

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

Alisson Carlos da Silva

Implementação e análise de um sistema de processamento de energia composto por geração fotovoltaica e armazenamento por baterias empregando *software-in-the-loop*

Florianópolis

2022

Alisson Carlos da Silva

Implementação e análise de um sistema de processamento de energia composto por geração fotovoltaica e armazenamento por baterias empregando *software-in-the-loop*

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

Orientador: Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.

Florianópolis

2022

Ficha de identificação da obra

Silva, Alisson Carlos da

Implementação e análise de um sistema de processamento de energia composto por geração fotovoltaica e armazenamento por baterias empregando software-in-the-loop / Alisson Carlos da Silva ; orientador, Roberto Francisco Coelho, 2022.

122 p.

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

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. I. Coelho, Roberto Francisco.
II. Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Alisson Carlos da Silva

Implementação e análise de um sistema de processamento de energia composto por geração fotovoltaica e armazenamento por baterias empregando *software-in-the-loop*

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

Florianópolis, 29 de julho de 2022.



Documento assinado digitalmente

Miguel Moreto

Data: 01/08/2022 15:33:04-0300

CPF: 948.850.100-63

Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

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

Banca Examinadora:



Documento assinado digitalmente

Roberto Francisco Coelho

Data: 01/08/2022 15:40:02-0300

CPF: 038.034.249-92

Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

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



Documento assinado digitalmente

Andre Luis Kirsten

Data: 01/08/2022 15:30:18-0300

CPF: 013.272.690-40

Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Prof. André Luís Kirsten, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina



Documento assinado digitalmente

Valdecir Junior de Paris

Data: 01/08/2022 15:11:54-0300

CPF: 049.947.869-09

Verifique as assinaturas em <https://v.ufsc.br>

Eng. Eletricista Valdecir Junior de Paris

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, aos meus pais, Jacira e Plínio, por todo o suporte, educação e incentivo que me deram e fizeram com que tudo isso fosse possível. Se hoje tenho essa oportunidade e concluo esta etapa em minha vida é porque vocês lutaram e abdicaram de muitas coisas. Essa conquista é de vocês.

Aos meus irmãos, Thales e Francieli, pelo apoio, companheirismo e por dividir cada uma das pequenas vitórias ao longo dos anos até o momento presente. Ao meu primo, Diéferson, pela parceria, conselhos e suporte nessa trajetória.

Ao meu orientador, Prof. Roberto, com quem tive a honra de trabalhar nos últimos anos. Obrigado por todo o conhecimento transmitido, pelas orientações e pelas conversas.

À minha namorada, Bruna, que acompanhou de perto o desenvolvimento deste trabalho e foi um conforto nos momentos difíceis. Obrigado por estar presente e por compartilhar cada pequeno passo.

A todos os amigos que fiz durante a graduação, os quais foram essenciais na troca de experiências e que fizeram essa jornada ser mais leve, em especial, ao Douglas, Erik e Lucas.

À Fundação Certi e aos colegas e amigos do Centro de Energias Sustentáveis, pela oportunidade, conhecimento e amadurecimento profissional e pessoal, em especial, ao Rodrigo e Douglas.

À Universidade Federal de Santa Catarina e todos os professores e servidores, pela disseminação do conhecimento, pelas oportunidades e pelo ensino público de qualidade.

Por fim, à todas as pessoas que estiverem presentes nesta caminhada e de alguma forma contribuíram para a minha formação. Obrigado!

RESUMO

Este trabalho propõe o estudo de um sistema de energia composto por geração fotovoltaica, armazenamento através de um banco de baterias e conversores CC-CC, formando uma microrrede CC isolada. Para isso, a análise é realizada empregando *software-in-the-loop*. Assim, dentre os elementos da estrutura, são abordados os aspectos que norteiam a modelagem tanto dos conversores CC-CC e seus componentes de controle, bem como dos elementos de geração distribuída. Nesse contexto, como principais objetivos é comentado a respeito da extração da máxima potência do dispositivo fotovoltaico através de um algoritmo de MPPT, a regulação da tensão no barramento CC e a avaliação do desempenho da microrrede sob diferentes condições de operação. Assim, em um primeiro momento, com o intuito consolidar os elementos de controle, a topologia é implementada e avaliada de maneira segmentada e integral no PSIM, avaliando a eficácia dos controladores projetados e do algoritmo de MPPT. Em seguida, o mesmo sistema é implementado utilizando o software Typhoon HIL, onde é investigado, de forma majoritária, o impacto de diferentes condições de geração e demanda no SOC do sistema de armazenamento por baterias.

Palavras-chave: Geração fotovoltaica, MPPT, banco de baterias, conversores CC-CC, *software-in-the-loop*, sistema isolado.

ABSTRACT

This work proposes the study of an energy system composed of photovoltaic generation, battery energy storage system and DC-DC converters, forming an isolated DC microgrid. For this, the use of software-in-the-loop is considered. Thus, among the elements of the structure, the aspects that guide the design of DC-DC converters and their control components, as well as the elements of distributed generation, are addressed. In this context, as main objectives are included the extraction of maximum power from photovoltaic modules through an MPPT algorithm, the regulation of the DC bus voltage and the evaluation of the performance of the microgrid under different operating conditions. Therefore, at first, in order to consolidate the control elements, the topology is implemented and analyzed in a segmented and integral way in PSIM, evaluating the effectiveness of the designed controllers and the MPPT algorithm. Then, the same system is implemented using Typhoon HIL software, where the impact of different generation and demand conditions on the SOC of the battery energy storage system is mostly investigated.

Keywords: Photovoltaic generation, MPPT, battery energy storage system, DC-DC converters, software-in-the-loop, off-grid system.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Projeção da demanda de energia mundial para 2050.	21
Figura 2 – Projeção da demanda de energia no Brasil para 2050.	22
Figura 3 – Crescimento global da capacidade instalada de fontes renováveis.	23
Figura 4 – Projeção de custo de instalação de diferentes tecnologias de baterias (2016-2030).	26
Figura 5 – Projeção das propriedades de diferentes tecnologias de baterias de lítio-íon (2016-2030).	26
Figura 6 – Topologia de processamento de energia alvo de estudo.	28
Figura 7 – Estrutura física de uma célula fotovoltaica (seção transversal).	32
Figura 8 – Curvas “corrente x tensão” e “potência x tensão” de um dispositivo fotovoltaico.	33
Figura 9 – Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica ideal.	34
Figura 10 – Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica real.	35
Figura 11 – Representação da reta tangente em torno do ponto de máxima potência (MPP) de um dispositivo fotovoltaico.	37
Figura 12 – Circuito elétrico linearizado do dispositivo fotovoltaico.	38
Figura 13 – Sistema de rastreamento de máxima potência.	39
Figura 14 – Característica da curva $P \times V$ sob temperatura constante.	40
Figura 15 – Característica da curva $P \times V$ sob irradiância constante.	41
Figura 16 – Método P&O.	43
Figura 17 – Fluxo de elétrons e íons durante a descarga (esquerda) e a recarga (direita) de uma bateria.	45
Figura 18 – Formação de sistemas de armazenamento por baterias da célula ao banco.	45
Figura 19 – Circuito elétrico equivalente de uma bateria.	49
Figura 20 – Estrutura básica de um conversor CC-CC.	51
Figura 21 – Circuito elétrico do conversor <i>boost</i>	52
Figura 22 – Circuito equivalente do conjunto fotovoltaico e conversor <i>boost</i>	53
Figura 23 – Circuito elétrico equivalente do conversor <i>boost</i> para a primeira etapa de operação.	54
Figura 24 – Circuito elétrico equivalente do conversor <i>boost</i> para a segunda etapa de operação.	56

Figura 25 – Diagrama ilustrativo do circuito elétrico e de controle do conversor <i>boost</i>	60
Figura 26 – Diagrama de controle da tensão de saída do dispositivo fotovoltaico. ...	60
Figura 27 – Diagrama de bode da planta de tensão na saída do dispositivo fotovoltaico em malha aberta não compensado (a) e compensado (b).	62
Figura 28 – Cenários de fluxo de energia.....	63
Figura 29 – Circuito elétrico do conversor <i>boost</i> bidirecional.....	64
Figura 30 – Circuito equivalente do sistema de armazenamento e conversor bidirecional.	65
Figura 31 – Circuito elétrico equivalente do conversor bidirecional para a primeira etapa de operação.....	66
Figura 32 – Circuito elétrico equivalente do conversor bidirecional para a segunda etapa de operação.....	68
Figura 33 – Diagrama ilustrativo do circuito elétrico e de controle do conversor bidirecional.	72
Figura 34 – Diagrama de controle da tensão do barramento CC e corrente do sistema de armazenamento.	72
Figura 35 – Diagrama de bode da planta de corrente no indutor em malha aberta não compensado (a) e compensado (b).	75
Figura 36 – Diagrama de bode da planta de tensão no barramento CC em malha aberta não compensado (a) e compensado (b).....	75
Figura 37 – Perturbação na irradiância (a) e reflexo na corrente (b) do dispositivo fotovoltaico.....	77
Figura 38 – Perturbação na temperatura (a) e reflexo na tensão (b) do dispositivo fotovoltaico.....	78
Figura 39 – Atuação do algoritmo de MPPT em malha aberta.	78
Figura 40 – Perturbações de irradiância (a) e temperatura (b) no dispositivo fotovoltaico.....	79
Figura 41 – Validação do controlador PI – Sistema fotovoltaico.	80
Figura 42 – Validação do controlador PI de corrente – Banco de baterias.	81
Figura 43 – Formas de onda da corrente (a), tensão (b) e potência (c) na bateria.	82
Figura 44 – Validação do sistema de controle – Banco de baterias.	83
Figura 45 – Potência despachada pelo banco de baterias e absorvida pela carga.	83

Figura 46 – Análise da potência gerada pelo dispositivo fotovoltaico – Sistema integrado.....	84
Figura 47 – Análise do fluxo de potência – Sistema integrado.....	85
Figura 48 – Tensão no barramento CC – Sistema integrado.....	85
Figura 49 – Curvas $I \times V$ e $P \times V$ do conjunto fotovoltaico (STC) parametrizadas no HIL.	87
Figura 50 – Curva de tensão em função do estado de descarga para uma associação de três baterias em paralelo parametrizada no HIL.	87
Figura 51 – Algoritmo de seccionamento e religamento das cargas em função do SOC da bateria.....	90
Figura 52 – Algoritmo de condicionamento de operação do dispositivo fotovoltaico em função do SOC da bateria.	91
Figura 53 – Fluxo de potência – Cenário 1.	94
Figura 54 – Evolução do SOC – Cenário 1.....	94
Figura 55 – Fluxo de potência – Cenário 2.	95
Figura 56 – Evolução do SOC – Cenário 2.....	95
Figura 57 – Fluxo de potência – Cenário 3.	96
Figura 58 – Evolução do SOC – Cenário 3.....	97
Figura 59 – Comparação da evolução do SOC para os cenários 1, e 2 e 3.	98
Figura 60 – Fluxo de potência – Cenário 4.	99
Figura 61 – Evolução do SOC – Cenário 4.....	99
Figura 62 – Fluxo de potência – Cenário 5.	101
Figura 63 – Evolução do SOC – Cenário 5.....	101
Figura 64 – Fluxo de potência – Cenário 6.	102
Figura 65 – Evolução do SOC – Cenário 6.....	102
Figura 66 - Comparação da evolução do SOC para os cenários 4, 5 e 6.	103
Figura 67 – Autonomia do banco de baterias com demanda nominal constante.	104
Figura 68 – Comportamento da tensão (a) e da corrente (b) na bateria para uma descarga de 95 % com demanda nominal constante.....	105
Figura 69 - Autonomia do banco de baterias com demanda nominal gradualmente seccionada.....	106
Figura 70 - Comportamento da tensão (a) e da corrente (b) na bateria para uma descarga de 95 % com demanda nominal gradualmente seccionada.	106

