complexidade e eficiência em diferentes configurações de células.

Outro ponto relevante seria a implementação da topologia síncrona em conjunto com o IBC para potencialmente aumentar a eficiência do conversor. Isso envolveria a sincronização precisa dos elementos de comutação para otimizar as perdas e melhorar o desempenho geral do sistema.

Um estudo detalhado sobre a variação da frequência de comutação e seu impacto nas perdas e eficiência do IBC também seria essencial. Investigar a influência da frequência de comutação para minimizar perdas e maximizar a eficiência em diferentes condições de operação.

Além disso, realizar um estudo comparativo entre diferentes técnicas de Ponto de Máxima Potência (MPPT) aplicadas ao IBC seria fundamental, identificando qual método oferece o melhor desempenho em termos de eficiência e robustez, explorando tanto técnicas convencionais quanto adaptações específicas para o IBC.

Por fim, um estudo prático envolvendo a implementação do conversor IBC na embarcação Guarapuvu II da Vento Sul permitiria validar os resultados teóricos em um ambiente real. Isso incluiria aspectos práticos como integração, operação e monitoramento de desempenho em condições reais de operação marítima.

Explorar esses temas em pesquisas futuras ampliará o entendimento dos conversores IBC em várias aplicações, promovendo avanços na eficiência, confiabilidade e aplicabilidade prática desses sistemas.

6.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

- Estudo e implementação do IBC para três e quatro células de comutação, e estudo para N células.
- Implementação da topologia síncrona, aliada à topologia do IBC, visando proporcionar aumento na eficiência do conversor.
- Estudo da variação da frequência de comutação e sua influência sobre as perdas e sobre a eficiência do IBC.
- Comparativo do desempenho de outras técnicas de MPPT aplicadas ao IBC.
- Teste e implementação do conversor na embarcação Guarapuvu II, da Vento Sul.

REFERÊNCIAS

BOYAR, Aydin; KABALCI, Ersan. Design and Analysis of a Two-Phase Interleaved Boost Converter Based Microinverter. *In*: p. 1067–1072.

BRASIL, Desafio Solar. **Desafio Solar Brasil**. Acessado em 7 de outubro de 2023. 2023. Disponível em: <https://desafiosolar.com.br/>.

BRITO, Moacyr A. G. de; LUIGI, G.; SAMPAIO, Leonardo P.; CANESIN, Carlos A. Avaliação das principais técnicas para obtenção de MPPT de painéis fotovoltaicos. *In*: 2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2010. [S.l.: s.n.], 2010. P. 1–6. 5740002.

CASARO, Marcio Mendes. **Inversor trifásico de dois estágios modificado aplicado no processamento da energia solar fotovoltaica em sistemas conectados à rede elétrica**. 2009. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina.

CHEN, Wei. **High efficiency, high density, PolyPhase converters for high current applications**. Acessado em 7 de outubro de 2023. Setembro 1999. Disponível em: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an77f.pdf>.

COELHO, R.; SCHMITZ, L.; MARTINS, D. **Energia Solar Fotovoltaica**. Florianópolis: UFSC, 2022. ISBN 0-07-135978-8.

COELHO, R. F.; MARTINS, D. C.; SANTOS, W. M. **Técnicas de rastreamento de máxima potência para sistemas fotovoltaicos: Revisão e novas propostas**. [S.l.: s.n.], 2011. Mini Curso.

COELHO, Roberto Francisco. **Concepção, análise e implementação de uma microrrede interligada à rede elétrica para alimentação ininterrupta de cargas CC a partir de fontes renováveis**. 2013. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina.

COELHO, Roberto Francisco; MARTINS, Denizar Cruz. An Optimized Maximum Power Point Tracking Method Based on PV Surface Temperature Measurement. Edição: Alemayehu Gebremedhin. **Sustainable Energy**, IntechOpen, Recent Studies, out. 2012.

CONTROLS, Johnson. **Manual técnico da bateria estacionária FREEDOM**. Vishay General Semiconductor. Revision: 15 de outubro de 2019. 2008. Disponível em: https://www.neosolar.com.br/media/pdf/manuais/Freedom_Baterias_Estacionarias_manual_tecnico_pt.pdf.

DAHSOLAR. **Mono Perc DHM-72L9**. 2015. Disponível em: https://pt.dahsolarpv.com/dhm-72l9-bf-445-455w_p182.html.

ENERGIZER BRANDS, LLC. **Nickel Metal Hydride (NiMH)**. Acessado em 7 de outubro de 2023. 2018. Disponível em: http://data.energizer.com/pdfs/nickelmetalhydride_appman.pdf.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2nd. [S.l.]: Springer, 2001.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2007.

GARIMELLA, Niraj; NAIR, Nirmal-Kumar C. Assessment of battery energy storage systems for small-scale renewable energy integration. *In*: TENCON 2009 - 2009 IEEE Region 10 Conference. [S.l.: s.n.], 2009. P. 1–6. 5395831.

HUA, Chih-Chiang; LIN, Meng-Yu. A study of charging control of lead-acid battery for electric vehicles. *In*: ISIE'2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.00TH8543). [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, 135–140 vol.1. 930500.

KATAGI, T.; FUJII, Y.; NISHIKAWA, E.; HASHIMOTO, T.; ISHIDA, K. Photovoltaic Generating System on Ships to Reduce Fossil Fuel Dependence, 1996.

LINDEN, D.; REDDY, T. B. **Handbook of Batteries, 3rd Edition**. New York: McGraw-Hill Companies, Inc, 2002. ISBN 0-07-135978-8.

LUNZE, J. **Feedback control of large-scale systems**. New York: Prentice Hall, 1992.

M. OSWAL, J. Paul; ZHAO, R. **A Comparative Study of Lithium-Ion Batteries**. Acessado em 7 de outubro de 2023. 2010. Disponível em: http://www-scf.usc.edu/~rzhao/LFP_study.pdf.

MAO, Hong; YAO, Liangbin; WANG, Caisheng; BATARSEH, Issa. Analysis of Inductor Current Sharing in Nonisolated and Isolated Multiphase dc–dc Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 6, p. 3379–3388, 2007. 4384354.

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modelling switching converter power stages. *In*: 1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference. [S.l.: s.n.], jun. 1976. P. 18–34.

MIDDLEBROOK, R.D. Small-signal modeling of pulse-width modulated switched-mode power converters. **Proceedings of the IEEE**, v. 76, n. 4, p. 343–354, 1988.

NASCIMENTO, Lucas Rafael do; FRANCO, Danilo Alberto; RÜTHER, Ricardo. Barco Solar: Embarcação Elétrica Alimentada por Energia Solar Fotovoltaica. **Revista Brasileira de Energia Solar**, v. II, n. 1, p. 41–48, jul. 2011. Laboratório de Energia Solar - Universidade Federal de Santa Catarina; Departamento de Engenharia Mecânica - Universidade Federal de Santa Catarina.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Prentice-Hall: 4ª Edição, 2003.

ONSEMI. **Switch-mode Power Rectifier**. ON Semiconductor. Rev. 9. Setembro, 2014. 2014. Disponível em: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/mbr3045-d.pdf>.

ORTMANN, Márcio Silveira. **Retificadores Multiníveis PWM Unidirecionais de Alto Fator de Potência com Célula de Comutação de Múltiplos Estados**. 2012. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC. 288 p. Tese (Doutorado) - Centro Tecnológico, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

SCHITTLER, Andressa C.; PAPPIS, Douglas; CAMPOS, Alexandre; COSTA, Marco A. Dalla; ALONSO, J. Marcos. INTERLEAVED BUCK CONVERTER APPLIED TO HIGH POWER HID LAMPS SUPPLYING: DESIGN, MODELING AND CONTROL. **IEEE**, Florianópolis, 2011.

SERÔDIO, Pedro Miguel Serôdio Basílio e. **Desenvolvimento de um Conversor CC-CC Bidirecional Interleaved para Testes de Baterias de Lítio Ferro Fosfato (LiFePO₄)**. 2018. Diss. (Mestrado) – Universidade do Minho.

SINGH, Kamal; MISHRA, Anjanee Kumar; SINGH, Bhim; SAHAY, Kuldeep. Cost-Effective Solar Powered Battery Charging System for Light Electric Vehicles

(LEVs). *In*: 2019 International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON). [S.l.: s.n.], 2019. P. 988–994. 8940461.

TI. **Technical Reference Manual TMS320F2802x, TMS320F2802xx Microcontrollers Texas Instruments**. [S.l.: s.n.], dezembro 2018. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ug/sprui09a/sprui09a.pdf?ts=1686816312904>. Acessado em: Junho de 2022.

TOSHIBA. **MOSFETs Silicon N-channel MOS**. 2014. Disponível em: <https://toshiba.semicon-storage.com/us/semiconductor/product/mosfets/12v-300v-mosfets/detail.TK100E10N1.html>.

UFSC. **UFSC vai disputar o Frisian Solar Challenge 2010**. Acessado em 7 de outubro de 2023. 2023. Disponível em: <https://noticias.ufsc.br/2010/03/ufsc-vai-disputar-o-frisian-solar-challenge-2010/>.

VENTO-SUL. **Vento Sul Barco solares**. Acessado em 7 de outubro de 2023. 2023. Disponível em: <https://teamventosul.com/>.

VISHAY. **Dual High Voltage Trench MOS Barrier Schottky Rectifier**. Vishay General Semiconductor. Revision: 15 de outubro de 2019. 2013. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/89010/v30100c.pdf>.

WANG, Jiayuan; SUN, Zechang; WEI, Xuezhe. Performance and characteristic research in LiFePO₄ battery for electric vehicle applications. *In*: 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. [S.l.: s.n.], 2009. P. 1657–1661. 5289664.