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparativo das características das diferentes tecnologias de baterias...	49
Tabela 2 – Parâmetros de projeto do controlador PI para o conversor <i>boost</i>	62
Tabela 3 – Ganhos do controlador PI da tensão de saída do dispositivo fotovoltaico.	62
Tabela 4 – Parâmetros de projeto dos controladores PI para o conversor bidirecional.	74
Tabela 5 – Ganhos dos controladores PI para a corrente no indutor e para a tensão no barramento CC.....	74
Tabela 6 – Parâmetros resultantes do conjunto fotovoltaico (STC).....	76
Tabela 7 – Parâmetros resultantes do banco de baterias.	80
Tabela 8 – Perfil das cargas conectadas ao barramento CC.....	88
Tabela 9 – Critérios de SOC para o desligamento e religamento das cargas.	89
Tabela 10 – Parâmetros parasitas do conversor <i>boost</i>	91
Tabela 11 – Parâmetros parasitas do conversor <i>boost</i> bidirecional.....	91
Tabela 12 – Características do cenário 1.....	93
Tabela 13 – Características do cenário 2.....	94
Tabela 14 – Características do cenário 3.....	96
Tabela 15 – Características do cenário 4.....	98
Tabela 16 – Características do cenário 5.....	100
Tabela 17 – Características do cenário 6.....	101

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
BEN	Balanco Energético Nacional
BMS	<i>Battery Management System</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CV	<i>Constant Voltage</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EIA	<i>Energy Information Administration</i>
EPE	Empresa de Pesquisa Energética
FV	Fotovoltaico
HIL	<i>Hardware-in-the-loop</i>
IEA	<i>International Energy Agency</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IPEA	Instituto de Pesquisa Econômica Aplicada
IRENA	<i>International Renewable Energy Agency</i>
LAB	<i>Lead-Acid Battery</i>
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
OC	<i>Open Circuit</i>
OV	<i>Open Voltage</i>
PI	Proporcional-Integral
PNE	Plano Nacional de Energia
PV	<i>Photovoltaic</i>
P&D	Pesquisa e Desenvolvimento
P&O	Perturba e Observa
RN	Resolução Normativa
SC	<i>Short Circuit</i>
SOC	<i>State Of Charge</i>
STC	<i>Standard Test Conditions</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

I	Corrente resultante
I_{sc}	Corrente de curto-circuito
V	Tensão resultante
V_{oc}	Tensão de circuito aberto
I_{cel}	Corrente de saída de uma célula fotovoltaica
V_{cel}	Tensão de saída de uma célula fotovoltaica
$I_{pv\ cel}$	Corrente gerada pela incidência de luz em uma célula fotovoltaica
$I_{d\ cel}$	Corrente no diodo de uma célula fotovoltaica
I_s	Corrente de saturação reversa do diodo
q	Carga elementar do elétron
A_q	Fator de idealidade do diodo
k	Constante de Boltzman
T	Temperatura da célula fotovoltaica
$I_{Rp\ cel}$	Corrente <i>shunt</i> de uma célula fotovoltaica
R_s	Resistência série de uma célula fotovoltaica
R_p	Resistência paralelo de uma célula fotovoltaica
I_{pv}	Corrente gerada pela incidência de luz em um dispositivo fotovoltaico
I_o	Corrente de saturação reversa da associação de um conjunto de diodos
V_T	Tensão térmica do diodo
N_s	Número de células fotovoltaicas em série
N_p	Número de células fotovoltaicas em paralelo
R_{seq}	Resistência série equivalente da associação de células fotovoltaicas
R_{peq}	Resistência paralelo equivalente da associação de células fotovoltaicas
i_{pv}	Corrente de saída do dispositivo fotovoltaico
v_{pv}	Tensão de saída do dispositivo fotovoltaico
R_{eq}	Resistência equivalente
v_{eq}	Tensão equivalente
P	Potência Ativa
$V_{pv(MPP)}$	Tensão de saída de um dispositivo fotovoltaico para a máxima potência

$V_{pv(oc)}$	Tensão de circuito aberto de um dispositivo fotovoltaico
k_v	Constante de proporcionalidade entre a tensão de máxima potência e a tensão de circuito aberto de um dispositivo fotovoltaico
$I_{pv(MPP)}$	Corrente de saída de um dispositivo fotovoltaico para a máxima potência
$I_{pv(SC)}$	Corrente de curto-circuito de um dispositivo fotovoltaico
k_i	Constante de proporcionalidade entre a corrente de máxima potência e a corrente de curto-circuito de um dispositivo fotovoltaico
v_t	Tensão terminal
v_{oc}	Tensão de circuito aberto
R_i	Resistência interna
i_t	Corrente terminal
v_i	Corrente de entrada
v_o	Tensão de saída
D	Ciclo de trabalho
\dot{x}	Derivada do vetor de estado
y	Vetor de saída
x	Vetor de estado
u	Vetor independente
C_{pv}	Capacitor de saída do dispositivo fotovoltaico
$v_{C_{pv}}$	Tensão no capacitor de saída do dispositivo fotovoltaico
$i_{C_{pv}}$	Corrente no capacitor de saída do dispositivo fotovoltaico
L_{pv}	Indutor do conversor <i>boost</i>
$v_{L_{pv}}$	Tensão no indutor do conversor <i>boost</i>
$i_{L_{pv}}$	Corrente no indutor do conversor <i>boost</i>
v_{CC}	Tensão da fonte do barramento CC
i_o	Corrente de saída
δ	Ciclo de trabalho
T_s	Período de chaveamento do conversor
f_s	Frequência de chaveamento do conversor
\hat{x}	Derivada do vetor de estado em torno de um ponto quiescente
\hat{x}	Vetor de estado em torno de um ponto quiescente
X	Valor médio do vetor de estado em regime permanente

\hat{y}	Vetor de saída em torno de um ponto quiescente
Y	Valor médio do vetor de saída em regime permanente
\hat{u}	Vetor independente em torno de um ponto quiescente
U	Valor médio do vetor independente em regime permanente
$\hat{\delta}$	Ciclo de trabalho em torno de um ponto quiescente
Δ	Valor médio do ciclo de trabalho em regime permanente
$G_{v_{pv}}(s)$	Função de transferência da planta de tensão de saída do dispositivo fotovoltaico
$G_{i_{L_{pv}}}(s)$	Função de transferência da planta de corrente no indutor do conversor <i>boost</i>
v_{MPPT}	Tensão de referência gerada pelo algoritmo de MPPT
$PI_{v_{pv}}(s)$	Função de transferência do controlador PI da tensão de saída do dispositivo fotovoltaico
K_{PWM}	Ganho do modulador
$H_{v_{pv}}$	Ganho do sensor de tensão de saída do dispositivo fotovoltaico
<i>erro</i>	Sinal de erro a ser compensado
V_{cont}	Sinal de controle gerado pelo controlador PI
f_c	Frequência de cruzamento
MF	Margem de fase
C_i	Capacitor de entrada
C_o	Capacitor de saída
R_o	Resistência da carga
v_{bat}	Tensão terminal do banco de baterias
i_{bat}	Corrente terminal do banco de baterias
C_{bat}	Capacitor de saída do banco de baterias
$v_{C_{bat}}$	Tensão no capacitor de saída do banco de baterias
$i_{C_{bat}}$	Corrente no capacitor de saída do banco de baterias
L_{bat}	Indutor do conversor <i>boost</i> bidirecional
$v_{L_{bat}}$	Tensão no indutor do conversor <i>boost</i> bidirecional
$i_{L_{bat}}$	Corrente no indutor do conversor <i>boost</i> bidirecional
C_{cc}	Capacitor do barramento CC
v_{cc}	Tensão no capacitor do barramento CC

i_{cc}	Corrente no capacitor do barramento CC
v_{ref}	Tensão de referência para o controlador PI de tensão do barramento CC
i_{ref}	Corrente de referência para o indutor do conversor <i>boost</i> bidirecional
$i_{L_{bat}}$	Corrente no indutor do conversor <i>boost</i> bidirecional
$PI_{v_{cc}}(s)$	Função de transferência do controlador PI da tensão do barramento CC
$PI_{i_{L_{bat}}}(s)$	Função de transferência do controlador PI da corrente no indutor do conversor <i>boost</i> bidirecional
$G_{v_{cc}}(s)$	Função de transferência da planta de tensão no barramento CC
$G_{i_{L_{bat}}}(s)$	Função de transferência da planta de corrente no indutor do conversor <i>boost</i> bidirecional
$H_{v_{cc}}$	Ganho do sensor de tensão no barramento CC
$H_{i_{L_{bat}}}$	Ganho do sensor de corrente no indutor do conversor <i>boost</i> bidirecional
$erro_v$	Sinal de erro de tensão a ser compensado
$erro_i$	Sinal de erro de corrente a ser compensado
f_{c_i}	Frequência de cruzamento da malha de corrente
f_{c_v}	Frequência de cruzamento da malha de tensão
MF_i	Margem de fase da malha de corrente
MF_v	Margem de fase da malha de tensão

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	21
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO	24
1.2	OBJETIVOS	27
1.3	METODOLOGIA	28
1.4	ESTRUTURA DO TRABALHO	29
2	MODELAGEM DO GERADOR FOTOVOLTAICO E BANCO DE BATERIAS.....	31
2.1	GERADOR FOTOVOLTAICO	31
2.1.1	Curvas características do módulo fotovoltaico	32
2.1.2	Modelagem do gerador fotovoltaico.....	33
2.1.2.1	<i>Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica ideal</i>	34
2.1.2.2	<i>Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica real</i>	35
2.1.2.3	<i>Linearização do dispositivo fotovoltaico</i>	37
2.1.3	Algoritmos de rastreamento	38
2.1.3.1	<i>Método da Tensão Constante (Constant Voltage – CV).....</i>	39
2.1.3.2	<i>Método da Tensão de Circuito Aberto (Open Voltage – OV)</i>	41
2.1.3.3	<i>Método da Corrente de Curto Circuito (Short Current – SC)</i>	42
2.1.3.4	<i>Perturba & Observa (P&O)</i>	42
2.2	BANCO DE BATERIAS	44
2.2.1	Tecnologias de baterias	45
2.2.1.1	<i>Baterias à base de chumbo</i>	46
2.2.1.2	<i>Baterias à base de níquel.....</i>	46
2.2.1.3	<i>Baterias à base de lítio</i>	47
2.2.1.4	<i>Comparativo das tecnologias</i>	48
2.2.2	Modelagem do banco de baterias	49

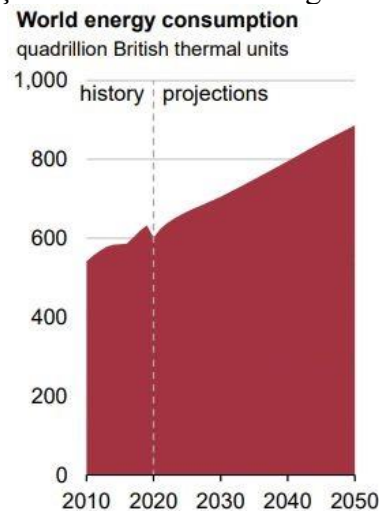
3	ESTÁGIO DE POTÊNCIA	51
3.1	CONVERSOR <i>BOOST</i>	51
3.1.1	Modelagem do conversor <i>boost</i>.....	52
3.1.1.1	<i>Primeira etapa de operação</i>	54
3.1.1.2	<i>Segunda etapa de operação</i>	56
3.1.1.3	<i>Análise do modelo de pequenos sinais</i>	57
3.1.2	Projeto do controlador	59
4	GERENCIAMENTO DO FLUXO DE POTÊNCIA.....	63
4.1	CONVERSOR <i>BOOST</i> BIDIRECIONAL	64
4.1.1	Modelagem do conversor <i>boost</i> bidirecional	65
4.1.1.1	<i>Primeira etapa de operação</i>	66
4.1.1.2	<i>Segunda etapa de operação</i>	68
4.1.1.3	<i>Análise de pequenos sinais</i>	69
4.1.2	Projeto do controlador	71
5	IMPLEMENTAÇÃO E AVALIAÇÃO DO SISTEMA NO PSIM	76
5.1	SISTEMA FOTOVOLTACO.....	76
5.1.1	Avaliação do algoritmo de MPPT	76
5.1.2	Avaliação da malha de controle	79
5.2	SISTEMA DE ARMAZENAMENTO POR BATERIAS.....	80
5.2.1	Avaliação da malha de controle de corrente	81
5.2.2	Avaliação da malha de controle de tensão.....	82
5.3	AVALIAÇÃO DO SISTEMA INTEGRADO	84
5.3.1	Análise das principais formas de onda	84
6	IMPLEMENTAÇÃO E AVALIAÇÃO DO SISTEMA NO HIL.....	86
6.1	CARACTERÍSTICAS DOS ELEMENTOS E DE OPERAÇÃO DO SISTEMA	86
6.1.1	Gerador fotovoltaico.....	86
6.1.2	Banco de baterias	87
6.1.3	Cargas	88