APÊNDICE A – PLANILHA DE CÁLCULOS: MATHCAD

Planilha de projeto do conversor BUCK INTERLEAVED

Mestrando Caio Hudson R. Cezar

Cálculos Iniciais

Tensão de entrada:	$V_{in} := 42.11 \cdot V$
Tensão de saída:	$V_o := 24 \cdot V$
Tensão mínima de saída:	$V_{o.min} := 21 \cdot V$
Tensão máxima de saída:	$V_{o.max} := 29 \cdot V$
Potência de saída:	$P_o := 450 \cdot W$
Corrente de saída:	$I_o := \frac{P_o}{V_o} = 18.75 \text{ A}$
Corrente de entrada:	$I_{in} := \frac{P_o}{V_{in}} = 10.69 \text{ A}$
Frequência de comutação:	$f_s := 50 \cdot kHz$
Ondulação da tensão de saída:	$\Delta V_o := 0.01 \cdot V_o = 0.24 \text{ V}$
Ondulação da corrente de saída:	$\Delta I_o := 0.1 \cdot I_o = 1.875 \text{ A}$
Razão cíclica máxima:	$D_{max} := \frac{V_{o.max}}{V_{in}} = 0.689$
Razão cíclica mínima:	$D_{min} := \frac{V_{o.min}}{V_{in}} = 0.499$
Razão cíclica nominal:	$D_{nom} := \frac{V_o}{V_{in}} = 0.57$
Resistência de saída:	$R_o := \frac{V_o}{I_o} = 1.28 \Omega$

Esforços nos componentes

MOSFET's

TK100E10N1

Corrente Eficaz Mosfet:

$$I_{M.rms} := \sqrt{D_{max}} \cdot \frac{I_o}{2} = 7.78 \text{ A}$$

Corrente Média Mosfet:

$$I_{M.med} := D_{max} \cdot \frac{I_o}{2} = 6.456 \text{ A}$$

Corrente de condução:

$$I_{D.on} := \frac{I_o}{2} - \frac{\Delta I_o}{2} = 8.438 \text{ A}$$

Corrente de bloqueio:

$$I_{D.off} := \frac{I_o}{2} + \frac{\Delta I_o}{2} = 10.313 \text{ A}$$

Drain Souer On
Resistance:

$$R_{DS.on} := 0.003 \cdot \Omega$$

Current Rise
Time:

$$t_r := 19.7 \cdot ns$$

Current Fall
Time:

$$t_f := 22.5 \cdot ns$$

Turn-on Delay
Time:

$$t_{D.on} := 43.7 \cdot ns$$

Turn-off Delay
Time:

$$t_{D.off} := 102.3 \cdot ns$$

Perdas no início da
condução:

$$E_{on.M} := V_{in} \cdot I_{D.on} \cdot \frac{t_{D.on} + t_r}{2} = (1.126 \cdot 10^{-5}) \text{ J}$$

Perdas no início do
bloqueio

$$E_{off.M} := V_{in} \cdot I_{D.off} \cdot \frac{t_{D.off} + t_f}{2} = (2.71 \cdot 10^{-5}) \text{ J}$$

Perdas de
comutação:

$$P_{sw.M} := (E_{on.M} + E_{off.M}) \cdot f_s = 1.918 \text{ W}$$

Perdas de
condução

$$P_{CM} := R_{DS.on} \cdot I_{M.rms}^2 = 0.182 \text{ W}$$

Perdas do MOSFET:

$$P_M := P_{sw.M} + P_{CM} = 2.1 \text{ W}$$

Perdas totais do MOSFET:

$$P_{M.total} := 2 \cdot P_M = 4.199 \text{ W}$$

DIODO's

VF30100C

Corrente Eficaz:
$$I_{D.rms} := \sqrt{\left(\sqrt{(1-D_{max})} \cdot \left(\frac{I_o}{4}\right)\right)^2} = 3.501 \text{ A}$$

Corrente Média:
$$I_{D.med} := (1-D_{max}) \cdot \frac{I_o}{4} = 1.459 \text{ A}$$

Tensão de condução: $V_{TO} := 0.455 \cdot V$ Resistência de condução: $R_d := 0.05 \cdot \Omega$

Perdas de condução (por diodo):
$$P_{CD} := V_{TO} \cdot I_{D.med} + R_d \cdot I_{D.rms}^2 = 1.277 \text{ W}$$

Perdas no Diodo:
$$P_{diodo} := 2 \cdot P_{CD} = 2.554 \text{ W}$$

Perdas totais no Diodo D1 e D2:
$$P_{D.total} := 2 \cdot P_{diodo} = 5.108 \text{ W}$$

Dimensionamento dos Indutores L1 e L2

Corrente média: $I_{L.med} := 9.30 \cdot A$ (*simulação*)

Corrente de pico: $I_{pico} := 11 \cdot A$ (*simulação*)

Ondulação de corrente: $\Delta I_{L1L2} := 3.3 \cdot A$ (*simulação*)

Corrente eficaz: $I_{L1L2ef} := \sqrt{\frac{1}{2} (\Delta I_{L1L2})^2 + (I_{L.med})^2} = 9.588 A$

Densidade de corrente: $J_{max} := 400 \cdot \frac{A}{cm^2}$

Tensão de entrada: $V_{pv} := 42.11 \cdot V$

Indutância: $L_{L1L2} := 60 \cdot 10^{-6} \cdot H$

Fator de ocupação: $K_w := 0.7$

Densidade de campo: $B_c := 0.3 \cdot T$

Área do núcleo necessária: $A_e A_w_{L1} := \frac{L_{L1L2} \cdot I_{L1L2ef} \cdot I_{pico} \cdot 10^4}{B_c \cdot J_{max} \cdot K_w} = (7.534 \cdot 10^3) cm^4$

Núcleo escolhido: Núcleo NEE 42/21/15

$$A_e := 181 \cdot mm^2$$

$$Largura_{janela} := 29.5 \cdot mm \quad centro := 12.2 \cdot mm \quad altura_{janela} := 14.8 \cdot mm$$

$$A_w := (Largura_{janela} - centro) \cdot altura_{janela} = 256.04 mm^2 \quad A_e \cdot A_w = 4.634 cm^4$$

Volume núcleo:

$$Largura_{total} := 42 \cdot mm \quad espessura := 15.5 \cdot mm \quad altura_{total} := 21.2 \cdot mm$$

Volume do núcleo: $V_e := altura_{total} \cdot Largura_{total} \cdot espessura = (1.38 \cdot 10^4) mm^3$

Comprimento médio da espira:

$$CME := \left(\left(\left(\frac{Largura_{janela} - centro}{4} \right) + \frac{centro}{2} \right) \cdot 2 + 2 \cdot espessura \right) = 5.185 \text{ cm}$$

Volume espira*: $V_{espira} := CME \cdot A_w = (1.328 \cdot 10^4) \text{ mm}^3$

Volume total: $V_{indutor_acoplado} := 2 \cdot V_e + V_{espira} = 40.878 \text{ cm}^3$

Número de espiras: $N_{L1L2} := \text{ceil} \left(\frac{L_{L1L2} \cdot I_{pico}}{B_c \cdot A_e} \right) = 13$ $N_{L1L2.usado} := 14$

Cálculo da bitola dos condutores

$$D_{22} := 0.064 \cdot \text{cm}$$

$$A_{22} := 0.003255 \cdot \text{cm}^2$$

$$A_{22.isolada} := 0.004013 \cdot \text{cm}^2$$

$$\rho_{fio.22} := 0.00053 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Área de cobre: $A_{cu} := \frac{I_{L.med}}{J_{max}} = 0.023 \text{ cm}^2$

Número de condutores em paralelo: $n_{condutores} := \frac{I_{L.med}}{J_{max} \cdot A_{22}} = 7.143$

$$n_{condutores.usado.L1L2} := 10$$

Comprimento condutores: $L_{chicote} := N_{L1L2.usado} \cdot CME = 0.726 \text{ m}$

Possibilidade de execução:

$$A_{w.min.L1L2} := N_{L1L2} \cdot \frac{A_{22}}{K_w} = 0.06 \text{ cm}^2$$

$$Execução := \frac{A_{w.min.L1L2}}{A_w} = 0.024$$

$$f(Execução) := \left\| \begin{array}{l} \text{if } Execução < 1 \\ \quad \left\| \begin{array}{l} \text{“É possível”} \\ \text{else} \\ \quad \left\| \begin{array}{l} \text{“Não é possível”} \end{array} \right\| \end{array} \right\| \end{array} \right\|$$

$$f(Execução) = \text{“É possível”}$$

Cálculo Térmico: $R_{22} := \rho_{fio.22} \cdot \frac{L_{chicote}}{n_{condutores.usado.L1L2}} = 0.004 \Omega$

$$\alpha := 1.13 \quad \beta := 2.07 \quad K_c := 37.2$$

$$\Delta B := \frac{L_{L1L2} \cdot \left(\frac{\Delta I_{L1L2}}{2} \right)}{N_{L1L2} \cdot A_e} = 0.042 T$$

Perdas no núcleo: $P_{nucleo} := \frac{V_e}{m^3} \cdot (f_s \cdot s)^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B}{T} \right)^\beta \cdot K_c \cdot W = 148.595 mW$

Potência dissipada: $P_{cobre} := R_{22} \cdot I_{L.med}^2 = 0.333 W$

Perdas de cada indutor: $P_{total.L1} := P_{nucleo} + P_{cobre} = 0.481 W$

Perdas totais: $P_{total.L1L2} := P_{total.L1} \cdot 2 = 0.963 W$

Dimensionamento do Indutor de entrada

Corrente média: $I_{Lin.med} := 11 \cdot A$ (simulação)

Corrente de pico: $I_{Lin.pico} := 11.02 \cdot A$ (simulação)

Ondulação de corrente: $\Delta I_{Lin} := 0.02 \cdot A$ (simulação)

Corrente máxima: $I_{in.max} := I_{Lin.med} + \Delta I_{Lin} = 11.02 A$

Corrente mínima: $I_{in.min} := I_{Lin.med} - \Delta I_{Lin} = 10.98 A$

Corrente eficaz: $I_{Lin.ef} := \sqrt{\frac{1}{2} (\Delta I_{Lin})^2 + (I_{Lin.med})^2} = 11 A$

Indutância utilizada: $L_f := 32 \cdot 10^{-6} \cdot H$

Área do núcleo necessária: $AeAw_{lin} := \frac{L_f \cdot I_{Lin.ef} \cdot I_{in.max}}{B_c \cdot J_{max} \cdot K_w} = 0.462 \text{ cm}^4$

Núcleo escolhido: Núcleo NEE 42/21/15

Número de espiras: $N_{Lin} := \text{ceil} \left(\frac{L_f \cdot I_{Lin.pico}}{B_c \cdot A_e} \right) = 7$

Cálculo da bitola dos condutores

$$D_{25} := 0.045 \cdot \text{cm}$$

$$A_{25} := 0.001624 \cdot \text{cm}^2$$

$$A_{25.isolada} := 0.002078 \cdot \text{cm}^2$$

$$\rho_{fio.25} := 0.001062 \cdot \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Área de cobre:

$$A_{cu} := \frac{I_{Lin.med}}{J_{max}} = 0.028 \text{ cm}^2$$

Número de condutores em paralelo:

$$n_{condutores} := \frac{I_{Lin.med}}{J_{max} \cdot A_{25}} = 16.933$$

$$n_{condutores.usado.Lin} := 18$$

Comprimento condutores:

$$L_{chicoteLin} := N_{Lin} \cdot CME = 0.363 \text{ m}$$

Possibilidade de execução:

$$A_{w.min.Lin} := N_{Lin} \cdot \frac{A_{25}}{K_w} = 0.016 \text{ cm}^2$$

$$Execução := \frac{A_{w.min.Lin}}{A_w} = 0.006$$

$$f(Execução) := \begin{cases} \text{if } Execução < 1 \\ \quad \text{"É possível"} \\ \text{else} \\ \quad \text{"Não é possível"} \end{cases}$$

$$f(Execução) = \text{"É possível"}$$

Cálculo Térmico:

$$R_{25} := \rho_{fio.25} \cdot \frac{L_{chicote}}{n_{condutores.usado.Lin}} = 0.004 \ \Omega$$

$$\Delta B_{lin} := \frac{L_f \cdot \left(\frac{\Delta I_{Lin}}{2} \right)}{N_{Lin} \cdot A_e} = (2.526 \cdot 10^{-4}) \text{ T}$$

Perdas no núcleo:

$$P_{nucleolin} := \frac{V_e}{m^3} \cdot (2 \cdot f_s \cdot s)^\alpha \cdot \left(\frac{\Delta B_{lin}}{T} \right)^\beta \cdot K_c \cdot W = 0.008 \text{ mW}$$

Potência dissipada:

$$P_{cobrelin} := R_{25} \cdot I_{Lin.med}^2 = 0.518 \text{ W}$$

Perdas totais:

$$P_{total.Lin} := P_{nucleolin} + P_{cobrelin} = 0.518 \text{ W}$$

DIODO DE SAÍDA

MBR3045PT

Corrente Eficaz: $I_{Do.rms} := \frac{I_o}{2} = 9.375 \text{ A}$

Corrente Média: $I_{Do.med} := \frac{I_o}{2} = 9.375 \text{ A}$

Tensão de condução: $V_{o.TO} := 0.5 \cdot V$ Resistência de condução: $R_{o.d} := 0.013 \cdot \Omega$

Perdas de condução (por diodo): $P_{o.CD} := V_{o.TO} \cdot I_{Do.med} + R_{o.d} \cdot I_{Do.med}^2 = 5.83 \text{ W}$

Perdas no Diodo de saída: $P_{o.diodo} := 2 \cdot P_{o.CD} = 11.66 \text{ W}$

CAPACITOR DE ENTRADA

EPCOS B41856
100 VDC 330 μF

Corrente eficaz do capacitor de entrada: $I_{Ci.rms} := 0.02 \text{ A}$ (simulação)

Impedância série (100kHz a 20°C): $Zi_{max} := 0.085 \cdot \Omega$ (Datasheet)

Perdas do capacitor de entrada: $P_{ci} := Zi_{max} \cdot I_{Ci.rms}^2 = 0.034 \text{ mW}$

CAPACITOR DE FILTRO

VISHAY SPRAGUE Type735 P
100 VDC 3 μF

Corrente eficaz do capacitor do filtro: $I_{Cf.rms} := 3.23 \text{ A}$ (simulação)

Impedância série (20kHz - 100kHz): $Zf_{max} := 0.011 \cdot \Omega$ (Datasheet)

Perdas do capacitor do filtro: $P_{cf} := Zf_{max} \cdot I_{Cf.rms}^2 = 114.762 \text{ mW}$

CAPACITOR DE SAÍDA

RUBYCON ZL
100 VDC 3 μF

Corrente eficaz do capacitor de saída: $I_{Co.rms} := 0.37 \text{ A}$ (simulação)

Impedância série (20°C - 100kHz): $Zo_{max} := 0.12 \cdot \Omega$ (Datasheet)

Perdas do capacitor de entrada: $P_{co} := Zo_{max} \cdot I_{Co.rms}^2 = 16.428 \text{ mW}$

EFICIENCIA TOTAL DO CONVERSOR

$$P_{total} := P_{co} + P_{cf} + P_{ci} + P_{o.diodo} + P_{total.Lin} + P_{total.L1L2} + P_{D.total} + P_{M.total} = 22.58 \text{ W}$$

$$Eficiencia_{conversor} := \frac{P_o - P_{total}}{P_o} = 0.95$$

APÊNDICE B – CONFEÇÃO DOS INDUTORES

B.1 PROJETO DOS INDUTORES L_1 E L_2

Os dados utilizados para o projeto dos indutores L_1 e L_2 estão apresentados na Tabela B.1.

Tabela B.1 – Características utilizadas no projeto dos indutores L_1 e L_2

Parâmetros	Valores utilizados
Ondulação de corrente	$\Delta I_c = 3,3$ A
Corrente eficaz	$I_{L_{1,2}rms} = 9,588$ A
Corrente de pico	$I_{pico} = 11$ A
Máxima densidade de fluxo no núcleo de Ferrite	$B_c = 300$ mT
Máxima densidade de corrente nos condutores	$J_{max} = 400$ A/cm ²
Fator de ocupação da janela	$K_u = 0,7$
Elevação de temperatura	$\Delta T = 40^\circ$ C

Com base nos cálculos elaborados no Apêndice A, podemos determinar as principais características de confecção dos indutores do filtro, apresentadas na Tabela B.2.

Tabela B.2 – Aspectos construtivos dos indutores L_1 e L_2

Parâmetros	Dados
Núcleo	NEE-42/21/15-85-IP12R
Condutor	22AWG
Números de espiras	14
Números de condutores em paralelo	10

A resistência do fio dos indutores L_1 e L_2 é calculada pela Equação (B.1), em que $l_{espiras}$ representa o comprimento médio de uma espira e ρ_{fio} é a resistividade do fio por centímetro.

$$R_{fio(L1,L2)} = \frac{\rho_{fio22(L1,L2)} \cdot N_{ee(L1,L2)} \cdot l_{espiras}}{Np(L1,L2)} \quad (B.1)$$

Os núcleos de ferrite empregados são do tipo NEE, fabricados pela Thornton, compostos pelo material IP12R. Os dados referentes a este material são apresentados na Tabela B.3.

B.2 PROJETO DO INDUTOR L_{filtro}

Os apresentados na Tabela B.4 são utilizados nos cálculos realizados no Apêndice A e permitem determinar as principais características de confecção do indutor do filtro, apresentadas na Tabela B.5.

Tabela B.3 – Características do núcleo NEE-42/21/15-85-IP12R

Parâmetros	Dados
Indutância nominal	$A_L = 54 \mu H$
Permeabilidade	$\mu_e = 37$
Área do braço central	$A_e = 1,81 \text{ cm}^2$
Área da janela do carretel	$A_w = 1,57 \text{ cm}^2$
Comprimento magnético	$L_e = 8,7 \text{ cm}$
Comprimento médio de uma espira	$L_t = 9,7 \text{ cm}$
Volume do Núcleo de ferrite	$V_e = 7,1 \text{ cm}^3$
Produto de áreas	$A_e A_w = 2,84 \text{ cm}^4$

Tabela B.4 – Características utilizadas no projeto do indutor L_{filtro}

Parâmetros	Dados
Ondulação de corrente	$\Delta I_f = 0.02 \text{ A}$
Corrente eficaz	$I_{L_{rms}} = 11.00 \text{ A}$
Corrente pico	$I_{L_{rms}} = 11.02 \text{ A}$
Máxima densidade de fluxo no núcleo de Ferrite	$B_c = 300 \text{ mT}$
Máxima densidade de corrente nos condutores	$J_{max} = 400 \text{ A/cm}^2$
Fator de ocupação da janela	$K_u = 0.7$
Elevação de temperatura	$\Delta T = 40^\circ \text{C}$

Tabela B.5 – Aspectos construtivos do indutor L_{filtro}

Parâmetros	Dados
Núcleo	NEE-42/21/20 – 85 — IP12R
Condutor	25AWG
Números de espiras	7
Números de condutores em paralelo	17

O núcleo de ferrite utilizado para a confecção do indutor do filtro de entrada é do tipo NEE, fabricado pela Thornton, composto pelo material IP12R. Os dados de fabricação deste indutor são apresentados na Tabela B.3.

**APÊNDICE C – PROGRAMAÇÃO TMS320F28027F C2000 PICCOLO MCU
F28027F LAUNCHPAD**

```
1/*
2////////////////////////////////////
3////////// Mestrando: Caio Hudson R. Cezar //////////
4////////// Atualizado em: 12/ago/2023 //////////
5////////////////////////////////////
6 */
7
8 #include "string.h"
9 #include <stdio.h>
10 #include "DSP28x_Project.h"
11 #include "LIB_LCD_INEP.h"
12
13 // Gravação na memória flash //////////////////////////////////////
14 extern Uint16 RamfuncsLoadStart; // (gravar na flash)
15 extern Uint16 RamfuncsLoadEnd; // (gravar na flash)
16 extern Uint16 RamfuncsRunStart; // (gravar na flash)
17 extern Uint16 RamfuncsLoadSize; // (gravar na flash)
18 //Descomentar as linhas acima para gravar na flash
19 //////////////////////////////////////
20
21 // Contados
22 unsigned long int cont_PI = 0, cont_MM = 0, cont_mppt = 0;
23
24 //Bandeiras
25 unsigned int st=0, flag_MM=0, flag_PI=0, flag_mppt = 0;
26
27 // Modulação
28 unsigned int D1 = 0, D2 = 0, Duty_Fine_Int = 0, Dmp = 0;
29 float Duty_Fine = 0;
30 int Dmd = 0;
31
32 // Média Móvel
33 int j, jj;
34 int Vo_vet[201], Vi_vet[201], Ii_vet[201], Temp_vet[201];
35 float Vo_val=0, Vi_val=0, Ii_val=0, Temp_val=0;
36 float Vo_res=0, Vi_res=0, Ii_res=0, Temp_res=0;
37 float Vo=0, Vi=0, Ii=0, Io=0, Temp=0, Ii_aux=0, Temp_aux=0;
38
39 // Parametros do PI
40 float Kc = 0.1; // Ganho proporcional
41 float Ki = 0.1; // Ganho integral
42 unsigned int K_aw = 10; // Ganho Anti-Windup (1/Kp)
43 float Ta = 0.0002; // Tempo de amostragem em segundos (10/50kHz)
44
45 // Variáveis do PI
46 float iL1=0, iL2=0, iqq1=1.03;
47 float erro=0, erro_int=0, erro_prev=0, erro_int_prev=0;
```

```
48 float saida=0, saida_prev=0, saida_sat=0;
49 int y_out=0;
50
51 // MPPT
52 float uT = 1.03, Vmp_stc = 42.11, Droop = 0, duty = 0.58, D_mppt = 0.58;
53 const int Temp_sct = 25, Temp_ref = 25;
54 int flag_histere = 0, Vo_lido = 24;
55 const int lim_down=24, lim_up=27, lim_corte=29;
56 int flag_up = 0;
57
58 //Interrupção
59 __interrupt void ISR_ADC(void);
60
61 //Protótipo de funções
62 void setup_ADC(void);
63 void EPWM_setup(void);
64
65 int main(void){
66
67 // Gravação na memória flash //////////////////////////////////////
68 memcpy(&RamfuncsRunStart, &RamfuncsLoadStart, (Uint32) &RamfuncsLoadSize);
69 // (gravar na flash)
70 InitFlash(); ////////////////////////////////////// (gravar na flash)
71 // Adicionar o arquivo "F28027.cmd"
72 // Retirar do build o arquivo "28027_RAM_lnk.cmd"
73 //////////////////////////////////////
74 InitSysCtrl(); //Desabilita o WDT
75 DINT; //DESABILITA INTERRUPTÕES GLOBAIS, NECESSÁRIO PARA
76
77 InitPieCtrl();
78 InitGpio();
79 InitPieVectTable();
80 IER = 0x0000; // disable CPU INTERRUPTS
81 IFR = 0x0000; // Clear all CPU interrupt flag
82
83 EALLOW;
84 // HABILITA EPWM //////////////////////////////////////
85 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; //Configura como EPWM
86 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0 = 1; //Configura como saída
87 GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO0 = 1; //Desabilita PULL-UP interno
88
89 GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1; //Configura como EPWM
90 GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2 = 1; //Configura como saída
91 GpioCtrlRegs.GPAPUD.bit.GPIO2 = 1; //Desabilita PULL-UP interno
92
93
```

```

94 // HABILITA ADC ////////////////////////////////////////////////////
95 PieVectTable.ADCINT1 = &ISR_ADC; //Redireciona a rotina de interrupção do
ADC para a função criada
96 PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1; // TIMER 0
97 PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1 = 1; // ADC
98 AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; // limpa a flag dessa interrupção,
necessário para entrar novamente na interrupção
99 PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1; // Acknowledge interrupt to PIE
COLUNA
100 EDIS;
101
102 ////// OUTRAS CONFIGURAÇÕES ////////////////////////////////////////////////////
103 IER |= M_INT1; // Enable CPU Interrupt 1 LINHA
104 EINT; //Enable Global interrupt INTM
105 ERTM; //Enable Gloabl realTime interrupt DBGM
106 EPWM_setup();// chama função de cfg do EPWM
107 setup_ADC(); // chama função de cfg do adc
108
109 ////// INICIALIZAÇÃO DO MÉDIA MÓVEL ////////////////////////////////////////////////////
110 st = 0;
111 if (st == 0) {
112     st = 1;
113     Vo_val = 0;
114     Vi_val = 0;
115     Temp_val = 0;
116     Ii_val = 0;
117     for (j = 0; j <= 201; j++){
118         Vo_vet[j] = 0;
119         Vi_vet[j] = 0;
120         Temp_vet[j] = 0;
121         Ii_vet[j] = 0;
122     }
123     j = 0; jj=0;
124 }
125 ////////////////////////////////////////////////////
126
127 while (1){
128
129     if (flag_mppt == 1){
130         flag_mppt = 0;
131
132         D_mppt = (Vo / (Vmp_stc + (Temp_ref - Temp_sct) * uT));
133
134         if ( Vo > lim_up ){
135             Droop = ( (Vo - lim_up) * (duty/((lim_corte - lim_up)*2) ) );
136         }
137         else{