6.1.4	Limitações de operação	88
6.1.5	Inclusão das não idealidades.....	91
6.2	AVALIAÇÃO DE DIFERENTES CENÁRIOS	92
6.2.1	Cenários com SOC inicial de 20 %	92
6.2.1.1	<i>Cenário 1</i>	93
6.2.1.2	<i>Cenário 2</i>	94
6.2.1.3	<i>Cenário 3</i>	96
6.2.1.4	<i>Comparação de resultados</i>	97
6.2.2	Cenários com SOC inicial de 90 %	98
6.2.2.1	<i>Cenário 4</i>	98
6.2.2.2	<i>Cenário 5</i>	100
6.2.2.3	<i>Cenário 6</i>	101
6.2.2.4	<i>Comparação de resultados</i>	102
6.2.3	Validação da autonomia do sistema	103
6.2.3.1	<i>Cenário 7</i>	104
6.2.3.2	<i>Cenário 8</i>	105
7	CONCLUSÃO.....	107
7.1	TRABALHOS FUTUROS	107
	REFERÊNCIAS.....	108
	APÊNDICE A – Projeto do Conversor <i>Boost</i>	111
	APÊNDICE B – Projeto do Conversor <i>Boost</i> Bidirecional.....	113
	APÊNDICE C – Implementação do sistema no PSIM	116
	APÊNDICE D – Implementação do sistema no Typhoon HIL	117
	APÊNDICE E – Códigos implementados nas simulações.....	118

1 INTRODUÇÃO

A energia desempenha um papel fundamental na vida cotidiana da humanidade e se tornou uma necessidade básica no presente cenário. Nesse sentido, é possível associar o desenvolvimento de novas fontes de energia à evolução da sociedade como um todo, seja nos aspectos econômicos, sociais e ambientais. Segundo projeções realizadas pela *U.S. Energy Information Administration* (EIA), a demanda mundial de energia será incrementada em aproximadamente 50 % até o ano de 2050, como explicitado na Figura 1. Nesse contexto, o aumento significativo de demanda de energia, a redução da disponibilidade de combustíveis fósseis e os malefícios inerentes ao seu uso têm cada vez mais preocupado a comunidade científica e industrial.

Figura 1 – Projeção da demanda de energia mundial para 2050.



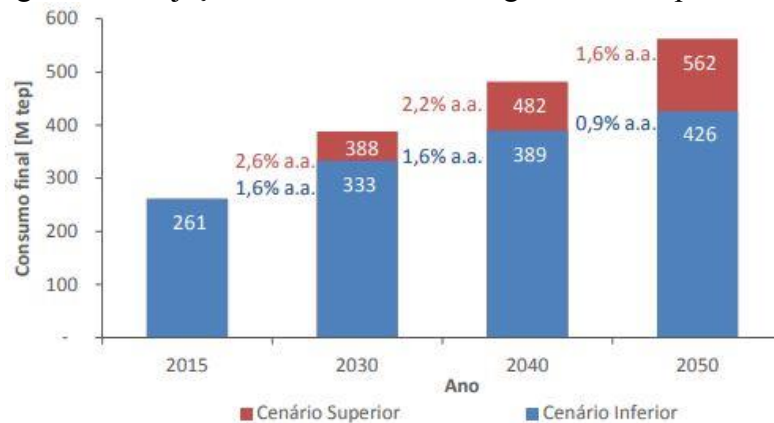
Fonte: EIA, 2021.

Tendo este panorama em vista, um olhar mais preciso acerca da origem das formas de energia que utilizamos se faz necessário. Segundo a *International Energy Agency* (IEA), para o ano de 2019, cerca de 86 % da energia consumida mundialmente foi proveniente de fontes não renováveis. De fato, em menos de três séculos desde a revolução industrial, a humanidade já utilizou cerca de metade dos combustíveis fósseis que se acumularam na superfície da terra ao longo de centenas de milhões de anos (BASSAM et al., 2013).

No contexto brasileiro, no período de 2000 a 2020, o consumo de energia cresceu em torno de 121 %, segundo dados históricos do Balanço Energético Nacional (BEN), realizado pela Empresa de Pesquisa Energética (EPE). Já as projeções de crescimento na demanda de energia, terão um comportamento semelhante ao observado no panorama mundial, porém de

forma mais acentuada. Nesse sentido, considerando o horizonte de 2015 a 2050, o estudo de demanda de energia apresentado no Plano Nacional de Energia (PNE), desenvolvido pela EPE, aponta para um crescimento de aproximadamente 63 % e 115 % (Figura 2), considerando cenários inferior e superior, respectivamente. De modo geral, pode-se assumir que a demanda de energia irá duplicar até o ano de 2050, tendo como base o desenvolvimento econômico e expansão populacional do país.

Figura 2 – Projeção da demanda de energia no Brasil para 2050.



Fonte: EPE, 2018.

Por sua vez, em termos de composição da matriz energética, o Brasil se destaca de forma positiva, com 46 % da sua planta representada por fontes renováveis (EPE, 2021). No mesmo sentido, se observada a matriz elétrica brasileira, a discrepância se torna ainda maior, sendo os recursos provenientes de fontes renováveis responsáveis por 83 %, contra apenas 27 % no cenário mundial (EPE, 2021). Tal fato é explicado devido ao potencial hídrico do Brasil, sendo a fonte hidráulica a de maior destaque na composição da sua matriz, correspondendo por cerca de 65 % (EPE, 2021).

Em contrapartida, a hidroeletricidade tem enfrentado alguns desafios relacionados aos impactos socioambientais causados e aos elevados investimentos nos anos iniciais de construção de grandes projetos. Além disso, o emprego de novas usinas hidrelétricas se coloca cada vez mais longe de grandes centros de consumo, implicando na necessidade de investimentos adicionais com linhas de transmissão. Outro aspecto de relevância é a crise hídrica pela qual o país tem passado nos últimos anos, colocando em risco o potencial de geração de grandes centros geradores.

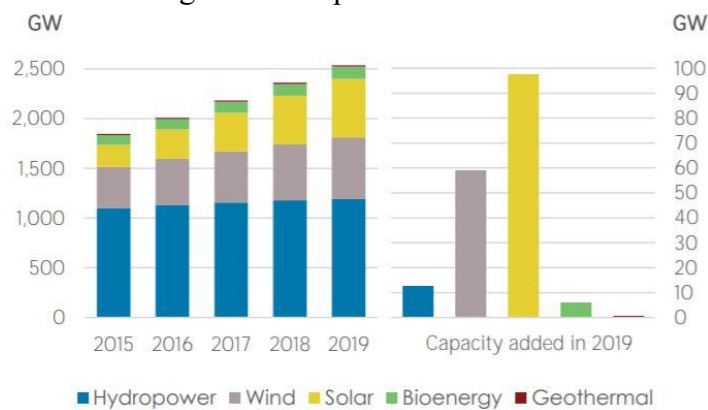
Por outro lado, embora algumas adversidades sejam apresentadas na implementação de novas usinas hidrelétricas, esta fonte de geração, devido a sua capacidade de armazenamento e flexibilidade operativa, é responsável por alavancar o desenvolvimento de fontes alternativas

intermitentes, como a energia eólica e solar, de modo que a energia armazenada em seus reservatórios pode ser utilizada em períodos de ausência de ventos e radiação solar, aumentando a confiabilidade no suprimento de energia (EPE, 2018).

Nesse contexto, a energia solar vem sendo a fonte que apresenta o maior incremento na capacidade instalada anualmente no mundo (IRENA, 2020), conforme exposto na Figura 3. Um dos fatores de maior relevância para essa expansão é o fato de que os avanços tecnológicos recentes na área de semicondutores e o aumento da produção de células solares terem ajudado a reduzir os preços de sistemas fotovoltaicos (IPEA, 2018). Ainda, pode-se comentar a respeito da robustez tecnológica, tendo em vista projetos com mais de trinta anos de funcionamento, a não emissão de gases do efeito estufa durante a operação dos parques e o amplo potencial técnico existente (EPE, 2018).

Em relação a este último ponto, devido a sua localização geográfica, o Brasil conta altos índices de incidência de radiação solar se comparado com países onde a tecnologia fotovoltaica está mais desenvolvida (EPE, 2018). Nesse sentido, o país conta com condições vantajosas para aproveitamento do recurso solar em praticamente todo seu o território, inclusive no período de inverno.

Figura 3 – Crescimento global da capacidade instalada de fontes renováveis.



Fonte: IRENA, 2020.

Por fim, a diversificação da matriz energética e a busca pela redução de fontes emissoras de gases do efeito estufa se colocam como um meio essencial na busca pela segurança no fornecimento de energia, o desenvolvimento sustentável e a melhoria na qualidade de vida. Assim, o cenário exposto tem se mostrado como um catalisador para o avanço tecnológico das fontes alternativas de energia, indo na direção da utilização de recursos renováveis, como por exemplo, o sol, os ventos, os movimentos marítimos, etc.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E MOTIVAÇÃO

A digitalização e a descentralização do sistema elétrico vêm tornando a rede principal mais ágil e confiável, porém, mais complexa (LAN et al., 2020). Tal fato ocorre devido à inserção de novos elementos na rede elétrica, tais como, dispositivos eletrônicos de potência, sensores digitais, sistemas de controle e monitoramento, permitindo, assim, uma maior expansão do sistema elétrico. Nesse cenário, é possível comentar a respeito da inclusão de fontes alternativas de energia, como a geração fotovoltaica, e as fontes de energia bidirecionais, como os sistemas de armazenamento por baterias.

No contexto dos sistemas fotovoltaicos, é apontado a respeito dos sistemas conectados à rede elétrica, ou *grid-connected*, responsáveis pelo protagonismo nas aplicações da tecnologia fotovoltaica. Assim, tais sistemas são caracterizados por estarem efetivamente integrados à rede elétrica da concessionária local de energia elétrica, permitindo, em geral, o fluxo de potência em ambos os sentidos. Desse modo, é comum que os sistemas conectados à rede exportem energia para a concessionária de forma contínua ou durante períodos do dia em que a geração excede o consumo das cargas (REINDERS et al., 2017). Ainda, em termos construtivos, os convencionais sistemas fotovoltaicos conectados à rede são constituídos basicamente do conjunto de módulos fotovoltaicos, um inversor CC-CA para conexão com a rede da concessionária e um medidor bidirecional de energia para contabilização da energia injetada e consumida da distribuidora.

Por sua vez, o ponto de inflexão para o crescimento exponencial dos sistemas conectados à rede, no escopo brasileiro, foi a Resolução Normativa (RN) nº 482/2012 da ANEEL, que regulamentou a Geração Distribuída (GD) no Brasil. A partir de então, o consumidor brasileiro pode gerar sua própria energia elétrica a partir de fontes renováveis ou cogeração qualificada e, inclusive, fornecer o excedente para a rede de distribuição da sua localidade (ANEEL, 2018), difundindo a utilização destes sistemas fotovoltaicos. Nesse sentido, segundo a Agência Nacional de Energia Elétrica (2022), atualmente o Brasil conta com mais setecentos e noventa e três mil unidades consumidoras com geração fotovoltaica conectadas à rede elétrica das concessionárias locais, representando uma potência instalada de aproximadamente 8,7 GW.

Por outro lado, embora os sistemas conectados à rede tenham maior densidade de potência instalada, também há a possibilidade de sistemas autônomos, ou isolados. Os sistemas fotovoltaicos autônomos, ou *off-grid*, fazem uso da geração fotovoltaica e de sistemas de armazenamento por baterias com a finalidade de atendimento ininterrupto à cargas isoladas da

rede de distribuição. A combinação destes dois elementos, associado a sistemas de controle, permite armazenar o excedente de energia gerada pelos módulos fotovoltaicos em períodos de presença de radiação solar, de modo que tal energia possa ser utilizada para alimentar a carga quando da inexistência de geração fotovoltaica.

Ainda que o custo de implementação de sistemas autônomos seja mais significativo do que o de sistemas conectados à rede devido à necessidade de sistema de armazenamento, avanços na tecnologia de baterias e crescimento na produção têm cada vez mais contribuído para que as soluções *off-grid* sejam economicamente viáveis. Assim, toma-se como exemplo as baterias de lítio-íon, responsáveis por cerca de 59 % da capacidade instalada mundialmente (IRENA, 2017). Tal tecnologia possui uma variedade de aplicações devido a sua alta potência e densidade de energia, contribuindo tanto para o setor de armazenamento estacionário quanto para o de eletromobilidade, em plena ascensão. Neste ponto, há a estimativa de que a contribuição da eletromobilidade para a capacidade total de armazenamento continue se destacando como um fator relevante, de modo que, até 2050, estima-se que carros elétricos em operação responderão pela maior parte da capacidade de armazenamento de energia elétrica (IRENA e IEA, 2017).

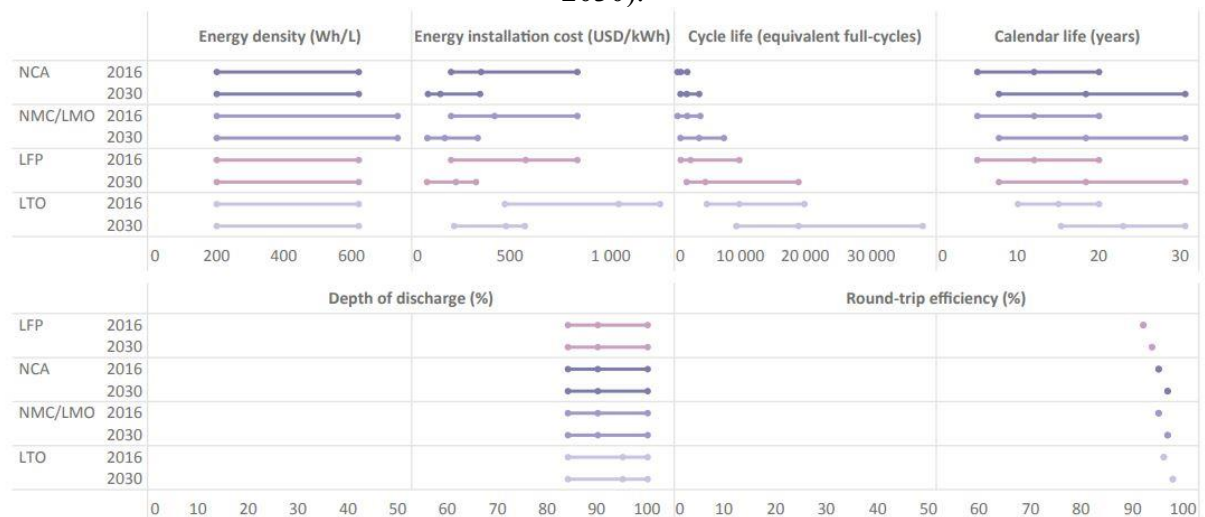
Nesse contexto, dentre os principais gatilhos para a redução dos custos de sistemas de armazenamento por baterias estão a produção em massa para aplicações em veículos elétricos e/ ou fontes de energia renováveis e esforços intensos de projetos de P&D, dado o importante papel destes sistemas na aquisição de um panorama global de baixa emissão de carbono (EFTEKHARI, 2019). Na mesma direção, de acordo com projeções realizadas no horizonte de 2016 a 2030 pela *International Renewable Energy Agency* (2017), o custo de instalação de uma gama de diferentes tecnologias de baterias estacionárias tenderá para uma redução entre 50 e 66 %, conforme apresentado pela Figura 4. Por sua vez, no mesmo estudo, foi realizada a projeção das propriedades das baterias de lítio-íon, também para o período de 2016 a 2030 (Figura 5). Para essa tecnologia, alguns indicadores podem ser destacados, como a redução do custo de instalação, o acréscimo do número de ciclos de recarga e o prolongamento da vida útil.

Figura 4 – Projeção de custo de instalação de diferentes tecnologias de baterias (2016-2030).



Fonte: IRENA, 2017.

Figura 5 – Projeção das propriedades de diferentes tecnologias de baterias de lítio-íon (2016-2030).



Fonte: IRENA, 2017.

Por sua vez, dentre aspectos comuns entre sistemas fotovoltaicos conectados à rede e autônomos, é possível citar a sua essencial aplicação em microrredes, ou *smart grids*. Embora haja algumas variações de definição, segundo a *International Electrotechnical Commission* (IEC), uma microrrede é definida como a integração entre um conjunto de cargas e recursos energéticos distribuídos (geração fotovoltaica, geração eólica, geração a diesel, sistema de armazenamento, etc.) com uma fronteira elétrica definida, formando um sistema elétrico de potência local que atua como uma unidade controlável, permitindo operar tanto no modo conectado à rede como de forma ilhada (IEC, 2022). Nesse contexto, é possível apontar que as microrredes desempenham um papel fundamental na transição energética em que vivemos, partindo da geração centralizada (proveniente, em sua maioria, de combustíveis fósseis) para a

descentralizada, com o incentivo às formas alternativas. De fato, tais sistemas oferecem uma série de vantagens, dentre as quais se pode apontar a redução da demanda do sistema elétrico de distribuição, a redução das perdas em linhas de transmissão, dado o fato de a geração estar localizada próxima à carga, a maior confiabilidade no fornecimento de energia elétrica, mitigando prejuízos aos usuários em caso de falta por parte da concessionária, entre outras.

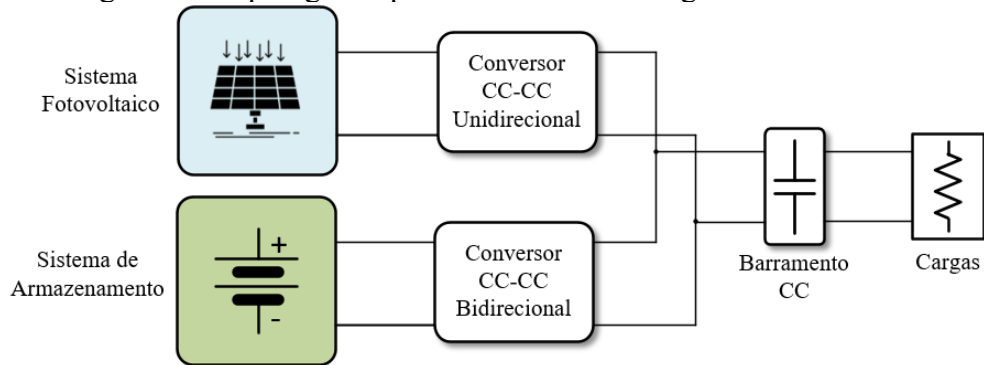
Outro ponto de destaque é a aplicação de sistemas fotovoltaicos e sistemas de armazenamento por baterias no setor de eletromobilidade, tanto do lado do veículo quanto da estação de recarga. Como disposto anteriormente, algumas tecnologias de baterias têm aplicação tanto para veículos elétricos quanto para fins estacionários, do mesmo modo que os conversores bidirecionais utilizados para os processos de carga e descarga. Do lado da estação de recarga, por sua vez, a integração de sistemas fotovoltaicos e armazenadores desempenhará um papel fundamental no sentido de reduzir a sobrecarga dos sistemas de distribuição, dado o crescente desenvolvimento do mercado de aquisição de veículos elétricos.

Com base no exposto, aponta-se que este trabalho propõe a simulação e análise de um sistema fotovoltaico autônomo, considerando, assim, um conjunto de módulos fotovoltaicos e um banco de baterias para armazenamento de energia. Para isso, é empregado *software-in-the-loop*, que se trata de uma ferramenta muito utilizada na área de sistemas embarcados, por apresentar grande fidelidade, flexibilidade na avaliação de cenários e aceleração do tempo de desenvolvimento de um produto, se comparado à necessidade de implementação do sistema real. Além disso, para o desenvolvimento do trabalho, é necessária a elaboração de uma simulação em tempo real que modele os elementos do sistema sob teste. Nesse cenário, é comentado a respeito da utilização do *software* Typhoon HIL, que se trata de uma ferramenta consolidada no mercado para implementação de simulações em HIL (*hardware-in-the-loop*). Já quanto à topologia proposta, destaca-se que o conjunto de módulos fotovoltaicos, o banco de baterias e os conversores serão modelados e avaliados sob diferentes cenários.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo geral deste trabalho consiste em analisar, via *software-in-the-loop*, a operação de um sistema de processamento de energia composto, por um conjunto de módulos fotovoltaicos e um sistema de armazenamento por baterias, ambos conectados a um barramento CC, formando assim uma microrrede CC não conectada à rede. A Figura 6 apresenta o sistema em que este trabalho é baseado.

Figura 6 – Topologia de processamento de energia alvo de estudo.



Fonte: O autor.

Por sua vez, alguns aspectos circundam o desenvolvimento da topologia proposta.

Desse modo, como objetivos específicos, elenca-se:

- Dimensionar os conversores e suas respectivas malhas de controle;
- Dimensionar o arranjo fotovoltaico e o banco de baterias;
- Estabelecer uma lei de controle para regular o fluxo de potência na microrrede;
- Implementar de algoritmo para a extração da máxima potência (MPPT) dos módulos fotovoltaicos;
- Analisar a operação da microrrede em diferentes cenários.

1.3 METODOLOGIA

A metodologia empregada para a realização deste trabalho é baseada em uma revisão teórica dos principais conceitos envolvidos, a fim de prover amplo conhecimento sobre as topologias alvos de estudo. Com base nisso, o desenvolvimento do trabalho é segmentado em três macro etapas.

A primeira delas é o projeto dos elementos do circuito elétrico e do sistema de controle de cada um dos conversores. Nesse aspecto, com o intuito de simplificar a análise e modelagem matemática, o sistema é, inicialmente, considerado como ideal, de modo que os componentes parasitas são desprezados.

Em seguida, é realizada a implementação do sistema utilizando a ferramenta de simulação PSIM, a fim de validar o projeto dos controladores e fluxo de potência. Já na terceira etapa, indo na direção da utilização da técnica de *software-in-the-loop*, o sistema é implementado no *software* Typhoon HIL, em que é esperado que os resultados estejam em concordância com os obtidos no PSIM.

Assim, para o desenvolvimento da segunda e terceira etapa, quando da implementação do sistema no PSIM e no Typhoon HIL, a mesma abordagem é tomada. Primeiramente, é realizada a implementação do conjunto fotovoltaico e do algoritmo de rastreamento de máxima potência (MPPT). A parametrização dos módulos e das variáveis envolvidas no algoritmo do MPPT é realizada com o auxílio do Matlab. Em seguida, é efetuada a análise do sistema de baterias e do conversor bidirecional de forma isolada, a fim de consolidar o projeto dos elementos do circuito elétrico e de controle. Após, é realizada uma análise da topologia como um todo, considerando, dessa vez, a operação simultânea do sistema fotovoltaico e do sistema de armazenamento suprindo a demanda do conjunto de cargas.