```

```
138         Droop=0;
139     }
140
141     duty = D_mppt - Droop;
142 }
143
144     Dmp = duty * 599; //[600 para 60MHz] = TBPRD = Fclk/(2*Fs)-1
145
146//////// PI ////////////////////////////////////////
147     if (flag_PI == 1){
148         flag_PI = 0;
149
150         iL1 = (AdcResult.ADCRESULT7)*iqq1;
151         iL2 = (AdcResult.ADCRESULT2);
152
153         erro = (iL1 - iL2)*-0.5;
154         erro_int = (erro + (saida_sat - saida_prev) * K_aw);
155
156         saida = saida_prev + (erro - erro_prev) * Kc + (erro_int +
157 erro_int_prev) * (Ki * Ta * 0.5);
158
159         erro_prev = erro;
160         erro_int_prev = erro_int;
161         saida_prev = saida;
162
163         //Saturador max
164         if(saida >= 5) saida = 5;
165         //Saturador min
166         if(saida <= -5) saida = -5;
167
168         saida_sat = saida;
169         y_out = (int)saida_sat;
170         Dmd = y_out;
171
172         Duty_Fine = ((saida - y_out)*150)*1.0101010;
173         Duty_Fine_Int = (int)Duty_Fine;
174
175         //Saturador max
176         if(Duty_Fine_Int >=180) Duty_Fine_Int = 180;
177         //Saturador min
178         if(Duty_Fine_Int <=0) Duty_Fine_Int = 0;
179
180         D1 = Dmp + y_out;
181         D2 = Dmp - y_out;
182
183         if(D1 >= 390) D2 = 390; //Saturador max
184         if(D1 <= 240) D2 = 240; //Saturador min
```

```

184
185         if(D2 >= 390) D2 = 390; //Saturador max
186         if(D2 <= 240) D2 = 240; //Saturador min
187
188         EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = D1;
189         EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = D2;
190         EPwm2Regs.CMPA.half.CMPAHR = Duty_Fine_Int;
191
192     }
193
194 ////// MÉDIA MÓVEL ////////////////////////////////////////
195     if (flag_MM == 1){
196         flag_MM=0;
197
198         if (++j >= 201)
199             j = 0;
200         jj = j+1;
201         if (jj >= 201)
202             jj = 0;
203
204         Vo_vet[j] = (int) AdcResult.ADCRESULT0;
205         Vo_val += (Vo_vet[j]-Vo_vet[jj]) * 0.005;
206         Vo_res = Vo_val ;
207
208         Vi_vet[j] = (int) AdcResult.ADCRESULT6;
209         Vi_val += (Vi_vet[j]-Vi_vet[jj]) * 0.005;
210         Vi_res = Vi_val;
211
212         Temp_vet[j] = (int) AdcResult.ADCRESULT3;
213         Temp_val += (Temp_vet[j]-Temp_vet[jj]) * 0.005;
214         Temp_res = Temp_val;
215
216         Ii_vet[j] = (int) AdcResult.ADCRESULT4;
217         Ii_val += (Ii_vet[j]-Ii_vet[jj]) * 0.005;
218         Ii_res = Ii_val;
219     }
220
221 ////// TRATAMENTO MÉDIA MOVÉL ////////////////////////////////////////
222     // (4095/3V3) * (6k6/(6k6+100))
223     Vo = Vo_res * 0.00080586 * 17.6667;
224     Vi = Vi_res * 0.00080586 * 17.6667;
225
226     Temp_aux = Temp_res * 0.00080586;
227     Ii_aux = Ii_res * 0.00080586;
228     // Equações de correção
229     Temp = (-0.4036 * Temp_aux * Temp_aux + 29.9834 * Temp_aux +
8.5026);

```

```
230         Ii = (8.7827 * Ii_aux * Ii_aux + 11.0676 * Ii_aux - 27.3655);
231         if (Ii<0.01) Ii=0.01;
232         Io = Ii / duty;
233     }
234 }
235
236 ////// INTERRUPÇÃO //////
237 ////// funções necessárias para entrar novamente na interrupção
238 __interrupt void ISR_ADC(void){
239
240     // Espera o fim da conversão
241     while(AdcRegs.ADCINTFLG.bit.ADCINT1==0){}
242
243     // Necessário para entrar novamente na interrupção
244     AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
245
246
247     cont_PI++;
248     if (cont_PI >= 10 && flag_PI == 0){ //(5kHz) 2ms
249         cont_PI = 0;
250         flag_PI = 1;
251     }
252
253     cont_MM++;
254     if (cont_MM >= 500 && flag_MM == 0) //10ms -> (cont/50kHz=10ms)
255     {
256         cont_MM = 0;
257         flag_MM = 1;
258     }
259
260     cont_mppt++;
261     if(cont_mppt >= 50000*60 && flag_mppt == 0) //60s
262     {
263         cont_mppt = 0;
264         flag_mppt = 1;
265     }
266
267     // Limpar a flag de interrupção Acknowledge interrupt to PIE
268     PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
269 }
270
```

```
1/*
2////////////////////////////////////
3////////// Mestrando: Caio Hudson R. Cezar //////////
4////////// Atualizado em: 12/ago/2023 //////////
5////////////////////////////////////
6 */
7 #include "DSP28x_Project.h"
8
9 void setup_ADC(void)
10 {
11     EALLOW;
12     SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.ADCENCLK = 1;
13     AdcRegs.ADCCTL2.bit.CLKDIV2EN = 1; //Set ADCCLK divider to /2
14     AdcRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1; //Set pulse one cycle before result
15
16     AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCBGPWD = 1; // Power ADC BG
17 #
18     AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCREFPWD = 1; // Power reference
19 #
20     AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDN = 1; // Power ADC
21 #
22     AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCENABLE = 1; // Enable ADC
23 #
24     AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCREFSEL = 0; // Select internal BG
25 #
26     DELAY_US(1000); // Delay before converting ADC
27     channels #
28
29     //#####
30     #####
31     AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 0; //set SOC0 channel select to
32     ADCINA0 (Vo) //
33     AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 10; //set SOC0 S/H Window to 0 ADC
34     Clock Cycles, (6 ACQPS plus 1) //
35     AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 5; //ePWM1, ADCSOCA "5"
36     //
37     //
38     //AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 1; //set SOC1 channel select to
39     ADCINA1 (Io) //
40     //AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 10; //set SOC1 S/H Window to 1 ADC
41     Clock Cycles, (6 ACQPS plus 1) //
42     //AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 5; //ePWM1, ADCSOCA
43     //
44     //
45     AdcRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL = 3; //set SOC3 channel select to
46     ADCINA3 (Temp) //
```

ADC_config.c

sábado, 26 de agosto de 2023 20:26

```
33  AdcRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS = 10;    //set SOC1 S/H Window to 3 ADC
    Clock Cycles, (6 ACQPS plus 1)    ///
34  AdcRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL = 5;    //ePWM1, ADCSOCA
    ///
35                                          ///
36  AdcRegs.ADCSOC4CTL.bit.CHSEL = 4;    //set SOC4 channel select to
    ADCINA4 (Ii)                        ///
37  AdcRegs.ADCSOC4CTL.bit.ACQPS = 10;    //set SOC1 S/H Window to 4 ADC
    Clock Cycles, (6 ACQPS plus 1)    ///
38  AdcRegs.ADCSOC4CTL.bit.TRIGSEL = 5;    //ePWM1, ADCSOCA
    ///
39
40  AdcRegs.ADCSOC6CTL.bit.CHSEL = 6;    //set SOC6 channel select to
    ADCINA6 (Vi)                        ///
41  AdcRegs.ADCSOC6CTL.bit.ACQPS = 10;    //set SOC1 S/H Window to 7 ADC
    Clock Cycles, (6 ACQPS plus 1)    ///
42  AdcRegs.ADCSOC6CTL.bit.TRIGSEL = 5;    //ePWM1, ADCSOCA
    ///
43
44  AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 2;    //set SOC2 channel select to
    ADCINA2 (iI2)                        ///
45  AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = 10;    //set SOC1 S/H Window to 2 ADC
    Clock Cycles, (6 ACQPS plus 1)    ///
46  AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 5;    //ePWM1, ADCSOCA
    ///
47
48  AdcRegs.ADCSOC7CTL.bit.CHSEL = 7;    //set SOC7 channel select to
    ADCINA7 (iI1)                        ///
49  AdcRegs.ADCSOC7CTL.bit.ACQPS = 10;    //set SOC1 S/H Window to 7 ADC
    Clock Cycles, (6 ACQPS plus 1)    ///
50  AdcRegs.ADCSOC7CTL.bit.TRIGSEL = 5;    //ePWM1, ADCSOCA
    ///
51  //#####
    #####
52  // Seleção das interrupções
53
54  AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1E = 1;    // Habilita ADCINT1
55  AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1CONT = 1; // Todos SOCs geram INT
56  AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0; // Seleciona SOC0 para INT
57  AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1; // make sure INT1 flag is cleared
58
59  EDIS;
60}
61
```

```

1/*
2////////////////////////////////////
3////////// Mestrando: Caio Hudson R. Cezar //////////
4////////// Atualizado em: 12/ago/2023 //////////
5////////////////////////////////////
6 */
7     #include "DSP28x_Project.h"
8
9     extern int D1, D2;
10
11     void EPWM_setup(void)
12     {
13         EALLOW;
14         SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC=0;    // Para sincronismo da
portadora
15         EDIS;
16
17         // Definição do período do PWM(T_PWM) sendo Frequência F_PWM = 1/T_PWM
18         // Para portadora triangular T_PWM = 2*TBPRD*CLOCK
19         // Para portadora dente de serra T_PWM = (TBPRD+1)*CLOCK
20
21         //f_pwm = 1/(2*TBPRB/f_clock)
22         //TBPRB=f_clock/f_pwm/2
23         //(60MHz/(50kHz/2))-1=599
24
25         //-----
26         // EPWM1 - MASTER
27         //-----
28         // Configuração gerais PWM1
29         //-----
30
31         EPwm1Regs.TBPRD = 600;                    // 50kHz
32         EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = D1;          // Tempo de contagem
do comparador A
33 // EPwm1Regs.CMPB = 600 - D;                    // Tempo de contagem
do comparador B
34         EPwm1Regs.TBCTR = 0x0000;              //Clear counter
35
36
37         EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0;        // Fase é 0°
38         EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_CTL_ZERO; // Sincronismo em 0
39         EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE; // Desabilitado o
regulador de Fase
40         EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Dente de serra
subindo
41         EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1; // (high Speed) Tempo-
Base do clock (0 = clock/1)