1.4 ESTRUTURA DO TRABALHO

Em termos de organização do trabalho, pode-se apontar a distribuição dos conteúdos nos capítulos da seguinte forma:

- No capítulo 2 são abordados os aspectos relativos a modelagem do dispositivo fotovoltaico e do sistema de armazenamento, expondo seus circuitos elétricos equivalentes, bem como os principais métodos de rastreamento de máxima potência e tecnologias de baterias prevalentes;
- O capítulo 3 é delimitado pela apresentação do estágio de potência. Assim, é explicitada a modelagem dos elementos de controle do conversor responsável pelo processamento da energia sintetizada pelo gerador fotovoltaico;
- O capítulo 4 se propõe, assim como o capítulo 3, a apresentar os principais conceitos e modelagem do conversor bidirecional de interface entre o banco de baterias e o barramento CC;
- No capítulo 5, é realizada a implementação e análise dos elementos de controle projetado para cada um dos conversores no PSIM, avaliando seus comportamentos de forma segmentada e de forma integral, na ótica do sistema apresentado pela Figura 6;
- Em seguida, no capítulo 6 é efetuada a implementação e análise do sistema no *software* Typhoon HIL, investigando o desempenho da microrrede sob uma gama de condições distintas;

- Por fim, o capítulo 7 é responsável por expor as considerações finais do trabalho desenvolvido, bem como apresentar as possibilidades de implementações e aprimoramentos futuros.

2 MODELAGEM DO GERADOR FOTOVOLTAICO E BANCO DE BATERIAS

Células fotovoltaicas e baterias são elementos que apresentam características não lineares. Desse modo, para simplificar seu estudo, modelos são desenvolvidos com o intuito de representar o comportamento destes dispositivos. De modo geral, pode-se apontar que a descrição de células fotovoltaicas é dada por modelos físicos, enquanto que para baterias são utilizados modelos químicos. Em termos comuns, para ambos os casos há a possibilidade de se obter circuitos elétricos equivalentes que representem a sua dinâmica.

Nesse contexto, neste capítulo serão abordados os aspectos que circundam a modelagem do gerador fotovoltaico e do banco de baterias, expondo os modelos equivalentes e equações que regem o seu comportamento.

2.1 GERADOR FOTOVOLTAICO

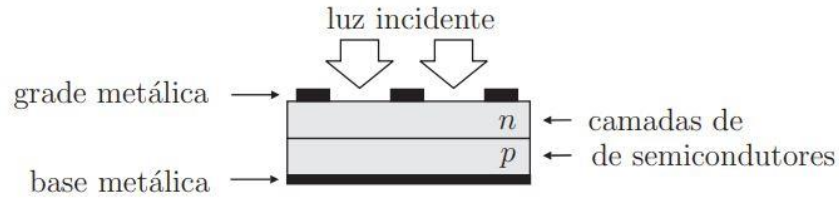
Células solares fotovoltaicas são dispositivos fundamentalmente simples. Semicondutores têm a capacidade de absorver luz e entregar uma porção da energia absorvida dos fótons para portadores de corrente elétrica (elétrons e lacunas). Assim, um diodo semicondutor separa e coleta os portadores e conduz a corrente elétrica gerada, preferencialmente, em uma direção específica. Desse modo, uma célula fotovoltaica nada mais é do que um diodo semicondutor, cuidadosamente projetado e construído para, de forma eficiente, absorver e converter a luz solar em energia elétrica (LUQUE e HEGEDUS, 2011).

A Figura 7 apresenta a estrutura convencional de uma célula fotovoltaica. A luz solar incide sobre a grade metálica, que forma um dos contatos elétricos do diodo e permite que a luz transpasse para o semicondutor entre as suas linhas, sendo assim absorvida e convertida em energia elétrica. Além disso, com o intuito de otimizar a radiação transmitida para o semicondutor, uma camada antirrefletiva é adicionada entre as linhas da grade metálica. Por sua vez, o diodo semicondutor é formado quando um semicondutor do tipo-n e um do tipo-p são unidos para formar uma junção, chamada de junção p-n. Tal estrutura, tipicamente, é adquirida por meio de difusão, injeção de impurezas específicas (dopagem) ou via processo de deposição. Já o outro contato do semicondutor, é formado por uma base metálica.

Tendo isso em vista, a incidência da luz solar, quando a energia do fóton incidente é suficiente para exercitar os elétrons covalentes no semicondutor, desprendem portadores de carga que originam uma corrente elétrica quando o dispositivo está em circuito fechado. Desse modo, o efeito fotovoltaico nada mais é do que a absorção da radiação solar, a geração e

transporte de portadores de carga no semicondutor, a separação dos portadores pela junção p-n e a coleta dos portadores pelos terminais do dispositivo (VILLALVA, 2010).

Figura 7 – Estrutura física de uma célula fotovoltaica (seção transversal).



Fonte: VILLALVA, 2010.

Em termos gerais, toda a radiação eletromagnética, inclusive aquela emitida pelo sol, pode ser vista como uma composição de partículas (fótons) que carregam quantidades específicas de energia determinadas pelas propriedades espectrais da fonte que as emitem. Assim, observa-se que apenas os fótons com energia suficiente para criar um par elétron-buraco, ou, em outras palavras, aqueles com energia maior do que banda de energia (*bandgap*) do semicondutor, irão contribuir para o processo de conversão de energia. Ainda, o excedente de energia dos fótons, quando comparado à energia do *bandgap*, será dissipada pelo dispositivo na forma de calor (LUQUE e HEGEDUS, 2011; VILLALVA, 2010).

Nesse sentido, pode-se apontar que a estrutura elementar de um gerador fotovoltaico é a célula fotovoltaica. Por sua vez, células fotovoltaicas podem ser conectadas em série e/ou paralelo para formar um módulo, que representa o elemento básico de sistemas fotovoltaicos. Ainda, um arranjo fotovoltaico pode ser formado a partir da conexão série e/ou paralelo de módulos fotovoltaicos (DI PIAZZA e VITALE, 2013).

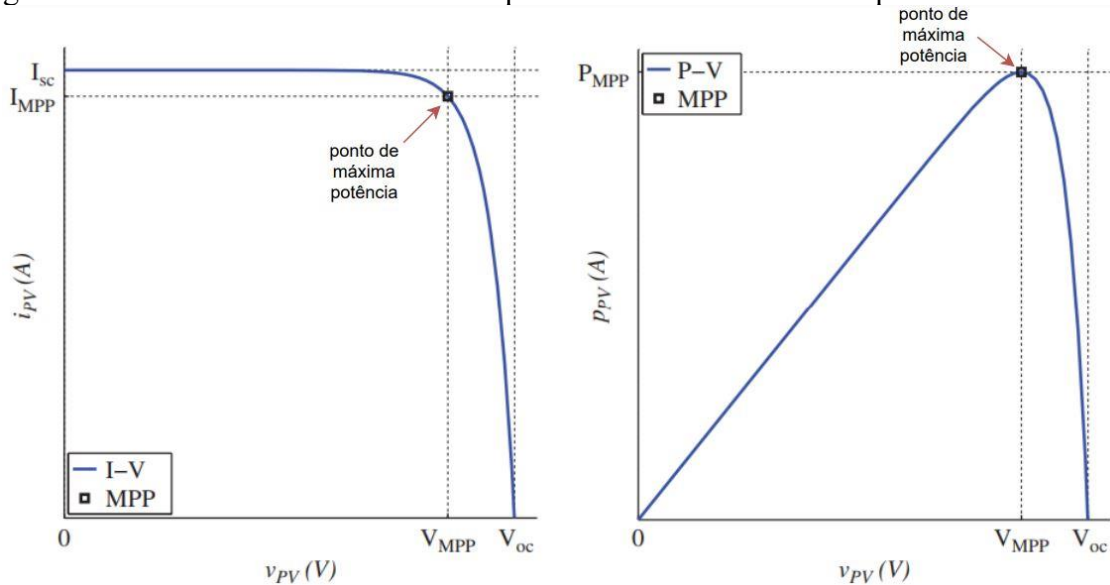
2.1.1 Curvas características do módulo fotovoltaico

As características de saída de dispositivos fotovoltaicos são comumente representadas pelas curvas de corrente *versus* tensão ($I \times V$) e potência *versus* tensão ($P \times V$). A título de exemplo, a Figura 8 apresenta as curvas características de um conjunto fotovoltaico genérico. De modo geral, tais propriedades são apresentadas pelos fabricantes para uma determinada combinação de condições padrões de teste, chamada na literatura de *Standard Test Conditions* (STC).

Nesse contexto, conforme constatado na Figura 8, é possível apontar que um dispositivo fotovoltaico apresenta alta não linearidade. Ainda, outro aspecto de relevância é o fato de suas grandezas serem alteradas pelas condições climáticas a que o módulo fotovoltaico está submetido, em especial, a temperatura e irradiância solar. Assim, a geração de energia por

parte dos sistemas fotovoltaicos apresenta uma grande oscilação ao longo do dia. De maneira simples, pode-se apontar que a variação de temperatura exerce influência mais significativa na tensão, enquanto que a variação da radiação gera um impacto mais relevante na corrente de saída do conjunto de módulos.

Figura 8 – Curvas “corrente x tensão” e “potência x tensão” de um dispositivo fotovoltaico.



Fonte: Adaptado de XIAO, 2017.

Tendo em vista o caráter dinâmico dos dispositivos fotovoltaicos, pode-se observar na Figura 8 a existência de um ponto de operação em que a potência extraída do sistema é máxima, indicado pelo ponto MPP (*Maximum Power Point*). Nesse sentido, é essencial que os conversores utilizados sejam capazes de rastrear a máxima eficiência do conjunto fotovoltaico.

Outros aspectos importantes para a modelagem matemática de dispositivos fotovoltaicos são a corrente de curto circuito (I_{sc}) e a tensão de circuito aberto (V_{oc}), indicados pelos pontos $(0, I_{sc})$ e $(V_{oc}, 0)$, respectivamente, na curva $I \times V$ da Figura 8. Assim, tais grandezas são parâmetros medidos nas STC e indicadas pelo fabricante. De forma simples, a corrente de curto-circuito é aquela medida quando os terminais do gerador fotovoltaico estão curto circuitados, enquanto que a tensão de circuito aberto é aquela medida quando não há circulação de corrente. Para ambos os casos, a potência de saída é nula.

2.1.2 Modelagem do gerador fotovoltaico

A obtenção de equações matemáticas e modelos eficientes para a simulação da curva não linear de tensão e corrente que os dispositivos fotovoltaicos apresentam, é essencial para a

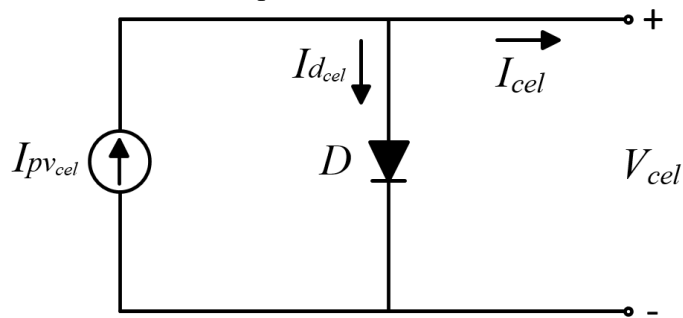
realização de estudos com conversores que englobem estes equipamentos. Além disso, com base na equação da curva característica, há também a possibilidade de obtenção de modelos lineares em torno de um ponto de operação, apresentando grande valia no desenvolvimento de modelos lineares de pequenos sinais em aplicações de conversores eletrônicos para sistemas fotovoltaicos (VILLALVA, 2010).

Com base nisso, salienta-se ao fato de, neste tópico, serem expostos os modelos equivalentes e equações envolvidas no âmbito de células fotovoltaicas ideal e real. Tais modelos são baseados no uso de um simples diodo. Ainda, são apresentadas as considerações que circundam a simulação do gerador fotovoltaico desenvolvido neste trabalho.

2.1.2.1 Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica ideal

A Figura 9 apresenta o circuito elétrico equivalente de uma célula ideal, composto, basicamente de uma fonte de corrente e um diodo semiconductor.

Figura 9 – Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica ideal.



Fonte: O autor.

Do ponto de vista de análise de circuitos elétricos, segundo a lei de Kirchhoff das correntes, a equação matemática que descreve o comportamento $I \times V$ de uma célula fotovoltaica ideal é expressa pela equação (2.1), cuja demonstração (e das equações subsequentes) é apresentada em DI PIAZZA e VITALE (2013).

$$I_{cel} = I_{pv_{cel}} - I_{d_{cel}}, \quad (2.1)$$

em que $I_{pv_{cel}}$ é a corrente gerada pela incidência de luz sobre a célula, linearmente dependente da radiação solar, e $I_{d_{cel}}$ é a equação do diodo de Shockley, dada por :

$$I_{d_{cel}} = I_s \left[\exp\left(\frac{qV_{cel}}{A_q kT}\right) - 1 \right], \quad (2.2)$$

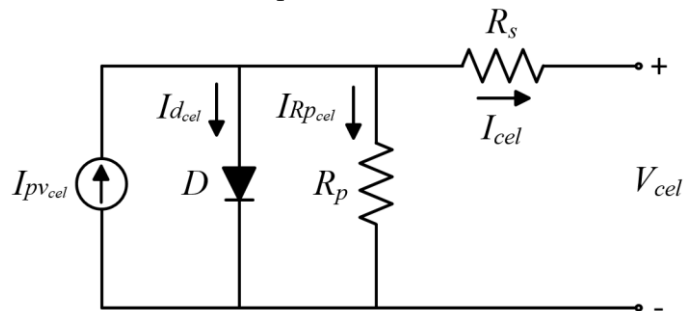
em que:

I_{cel}	→	Corrente de saída de uma célula fotovoltaica
$I_{pv_{cel}}$	→	Corrente gerada pela incidência de luz em uma célula fotovoltaica
$I_{d_{cel}}$	→	Corrente no diodo
I_s	→	Corrente de saturação reversa do diodo
q	→	Carga elementar do elétron [$1,602176 \times 10^{-19} \text{ C}$]
V_{cel}	→	Tensão de saída de uma célula fotovoltaica
A_q	→	Fator de idealidade do diodo
k	→	Constante de Boltzman [$1,380648 \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$]
T	→	Temperatura da célula fotovoltaica

2.1.2.2 Circuito equivalente de uma célula fotovoltaica real

Na operação de uma célula fotovoltaica prática, alguns fenômenos indesejados ocorrem, implicando em desvios na sua resposta. Até o momento, a maioria desses efeitos não foram representados, de modo que a célula fotovoltaica foi apresentada como ideal. Assim, para uma representação mais fidedigna, tais não idealidades devem ser levadas em consideração. De antemão, a Figura 10 apresenta o circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica real.

Figura 10 – Circuito elétrico equivalente de uma célula fotovoltaica real.



Fonte: O autor.

Conforme observado na Figura 10, duas resistências são inseridas no modelo, com o intuito de emular o comportamento das não idealidades. Nesse sentido, a resistência série R_s é inserida ao circuito com a finalidade de modelar as perdas devido às quedas de tensão do dispositivo. Já a resistência em paralelo (*shunt*) R_p objetiva representar as correntes de dispersão da junção p-n (DI PIAZZA e VITALE, 2013).

Nesse contexto, tendo em vista o acréscimo de elementos ao circuito elétrico, a equação que passa a descrever o comportamento é dada por (2.3).

$$I_{cel} = I_{pv_{cel}} - I_s \left[\exp \left(\frac{V_{cel} + I_{cel} R_s}{V_T A_q} \right) - 1 \right] - \frac{V_{cel} + I_{cel} R_s}{R_p}, \quad (2.3)$$

em que V_T é a tensão térmica do diodo, descrita por (2.4).

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (2.4)$$

Por sua vez, sabendo que a célula fotovoltaica é a estrutura elementar de um sistema, observa-se que, para obter uma unidade de geração fotovoltaica, um conjunto de ligações série e/ou paralela devem ser efetuadas. Desse modo, considerando um dispositivo fotovoltaico composto por N_p células em paralelo e N_s células em série, aponta-se a equação (2.5) como responsável por descrever o comportamento resultante, em que as relações apresentadas por (2.6) são válidas.

$$I = I_{pv} - I_0 \left[\exp \left(\frac{V + IR_{s_{eq}}}{V_T A_q} \right) - 1 \right] - \frac{V + IR_{s_{eq}}}{R_{p_{eq}}} \quad (2.5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I = N_p I_{cel} \\ I_{pv} = N_p I_{pv_{cel}} \\ I_0 = N_p I_s \\ V = N_s V_{cel} \\ R_{s_{eq}} = (N_s / N_p) R_s \\ R_{p_{eq}} = (N_s / N_p) R_p \end{array} \right. \quad (2.6)$$

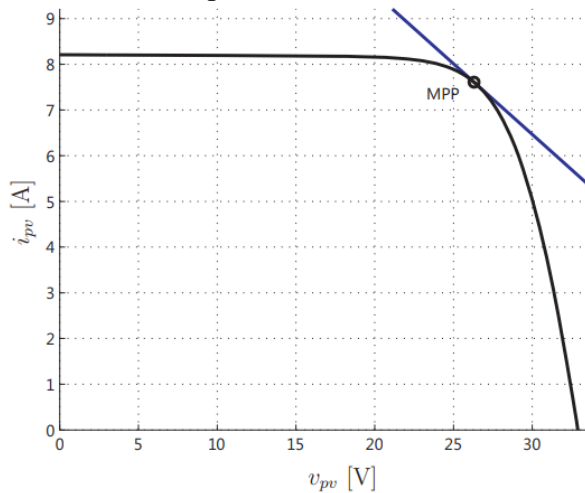
Em (2.5) as grandezas correspondem a:

- I → Corrente de saída do dispositivo fotovoltaico
- I_{pv} → Corrente gerada pela incidência de luz em um dispositivo fotovoltaico
- I_0 → Corrente de saturação reversa da associação de um conjunto de diodos
- V → Tensão de saída do dispositivo fotovoltaico
- $R_{s_{eq}}$ → Resistência série equivalente da associação de células fotovoltaicas
- $R_{p_{eq}}$ → Resistência paralelo equivalente da associação de células fotovoltaicas

2.1.2.3 Linearização do dispositivo fotovoltaico

Como constatado, os modelos que descrevem o comportamento de sistemas fotovoltaicos são não lineares. Assim, para que o estudo do funcionamento de uma topologia composta por conversor, sistema de controle e dispositivo fotovoltaico seja simplificado, se faz necessária a obtenção de um modelo linear. Para isso, tendo como base a premissa de que o dispositivo deverá operar próximo de sua potência nominal, escolhe-se este ponto, pertencente à curva $I \times V$, como referência para a linearização (VILLAVA, 2010). A Figura 11 apresenta a curva i_{pv} x v_{pv} em torno do ponto de máxima potência (MPP). Assim, na equação (2.5), convenientemente substituindo as variáveis I e V por i_{pv} e v_{pv} , respectivamente, obtém-se a equação (2.7).

Figura 11 – Representação da reta tangente em torno do ponto de máxima potência (MPP) de um dispositivo fotovoltaico.



Fonte: VILLALVA, 2010.

$$i_{pv} = I_{pv} - I_0 \left[\exp\left(\frac{v_{pv} + i_{pv}R_{seq}}{V_T A_q}\right) - 1 \right] - \frac{v_{pv} + i_{pv}R_{seq}}{R_{peq}} \quad (2.7)$$

A partir da Figura 11 e pela análise de (2.7), constata-se que a equação da reta tangente ao ponto de máxima potência, analisado em um determinado ponto (V, I) é dado por (2.8).

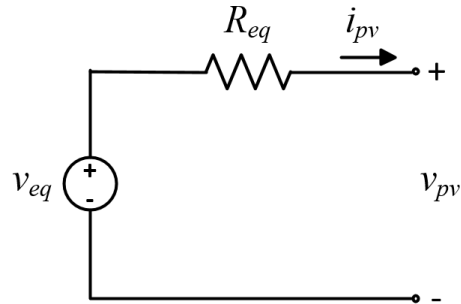
$$g(V, I) = -\frac{I_0}{V_T A_q} \exp\left(\frac{V + IR_{seq}}{V_T A_q}\right) - \frac{1}{R_{peq}} \quad (2.8)$$

Por sua vez, expõe-se que o modelo linear representado pela reta tangente no ponto (V, I) da curva i_{pv} x v_{pv} é dado por (2.9).

$$i_{pv} = (-gV + I) + gv_{pv} \quad (2.9)$$

A partir de (2.9) pode-se obter o circuito elétrico linearizado para o dispositivo fotovoltaico, conforme exposto pela Figura 12. Aqui, os parâmetros R_{eq} e v_{eq} são determinados de acordo com a equação (2.10).

Figura 12 – Circuito elétrico linearizado do dispositivo fotovoltaico.



$$\begin{cases} R_{eq} = -\frac{1}{g} \\ v_{eq} = V - \frac{I}{g} \end{cases} \quad (2.10)$$

Uma vez obtido o modelo linear, é importante ressaltar que o mesmo é válido no ponto linearizado, tendo um desempenho satisfatório para análises de pequenos sinais no seu entorno (VILLALVA, 2010).

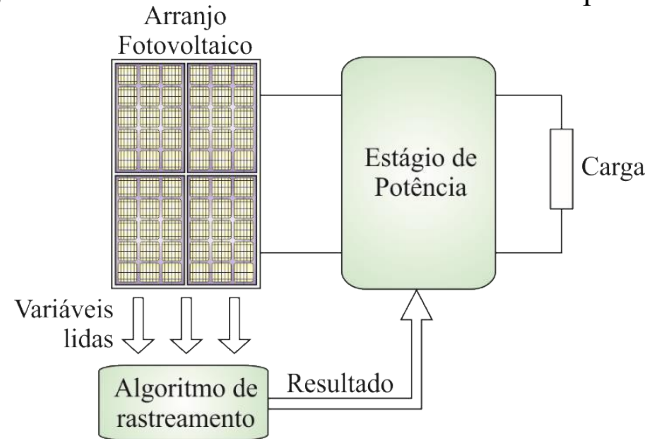
2.1.3 Algoritmos de rastreamento

Tendo em vista o fato de que a tensão e corrente de saída em um dispositivo fotovoltaico oscilam, majoritariamente, com a temperatura ambiente e a irradiância solar, torna-se praticamente impossível garantir a operação do sistema em um ponto específico sem a utilização de algum método ativo de busca dinâmica. Assim, o ponto de operação desejado é aquele em que a potência entregue pelo sistema fotovoltaico é otimizada, de modo que seja fornecida a máxima potência possível (COELHO et al., 2011).

Dessa forma, de maneira simples, o propósito de um sistema de rastreamento de máxima potência (MPPT) é o de manter um módulo (ou arranjo) fotovoltaico operando em um ponto específico da sua curva $I \times V$, de modo que a potência máxima disponível seja extraída, para as condições de temperatura e irradiância em cada instante. Nesse sentido, pode-se apontar que um sistema de rastreamento é constituído basicamente de duas partes: um algoritmo que

recebe os dados do dispositivo fotovoltaico (como tensão, corrente, temperatura, etc.), executa os cálculos e determina o melhor ponto de operação; e um estágio de potência, responsável por garantir que o dispositivo fotovoltaico opere no ponto definido pelo algoritmo (COELHO et al., 2011). A Figura 13 apresenta um sistema típico de rastreamento de máxima potência.

Figura 13 – Sistema de rastreamento de máxima potência.



Fonte: COELHO et al., 2011.

Outro ponto que pode ser observado na Figura 13 é o fato de o estágio de potência estar localizado entre o dispositivo fotovoltaico e a carga, de modo que toda a potência gerada pelo sistema fotovoltaico é processada. De maneira prática, o estágio de potência é constituído de um conversor CC-CC.