```

```

42    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;           // Pré escala Tempo-
    Base do clock (0 = clock/1)
43/*
44    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDL D = 0;                 // Definido o
    carregamento do (Buffer) em 0
45    EPwm1Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 1;                // Sincronismo Forçado
    por pulso
46    EPwm1Regs.TBCTL.bit.FREE_SOFT = 2;              // Nunca interromper
    na contagem
47*/
48//-----TRIGGER ADC-----
49    EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 1;
50    EPwm1Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = ET_CTR_PRDZERO; //
    <<-----Al
    terado ET_CTR_ZERO
51    EPwm1Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = ET_1ST;
52//-----
53
54    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;     // Shadow mode
    atualização não imediata (Buffer)
55// EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;     // Shadow mode
    atualização não imediata (Buffer)
56    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO_PRD; // Definido
    carregamento do Buffer em 0 ou PRD << -----Alterado
    CC_CTR_PRD
57// EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO_PRD; // Definido
    carregamento do Buffer em 0 ou PRD
58//-----
59// Configuração PWM1A
60//-----
61    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;           // seta ZERO na SUBIDA
    quando CTR=CMPA (Para PWMA) AQ_SET = seta alto
62    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;             // seta ALTO na
    DESCIDA quando CTR=CMPA (Para PWMA) AQ_NO_ACTION = não faz nd
63// EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CBU = AQ_CLEAR;           // SUBIDA quando
    CTR=CMPB (Para PWMA) AQ_CLEAR = seta zero
64// EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CBD = AQ_NO_ACTION;       // DESCIDA quando
    CTR=CMPB (Para PWMA)
65    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.PRD = AQ_NO_ACTION;       // Não faz nada quando
    o contador CTR = PRD (Para PWMA)
66    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_NO_ACTION;       // Não faz nada quando
    o contador CTR = 0 (Para PWMA)
67//-----
68// Configuração PWM1B
69//-----
70/* EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_NO_ACTION;       // não faz nada -
    SUBIDA quando CTR=CMPA (Para PWMB)

```

```

71     EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;           // seta zero - DESCIDA
    quando CTR=CMPA (Para PWMB)
72     EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_NO_ACTION;     // não faz nada -
    SUBIDA quando CTR=CMPB (Para PWMB)
73     EPwm1Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_SET;           // seta alto - DESCIDA
    quando CTR=CMPB (Para PWMB)
74     EPwm1Regs.AQCTLB.bit.PRD = AQ_NO_ACTION;     // Não faz nada quando
    o contador CTR = PRD (Para PWMB)
75     EPwm1Regs.AQCTLB.bit.ZRO = AQ_NO_ACTION;     // Não faz nada quando
    o contador CTR = 0 (Para PWMB)*/
76
77     //-----
78     // EPWM2 - SLAVE
79     //-----
80     // Configuração gerais PWM2
81     //-----
82     //-----
83     // Configuração do High Resolution (sprui09a-pg360)
84     //-----
85     EPwm2Regs.CMPA.half.CMPAHR = (1 << 8); // initialize HRPWM extension
86     EPwm2Regs.HRCNFG.all = 0x0;                // zera o
    registrador antes de iniciar a configuração (pg 396 do manual)
87     EPwm2Regs.HRCNFG.bit.SELOUTB = HR_NORM_B;
88     EPwm2Regs.HRCNFG.bit.SWAPAB = HR_NORM_B ;   // swap ou não
89     EPwm2Regs.HRCNFG.bit.EDGMODE = HR_FEP;      // Control Falling
    Edge Position
90     EPwm2Regs.HRCNFG.bit.CTLMODE = HR_CMP;       // CMPAHR controls
    the MEP
91     EPwm2Regs.HRCNFG.bit.HRLOAD = CC_CTR_PRD;   // Shadow load on
    CTR=Zero ou PRD
92     //-----
93
94     EPwm2Regs.TBPRD = EPwm1Regs.TBPRD;          // 50kHz
95     EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = D2;              // Tempo de contagem
    do comparador A
96 //     EPwm2Regs.CMPB = 600 - D;                // Tempo de contagem
    do comparador B
97     EPwm2Regs.TBCTR = 0x0000;                   // Clear counter
98
99     EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = EPwm1Regs.TBPRD; // phase é 180°
100    EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_SYNC_IN;   // SLAVE phase
101    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;       // Habilitado o
    regulador de Fase
102    EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = 1;              // Phase adiantada em
    relação ao master
103    EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN; // Dente de serra
    subindo

```

```

104     EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = TB_DIV1;           // (high Speed) Tempo-
        Base do clock (0 = clock/1)
105     EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = TB_DIV1;             // Pré escala Tempo-
        Base do clock (0 = clock/1)
106 /*
107     EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL = 0;                       // Definido o
        carregamento do (Buffer) em 0
108     EPwm2Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 1;                   // Sincronismo Forçado
        por pulso
109     EPwm2Regs.TBCTL.bit.FREE_SOFT = 2;                 // Nunca interromper
        na contagem
110 */
111
112     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;        // Shadow mode
        atualização não imediata (Buffer)
113 // EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;        // Shadow mode
        atualização não imediata (Buffer)
114     EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO_PRD; // Definido
        carregamento do Buffer em 0 ou PRD <----- Alterado
        CC_CTR_PRD
115 // EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO_PRD; // Definido
        carregamento do Buffer em 0 ou PRD
116 //-----
117 // Configuração PWM2A
118 //-----
119     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_CLEAR;                // seta ZERO na SUBIDA
        quando CTR=CMPA (Para PWMA) AQ_SET = seta alto
120     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_SET;                  // seta ALTO na
        DESCIDA quando CTR=CMPA (Para PWMA) AQ_NO_ACTION = não faz nd
121 // EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CBU = AQ_CLEAR;                // SUBIDA quando
        CTR=CMPB (Para PWMA) AQ_CLEAR = seta zero
122 // EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CBD = AQ_NO_ACTION;            // DESCIDA quando
        CTR=CMPB (Para PWMA)
123     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.PRD = AQ_NO_ACTION;            // Não faz nada quando
        o contador CTR = PRD (Para PWMA)
124     EPwm2Regs.AQCTLA.bit.ZRO = AQ_NO_ACTION;            // Não faz nada quando
        o contador CTR = 0 (Para PWMA)
125 //-----
126 // Configuração PWM2B
127 //-----
128 /* EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAU = AQ_NO_ACTION;            // não faz nada -
        SUBIDA quando CTR=CMPA (Para PWMB)
129     EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CAD = AQ_CLEAR;                // seta zero - DESCIDA
        quando CTR=CMPA (Para PWMB)
130     EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBU = AQ_NO_ACTION;            // não faz nada -
        SUBIDA quando CTR=CMPB (Para PWMB)
131     EPwm2Regs.AQCTLB.bit.CBD = AQ_SET;                  // seta alto - DESCIDA

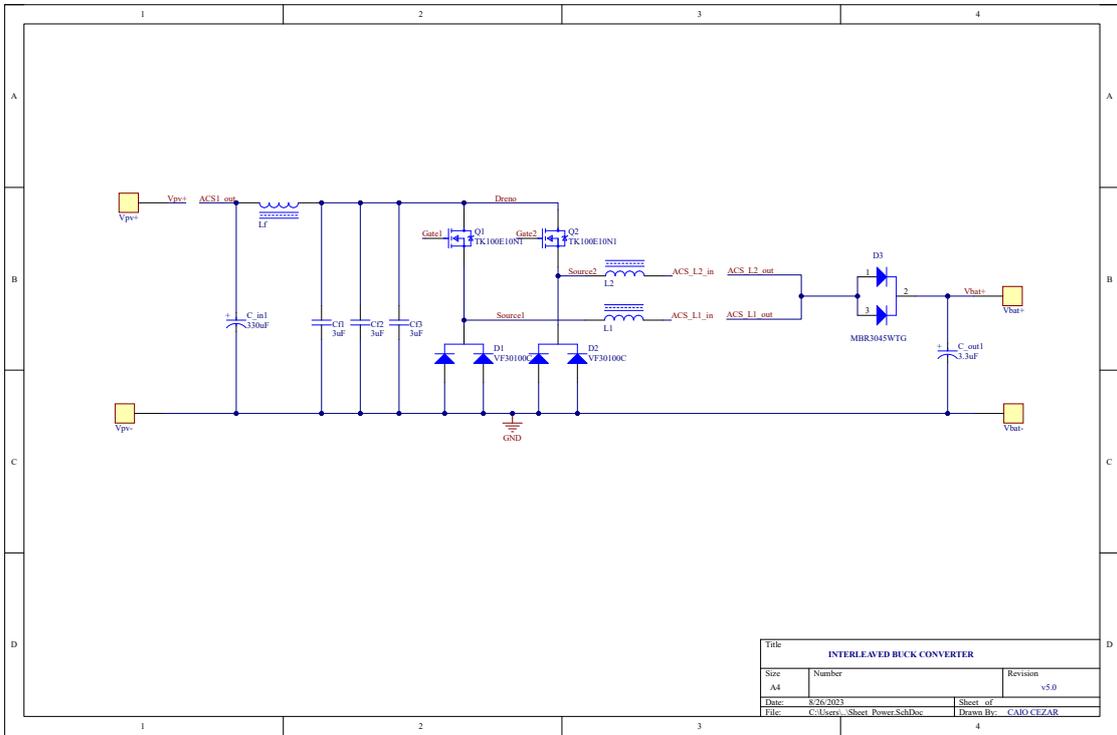
```

EPWM_setup.c

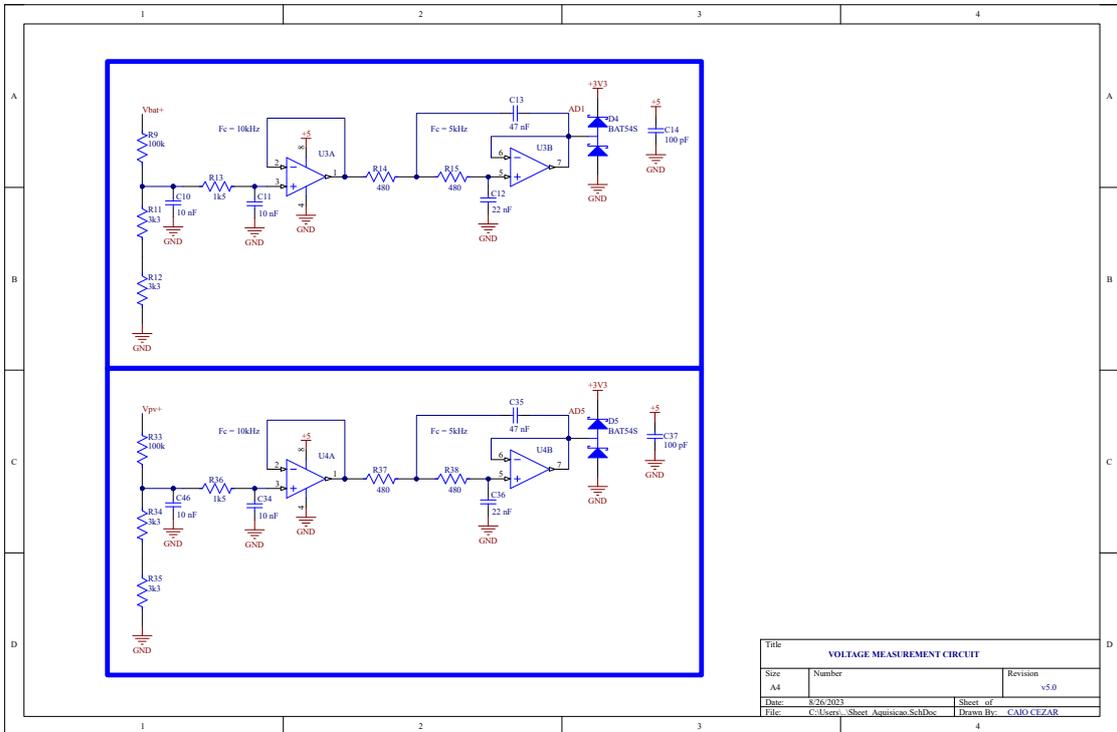
sábado, 26 de agosto de 2023 20:25

```
    quando CTR=CMPB (Para PWMB)
132     EPwm2Regs.AQCTLB.bit.PRD = AQ_NO_ACTION;           // Não faz nada quando
    o contador CTR = PRD (Para PWMB)
133     EPwm2Regs.AQCTLB.bit.ZRO = AQ_NO_ACTION;         // Não faz nada quando
    o contador CTR = 0 (Para PWMB)*/
134
135 EALLOW;
136 SysCtrlRegs.PCLKCR0.bit.TBCLKSYNC=1;    // Para sincronismo das portadoras
137 EDIS;
138 }
139
```

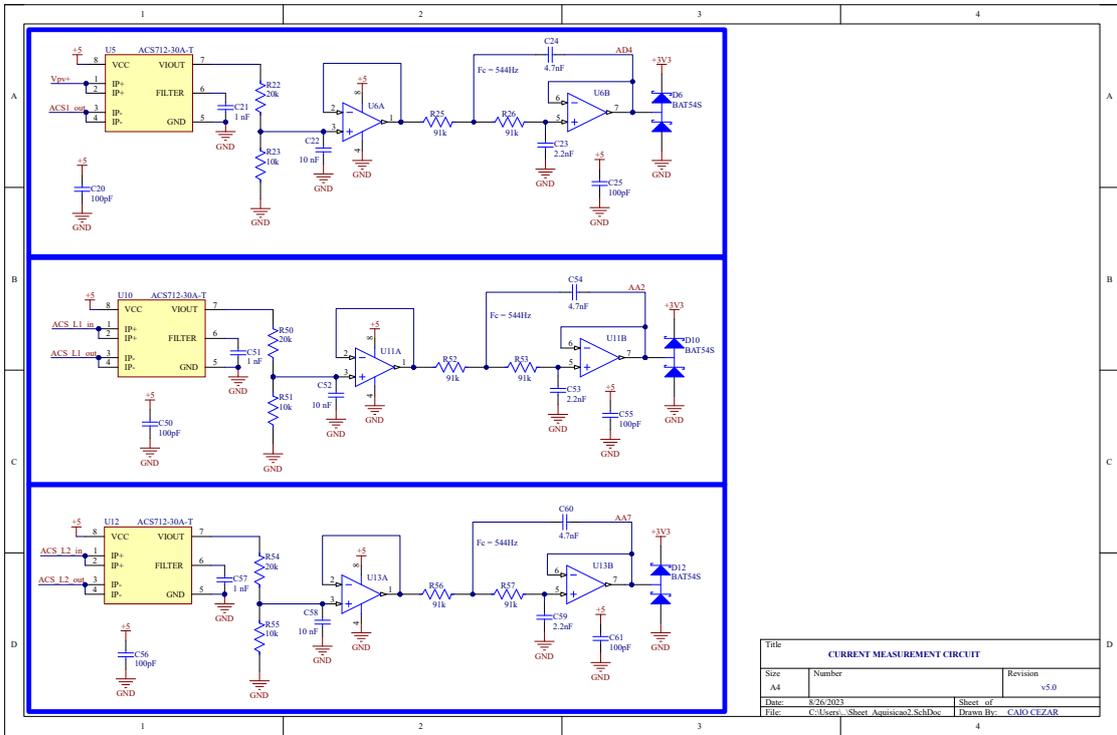
APÊNDICE D – ESQUEMÁTICO DO IBC



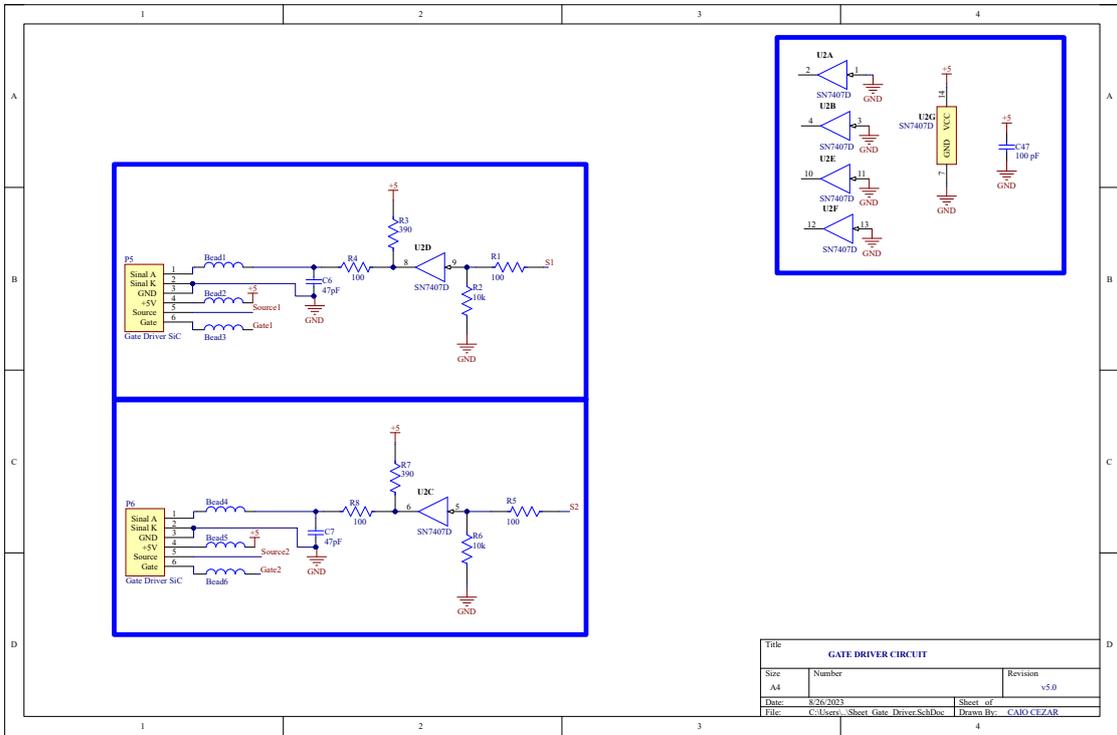
Title			INTERLEAVED BUCK CONVERTER		
Size	Number	Revision			
A4		v5.0			
Date	8/26/2023	Sheet of			
File	C:\Users\...Sheet PowerSchDoc	Drawn By:		CAIO.CEZAR	



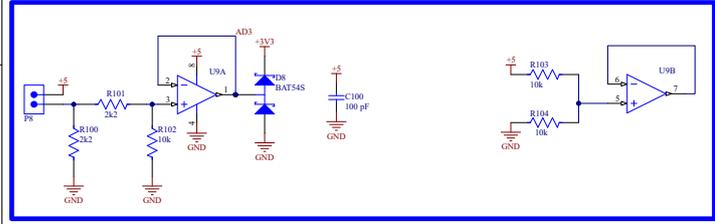
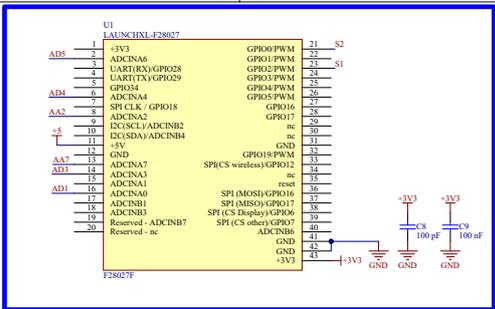
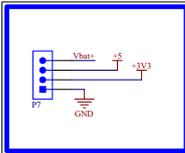
Title			VOLTAGE MEASUREMENT CIRCUIT		
Size	Number	Revision			
A4		v5.0			
Date:	8/26/2023	Sheet of			
File:	C:\Users\Sheet_Aquino\OneDrive\Documents	Drawn By:		CAIO CEZAR	



Title		
Size	Number	Revision
A4		v5.0
Date:	8/26/2023	Sheet of
File:	C:\Users\... \Sheet_Agustianca2.SchDoc	Drawn By: CAIO CEZAR

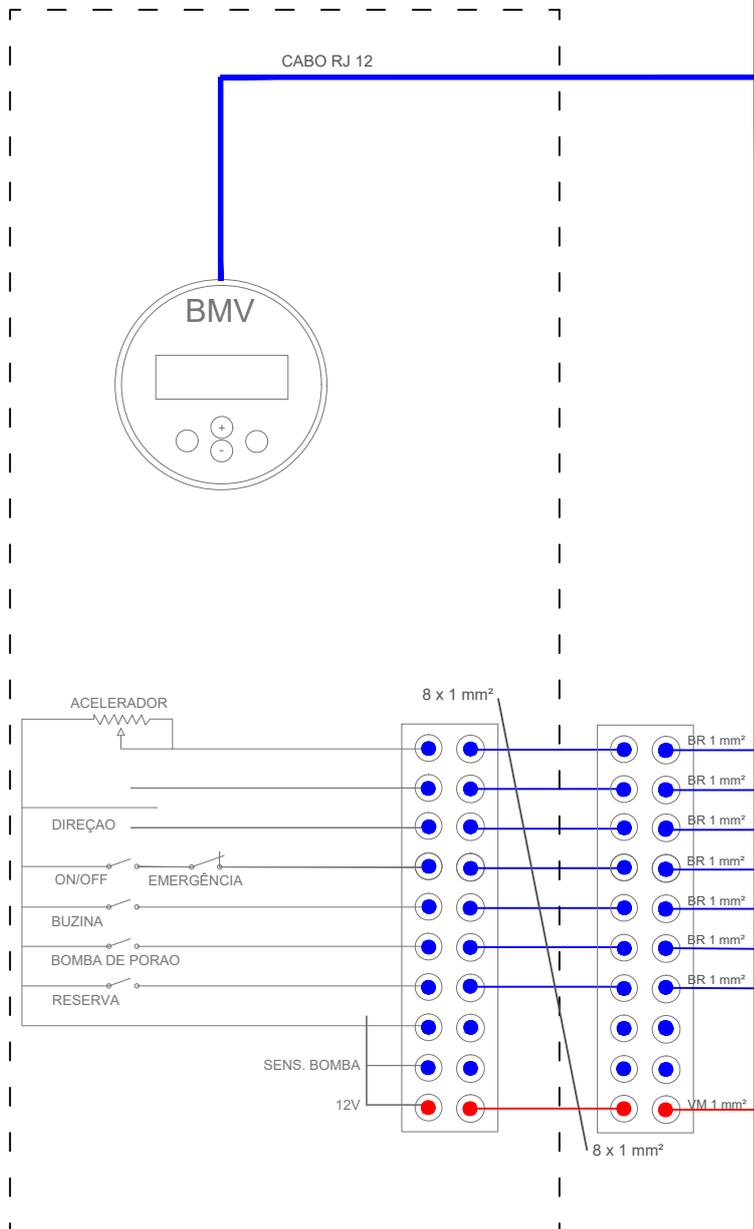


Title		
GATE DRIVER CIRCUIT		
Site:	Number:	Revision:
A4		v5.0
Date:	8/26/2023	Sheet of
File:	C:\Users\...Sheet Gate Driver.SchDoc	Drawn By: CAIO CEZAR