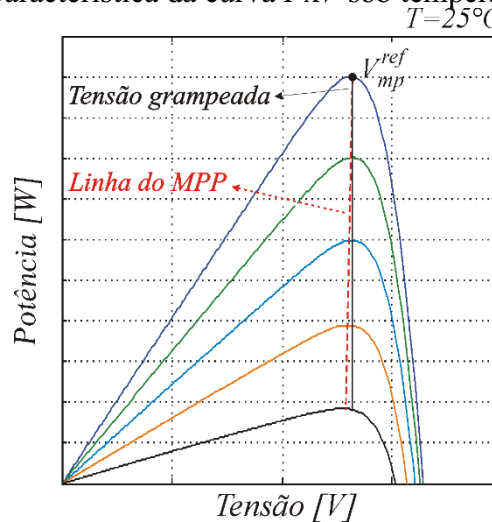
Nesse contexto, este tópico propõe-se a fazer uma revisão acerca de alguns dos principais algoritmos de rastreamento apresentados pela literatura, enfatizando o método de perturba & observa, o qual será considerado no escopo deste trabalho. Por sua vez, o estágio de potência, referente ao projeto do conversor CC-CC, é abrangido de forma mais detalhada no capítulo 3.

2.1.3.1 Método da Tensão Constante (*Constant Voltage – CV*)

O método da Tensão Constante consiste, basicamente, em manter o conjunto fotovoltaico com uma tensão nos seus terminais constante, com base em uma tensão de referência, que, conforme a curva $P \times V$, corresponde ao ponto de máxima potência (MPP). Nesse sentido, partindo do monitoramento da tensão terminal do dispositivo fotovoltaico, utiliza-se o conversor CC-CC como meio para a regulação da sua tensão, atualizando o valor do ciclo de trabalho (*Duty Cycle*) e implicando na imposição da tensão de operação (COELHO et al., 2011).

Assim, o método é baseado no princípio de que, para uma temperatura constante, o ponto de máxima potência se desloca apenas no sentido horizontal (Figura 14), de modo que, para qualquer valor de irradiância, a tensão que garante a máxima potência é praticamente constante, estando dentro de uma estreita faixa.

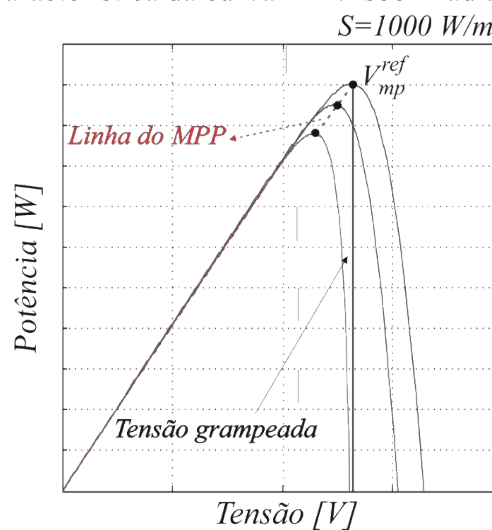
Figura 14 – Característica da curva $P \times V$ sob temperatura constante.



Fonte: COELHO, 2008.

Por outro lado, embora seja um método de fácil implementação, visto que há a necessidade de sensoriamento apenas da tensão de saída do dispositivo fotovoltaico, sua falha consiste no fato de que variações de temperatura são omitidas da análise. Ou seja, o método é eficaz apenas se a temperatura não varia, tomando como referência aquela com a qual a tensão de grampeamento foi ajustada. De outro modo, caso haja uma elevação ou redução da temperatura, a tensão para qual o módulo disponibiliza a máxima potência será alterada, ocasionando no não rastreamento deste ponto, tendo em vista o fato de a tensão ter sido grampeada (COELHO, 2008). A título de exemplo, a Figura 15 apresenta a curva $P \times V$ de um dispositivo fotovoltaico quando a radiação é mantida constante e a temperatura sofre variações. Nesse caso, é observado o fato de a linha do MPP e a linha referente à tensão grampeada não estarem sobrepostas, indicando um descasamento no ponto de operação do sistema, de modo que a máxima potência não é extraída.

Figura 15 – Característica da curva $P \times V$ sob irradiância constante.



Fonte: COELHO, 2008.

2.1.3.2 Método da Tensão de Circuito Aberto (Open Voltage – OV)

O método da Tensão de Circuito Aberto é sustentado pela ideia de fixar a tensão do dispositivo fotovoltaico em um certo valor, calculado a partir da tensão de circuito aberto medida (V_{oc}). Assim, tal método é baseado na observação da existência de uma relação entre a tensão circuito aberto e a tensão de máxima potência de um dispositivo fotovoltaico, válida para uma ampla faixa de irradiância e temperatura, cuja expressão é apresentada em (2.11).

$$V_{pv(MPP)}(S, T) = k_v V_{pv(oc)}(S, T) \quad (2.11)$$

Em (2.11), k_v é a constante de proporcionalidade entre a tensão de máxima potência e a tensão de circuito aberto, cujo valor depende das características do dispositivo fotovoltaico. Em geral, de acordo com a literatura o valor de k_v é arbitrado com valores entre 0,65 e 0,80 (COELHO, 2008). De outra forma, para a especificação do valor correto, deve-se realizar uma análise empírica, o que torna o método pouco geral (VILLALVA, 2010).

Como ponto de destaque, é possível apontar a necessidade de inserção de um interruptor na saída do dispositivo fotovoltaico, para que a medição da tensão de circuito aberto (V_{pv}) seja implementada. Como consequência, atenta-se ao fato de, durante a medição da tensão de circuito aberto, a corrente de saída no conjunto fotovoltaico ser nula ($I_{pv} = 0$), acarretando em potência nula sendo entregue à carga e na redução da eficiência de rastreamento.

2.1.3.3 Método da Corrente de Curto Circuito (*Short Current – SC*)

De modo análogo ao da tensão de circuito aberto, o método da Corrente de Curto Circuito visa estabelecer o ponto ótimo de operação em função da corrente de curto circuito (VILLALVA, 2010). Assim, aponta-se ao fato de, neste método, o ponto de máxima potência ser obtido medindo-se a corrente de operação do conversor e a corrente de curto circuito do dispositivo fotovoltaico. De fato, pode-se apontar a proporcionalidade entre a corrente ótima de operação e a corrente de curto circuito para uma faixa considerável de irradiância e temperatura, cuja relação é apresentada pela equação (2.12).

$$I_{pv(MPP)} = k_i I_{pv(SC)} \quad (2.12)$$

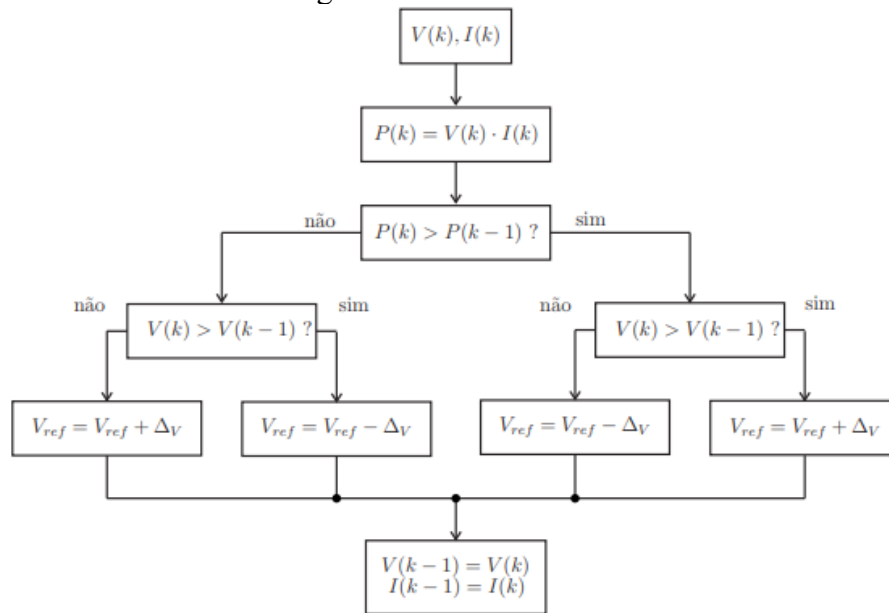
Em (2.12), a constante de proporcionalidade k_i se mantém estática para uma faixa de temperatura entre 0° e 60° C, sob a superfície do módulo (COELHO et al., 2011). Desse modo, a relação entre a corrente de máxima potência e a corrente de curto-circuito é aproximadamente linear, diferente do encontrado na relação entre a tensão de máxima potência e a tensão de circuito aberto, embora normalmente isso seja tomado como verdadeiro (VILLALVA, 2010).

Outro ponto que pode ser enfatizado nesta técnica é a necessidade da introdução de interruptor em paralelo na saída do dispositivo fotovoltaico, com o intuito de mensurar a corrente de curto circuito ($I_{pv(SC)}$). Em virtude disso, a ocorrência do curto-circuito implica na obtenção de uma tensão de saída nula ($V_{pv} = 0$) no dispositivo fotovoltaico, resultando na não transferência de potência à carga e, conseqüentemente, na redução da eficiência de rastreamento (COELHO et al., 2011).

2.1.3.4 Perturba & Observa (*P&O*)

O método Perturba & Observa (P&O) se trata de uma técnica de simples implementação para a extração da máxima potência de um conjunto fotovoltaico, além de apresentar um desempenho satisfatório. Nesse sentido, a estratégia consiste em perturbar uma variável e observar o seu comportamento. A Figura 16 apresenta o algoritmo que implementa o método P&O.

Figura 16 – Método P&O.



Fonte: VILLALVA, 2010.

Conforme constatado no algoritmo da Figura 16, o método consiste em realizar incrementos e decrementos na tensão de referência do dispositivo fotovoltaico e observar o reflexo disto na potência de saída. Para isso, faz-se a leitura dos valores instantâneos da tensão e corrente no instante k e calcula-se a potência do conjunto fotovoltaico. Em seguida, compara-se com a potência no instante anterior $k - 1$ e realiza-se a modificação da tensão de referência no sentido de aumento da potência. Uma vez atingida a máxima potência do dispositivo fotovoltaico, atenta-se ao fato de, na atualização seguinte, a perturbação ser dada no sentido contrário ao de potência otimizada. Logo, a partir de então, haverá uma oscilação em torno do ponto de operação de máxima potência.

A escolha pela utilização deste método no estudo deste trabalho é justificada pela simplicidade, pelo bom desempenho e pela facilidade de implementação em sistemas de baixo custo (VILLALVA, 2010).

Por outro lado, devem-se considerar alguns aspectos na definição do passo de tensão a ser utilizado. Desse modo, aponta-se ao fato de um maior incremento de tensão implicar na obtenção do ponto de máxima potência de forma mais rápida, porém acarretando em uma maior oscilação em torno do ponto ótimo. No sentido contrário, quando considerado um menor passo de perturbação na tensão, o sistema terá uma resposta mais lenta, contudo, uma vez atingido o regime permanente, terá uma menor oscilação na tensão do módulo em torno do ponto de máxima potência (COELHO et al., 2011).

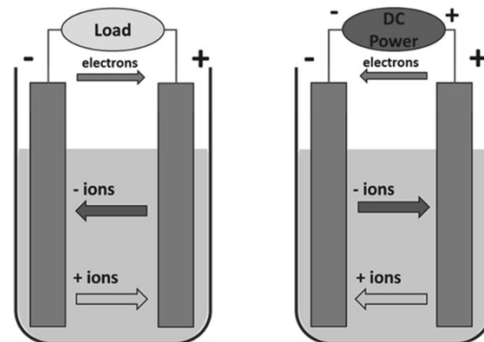
2.2 BANCO DE BATERIAS

Uma bateria é definida como sendo um dispositivo de armazenamento de energia capaz de converter energia química em energia elétrica. Em termos de classificação, as baterias são segmentadas em primárias e secundárias, sendo a principal diferença a capacidade de serem recarregadas. Nesse sentido, as baterias primárias são aquelas que apenas podem ser descarregadas. Por sua vez, as secundárias têm a capacidade de serem descarregadas e carregadas, ou, em outras palavras, as reações dos eletrodos apresentam reversibilidade (GAUR et al., 2022). Em aspectos construtivos, os principais componentes de baterias são os eletrodos (ânodo e cátodo), o eletrólito e um circuito externo. Nesse sentido, atenta-se ao fato dos eletrodos e o eletrólito poderem ser formados tanto a partir de materiais sólidos quanto líquidos.