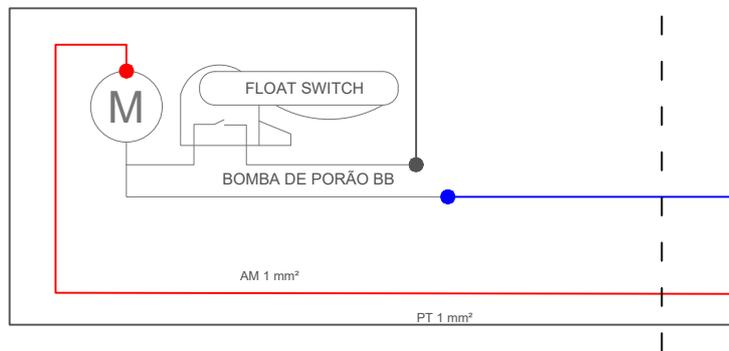
Title		
TEMPERATURE MEASUREMENT CIRCUIT		
Site	Number	Revision
A4		v5.0
Date	8/26/2023	Sheet of
File	C:\Users\j...Sheet_Supplier_SchDoc	Drawn By: CAIO.CEZAR

ANEXO A – PROJETO ELÉTRICO - GUARAPUVU II



PAINEL DE CONTROLE DO BARCO

BOMBA DE PORÃO 360 GPH 12 V



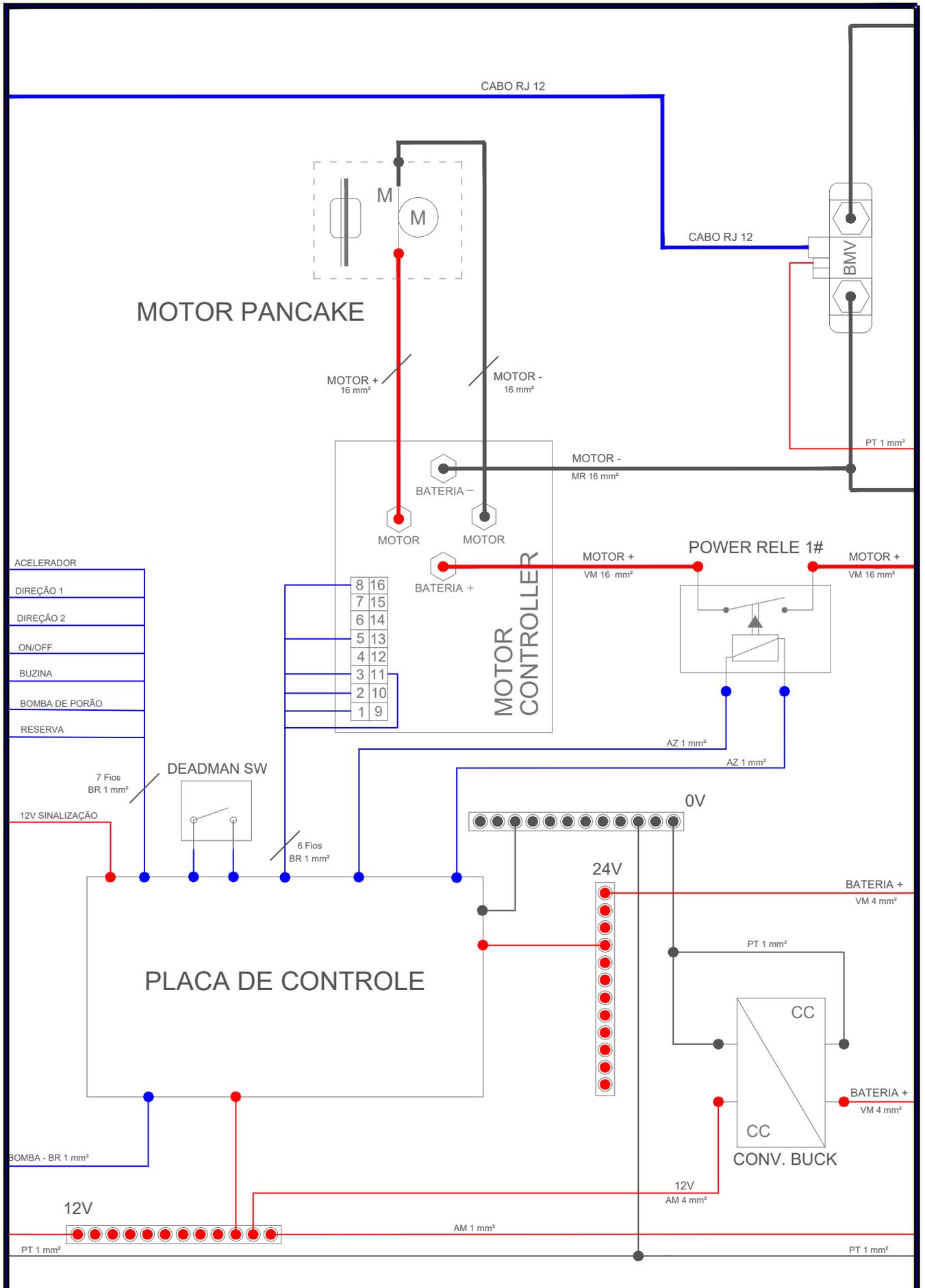
TÍTULO: PROJETO ELÉTRICO - GUARAPUVU II

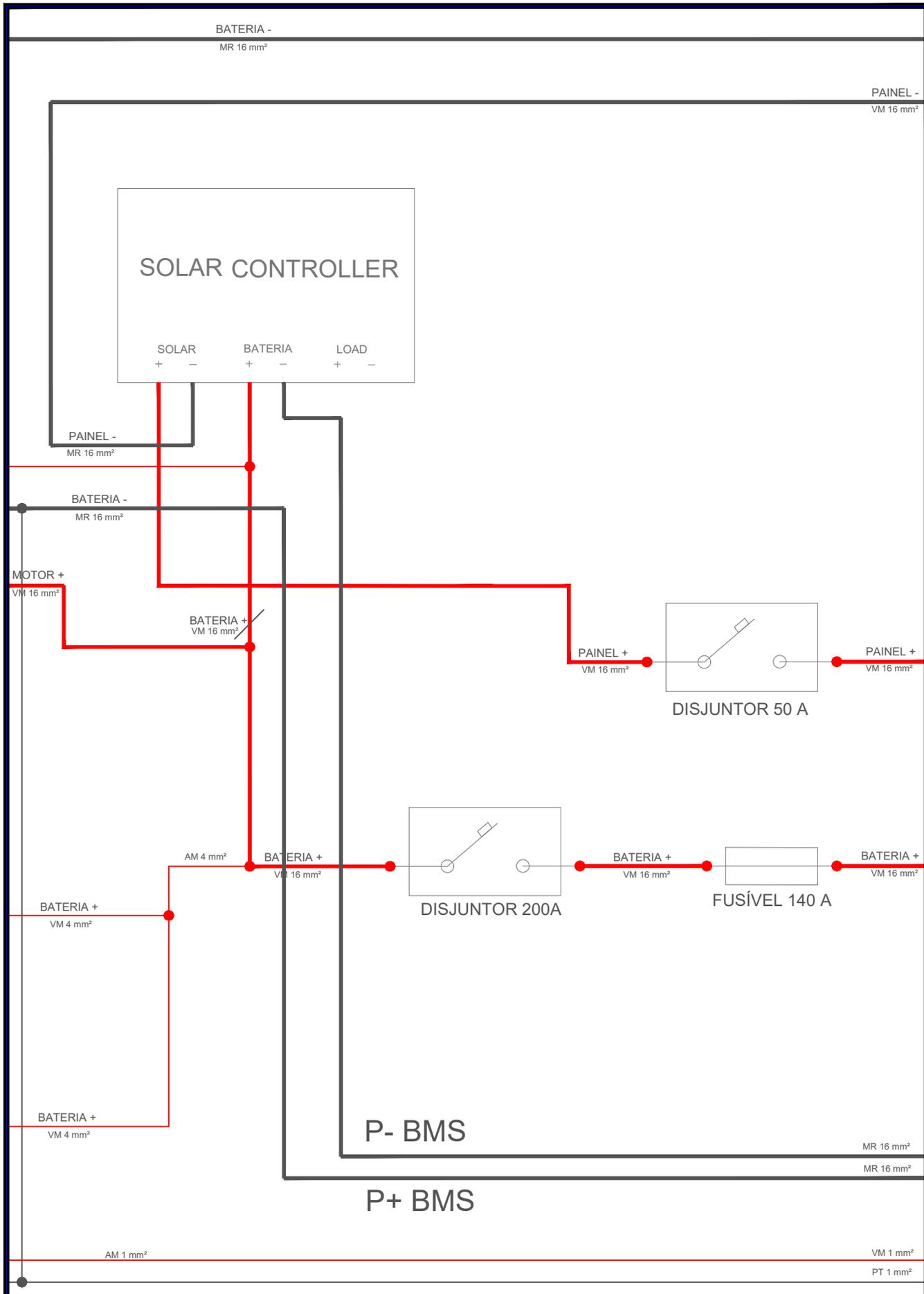
EQUIPE: VENTO SUL - BARCO SOLAR

DATA: 16/06/2023

ASSUNTO: PAINEL DE CONTROLE E BOMBA DE PORÃO

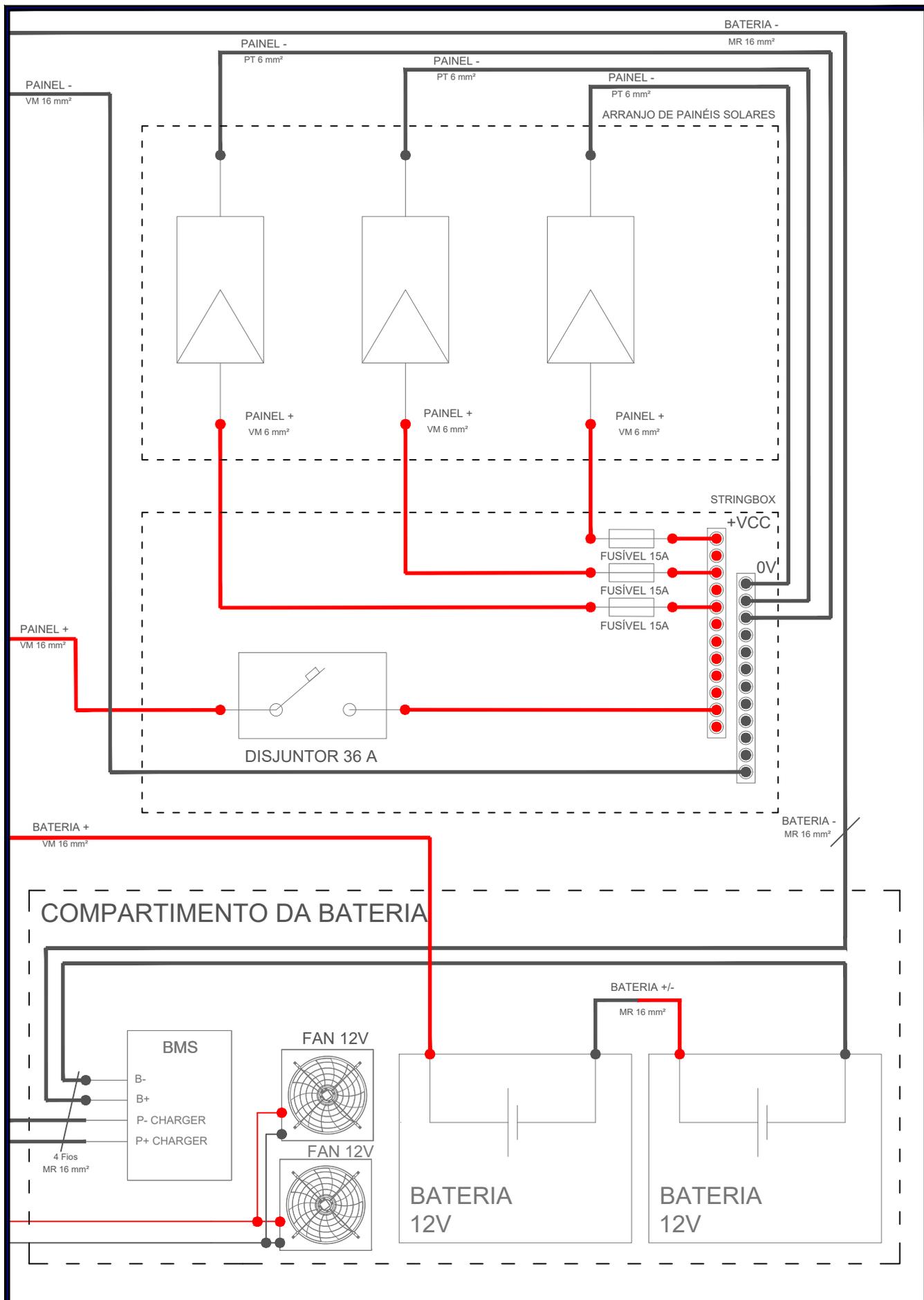
FOLHA: 01/05





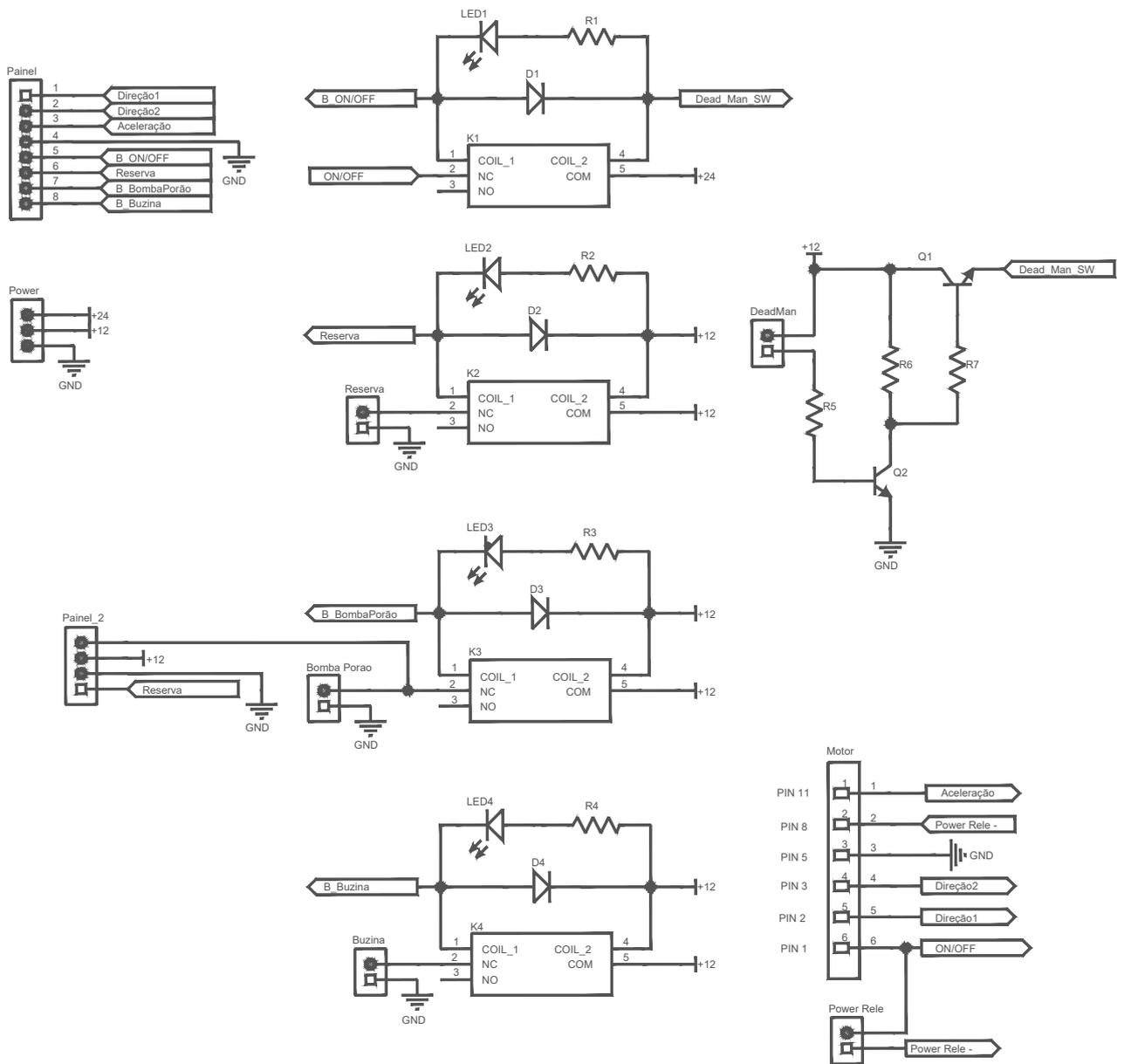
TÍTULO: PROJETO ELÉTRICO - GUARAPUVU II EQUIPE: VENTO SUL - BARCO SOLAR DATA: 16/06/2023

ASSUNTO: PROTEÇÃO GERAL E CONEXÃO DO MPPT FOLHA: 03/05



TÍTULO: PROJETO ELÉTRICO - GUARAPUVU II EQUIPE: VENTO SUL - BARCO SOLAR DATA: 16/06/2023

ASSUNTO: SISTEMAS DE GERAÇÃO E AMARZENAMENTO FOLHA: 04/05



TÍTULO: PROJETO ELÉTRICO - GUARAPUVU II

EQUIPE: VENTO SUL - BARCO SOLAR

DATA: 16/06/2023

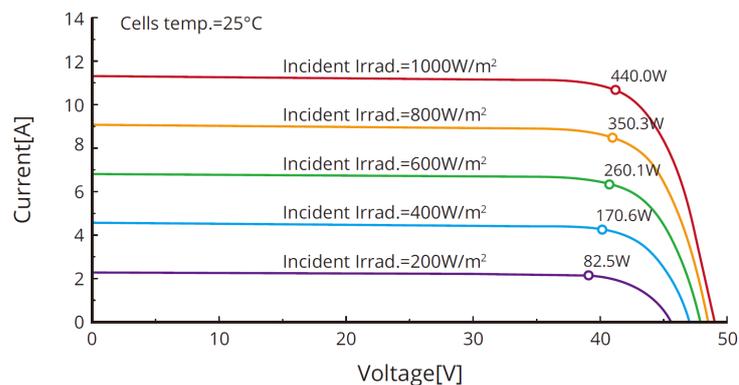
ASSUNTO: DIAGRAMA DA PLACA DE CONTROLE

FOLHA: 05/05

ANEXO B – CURVAS CARACTERÍSTICAS DOS MÓDULOS MONO PERC DHM-72L9

Figura B.1 – Característica do módulo DAH

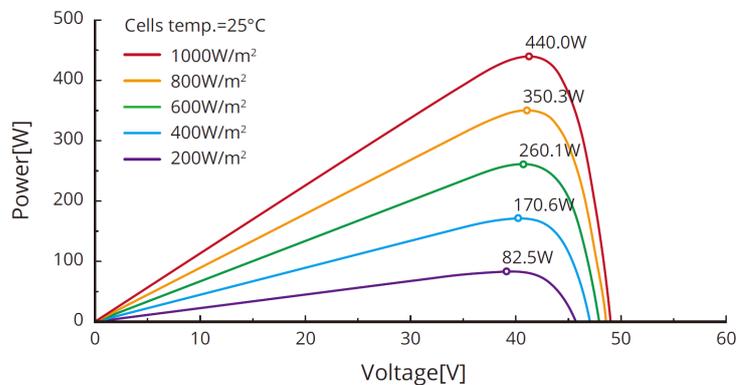
Current-Voltage Curve



Fonte: Adaptado de (DAHSOLAR, 2015).

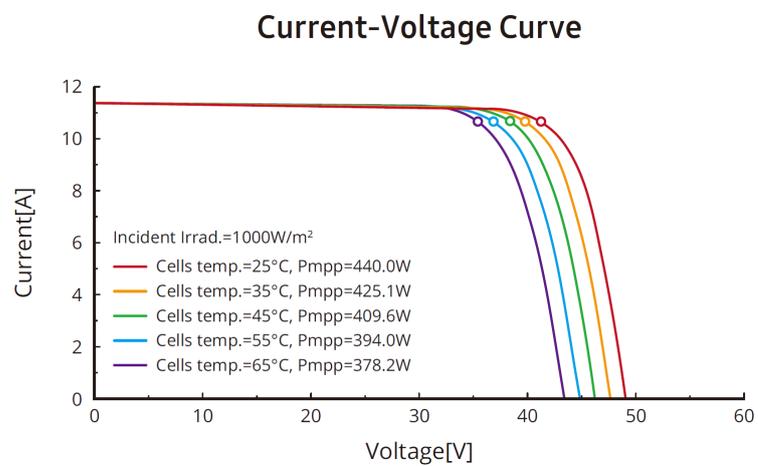
Figura B.2 – Curva-IV

Power-Voltage Curve



Fonte: Adaptado de (DAHSOLAR, 2015).

Figura B.3 – Curva-IV por irradiação constante



Fonte: Adaptado de (DAHSOLAR, 2015).