Durante o processo de descarga, o ânodo é responsável por fornecer íons positivos (cátions) ao eletrólito, oxidando-se e carregando-se de elétrons. Ao mesmo tempo, o cátodo recebe os elétrons por meio do circuito externo (neste caso, uma carga) e é reduzido. Além disso, realiza a troca de íons positivos por íons negativos (ânions) com o eletrólito. Neste processo, a energia entregue ao circuito externo na forma de corrente elétrica, e ao entorno imediato na forma de calor, é a diferença entre o somatório das energias de começo (associado à redução do ânodo e oxidação do cátodo) e final (associado à oxidação do ânodo e redução do cátodo) das reações da bateria (KOMARNICKI et al., 2017).

No sentido oposto, durante a recarga, os elétrons se movem do cátodo para o ânodo através do circuito externo (neste caso, uma fonte de alimentação). Os íons positivos se deslocam do cátodo para o ânodo por meio do eletrólito, enquanto os íons negativos se movem do ânodo para o cátodo, também através do eletrólito (KOMARNICKI et al., 2017). A Figura 17 ilustra o fluxo de elétrons e íons nos processos de descarga e recarga que ocorrem em uma bateria.

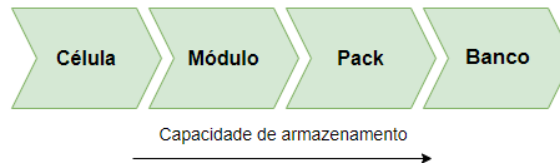
Figura 17 – Fluxo de elétrons e íons durante a descarga (esquerda) e a recarga (direita) de uma bateria.



Fonte: KOMARNICKI, 2017.

A representação da Figura 17 visa expor as reações químicas que ocorrem na estrutura elementar de uma bateria: a célula. De forma análoga aos dispositivos fotovoltaicos, a célula de uma bateria representa a unidade básica eletroquímica que origina um módulo, e suas estruturas seguintes, *pack* e banco (Figura 18), implicando em maior capacidade de armazenamento à medida que as estruturas vão sendo associadas.

Figura 18 – Formação de sistemas de armazenamento por baterias da célula ao banco.



Fonte: O autor.

2.2.1 Tecnologias de baterias

Devido à necessidade de armazenamento de energia em massa em sistemas isolados, o entendimento a respeito das diferentes tecnologias de baterias se coloca como um ponto essencial para a escolha da mais adequada para a aplicação desejada. Em termos comuns, aponta-se que todas as baterias apresentam um ciclo de vida limitado, cuja duração depende do tipo de bateria, das condições de carga e descarga, da temperatura e outras condições de uso.

Nesse contexto, destaca-se que as baterias recarregáveis comuns são baseadas em chumbo, níquel ou lítio ou (XIAO, 2017). Tendo em vista as diferentes tecnologias de baterias, os tópicos seguintes se propõem a realizar uma revisão acerca dos principais tipos, abordando suas características e aplicações.

2.2.1.1 Baterias à base de chumbo

As baterias à base de chumbo representam o tipo de bateria mais antigo em uso. Apesar de apresentar um desempenho relativamente baixo em termos de densidade de energia, essa tecnologia se coloca com relevância em termos de energia acumulada entregue em todas as aplicações (XIAO, 2017). Nesse contexto, além de se tratar de uma tecnologia madura e bem entendida, as baterias à base de chumbo são de baixo custo e confiáveis, motivos pelos quais as tornam amplamente utilizadas em veículos e como fonte armazenamento de *backup* (PETROVIC, 2021). Ainda, atenta-se ao fato de esta tecnologia, comumente, receber o nome de baterias de chumbo-ácido, ou, do inglês, *lead-acid battery* (LAB), em virtude da utilização de ácido sulfúrico como eletrólito e do chumbo como eletrodos.

Tendo isso em vista, destaca-se que as baterias de chumbo-ácido apresentam uma das maiores tensões de saída, considerando células baseadas em eletrólitos aquosos, atingindo cerca de 2 V. Assim, os módulos de uma bateria apresentam, tipicamente, 12 V ou 6 V, construídos a partir da integração de células de chumbo-ácido (PETROVIC, 2021). Já em termos de capacidade, as LABs podem ser encontradas desde 1 Ah até alguns milhares de Ah. Além disso, apresentam eficiência elétrica de carga e descarga de aproximadamente 70 %. Com base nisso, tendo em vista a robustez, o desempenho previsível, simplicidade de produção, necessidade de pouca manutenção e baixo custo, as baterias a base de chumbo são um dos sistemas de baterias mais utilizados (PETROVIC, 2021).

Contudo, baterias de chumbo-ácido são caracterizadas por dispor de um desempenho inferior quando comparadas a outras tecnologias secundárias nos quesitos de energia específica (atingindo cerca de 30 Wh/kg), ciclo de vida e performance de temperatura. Outra limitação operacional deste tipo de bateria é o fato de que a tensão das células deve ser mantida sempre acima de um certo valor de corte, a fim de evitar a sulfatação das placas e, conseqüentemente, danos à bateria (PETROVIC, 2021).

No tocante ao ciclo de vida, esta tecnologia se caracteriza por apresentar entre 50 e 500 ciclos de descarga completos. Nesse sentido, maiores ciclos de vida são obtidos quando a bateria opera com descargas de menor profundidade, indicando que sua utilização é adequada em aplicações de *stand-by* que requerem descargas mais profundas eventuais.

2.2.1.2 Baterias à base de níquel

Baterias que utilizam eletrodos negativos de níquel são comumente chamadas de baterias de níquel. Nesta tecnologia, encontram-se as baterias de níquel-hidreto metálico (Ni-

MH) e as de níquel-cádmio (NiCd), sendo esta segunda a mais disseminada. Nesse sentido, as baterias de níquel-cádmio apresentam características interessantes, porém, frequentemente, são negligenciadas em virtude da falta de conhecimento a respeito de suas propriedades (PETROVIC, 2021).

Estas baterias apresentam um ciclo de vida elevado (tipicamente acima de 1000 ciclos completos), densidade de energia mais elevada do que baterias de chumbo-ácido, baixa resistência interna, alta densidade de potência, bom desempenho em baixas temperaturas, vida útil prolongada e recarga rápida (PETROVIC, 2021). Com base nisso, sua aplicação apresenta relevância nas indústrias espacial e aeronáutica (XIAO, 2017).

Em aspectos construtivos, as baterias de níquel-cádmio utilizam óxido de níquel como cátodo, um composto de níquel como ânodo e uma solução de hidróxido de potássio como eletrólito. Por sua vez, a tensão de saída da célula é de aproximadamente 1,2 V (XIAO, 2017).

Por outro lado, as baterias de níquel apresentam menor densidade de energia quando comparada as tecnologias mais recentes de baterias à base de lítio. Ademais, baterias à base de níquel apresentam o fenômeno de efeito-memória, fazendo com que a bateria tenda a ter um comportamento semelhante ao ciclo anterior. Assim, uma recarga/descarga mais profunda, recorrentemente se faz necessária. Outros inconvenientes desta tecnologia é o fato de apresentar auto descarga mais acentuada do que em baterias à base de lítio, por exemplo, baixo desempenho em altas temperaturas e processo de recarga complexo (XIAO, 2017).

2.2.1.3 Baterias à base de lítio

As baterias à base de lítio representam a tecnologia que mais tem crescido em termos de capacidade instalada e cujos esforços em aprimoramentos concentram grande atenção. Tais aspectos se devem devidos às características relevantes desta tecnologia, como alta densidade de energia por unidade de volume e de massa (PETROVIC, 2021).

Existem quatro tipos de baterias a base de lítio: lítio metálico, íons de lítio, polímero de lítio e lítio a base de eletrólito sólido. Os dois primeiros tipos são baseados na natureza do material ativo do ânodo, enquanto os outros dois tipos envolvem a substituição do eletrólito líquido por sólido. A bateria mais disseminada é a de íons de lítio com a utilização de eletrólito líquido (Li-íon) (PETROVIC, 2021).

Dentre as diferentes possibilidades de baterias de Li-íon, destaca-se que a utilização de diferentes materiais para o cátodo implica em características de desempenho distintas em termos de capacidade, taxa de potência, ciclo de vida e outros parâmetros. Em geral, alguns

materiais apresentam desempenho superior em algum ou mais atributos, como energia específica, enquanto outros materiais demonstram melhores resultados em outras características, como ciclo de vida.

De modo geral, as baterias de íons de lítio, quando comparadas com outras tecnologias convencionais, apresentam alta energia específica, elevada tensão nominal, alta densidade de potência e reduzida taxa de auto descarga. À vista disso, aponta-se que a sua energia específica atinge cerca de 200 Wh/kg, enquanto que a eficiência de armazenamento de energia excede os 90 %. Por sua vez, o ciclo de vida das baterias de Li-íon, tipicamente está por volta de 3000 ciclos, podendo chegar a mais de 5000 ciclos no caso de recargas e descargas de menor profundidade (XIAO, 2017).

Entretanto, assim como qualquer outra tecnologia, as baterias de íons de lítio apresentam algumas limitações, como a necessidade de circuitos especiais de proteção durante a recarga e descarga. Na ausência destes circuitos para a limitação de tensão e corrente dentro de uma faixa de valores seguros, a bateria seria rapidamente degradada e poderia levar a condições catastróficas e perigosas (XIAO, 2017). Nesse sentido, destaca-se o papel fundamental de um sistema de gerenciamento, *Battery Management System* (BMS), para este tipo de bateria, visando uma operação segura por meio de controle e monitoramento. Outro aspecto a ser destacado é o elevado custo das baterias pertencentes a esta tecnologia, embora uma significativa tendência de redução seja observada e projetada, como exposto anteriormente.

De forma resumida, as baterias à base de lítio não são uma tecnologia totalmente madura. Os produtos químicos utilizados nestas baterias estão em constante mudança, pondo em pauta a disponibilidade destes recursos, bem como os seus impactos ambientais (PETROVIC, 2021). Em termos de aplicações, as baterias de li-íon geralmente são utilizadas na integração de fontes de energia renováveis, em microrredes, no aperfeiçoamento de qualidade de energia, entre outras (XIAO, 2017).

2.2.1.4 Comparativo das tecnologias

Entendidas as particularidades das principais tecnologias de baterias, é apresentado pela Tabela 1 um comparativo em termos de eficiência, vida útil, manutenção e custo.

Tabela 1 – Comparativo das características das diferentes tecnologias de baterias.

Tecnologia	Eficiência	Vida útil	Manutenção	Custo
Chumbo	🔋 🔋	🕒	🔧 🔧 🔧	💰
Níquel	🔋	🕒 🕒	🔧 🔧	💰 💰
Lítio	🔋 🔋 🔋	🕒 🕒 🕒	🔧	💰 💰 💰

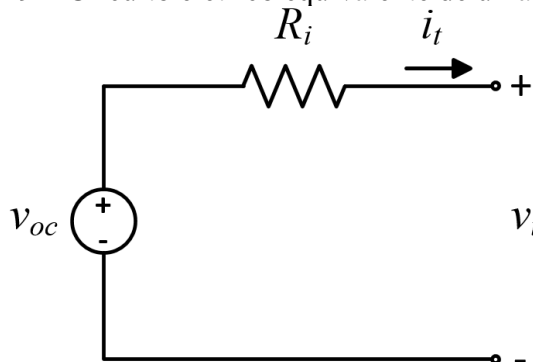
Fonte: Adaptado de COELHO et al., 2022.

2.2.2 Modelagem do banco de baterias

De forma precisa, equações de balanço químico são utilizadas para modelar matematicamente o comportamento de uma bateria, porém, sob a lente da eletricidade, é possível empregar modelos simplificados. Nesse sentido, a maneira mais simples de modelar uma bateria é baseada na consideração de que o seu valor terminal de tensão é constante. Assim, o circuito elétrico consiste de apenas uma fonte de tensão, cujo valor representa tanto o valor da tensão terminal quanto da tensão de circuito aberto.

Por outro lado, em termos práticos, tal fenômeno não acontece, de modo que a tensão terminal e a tensão de circuito aberto apresentam valores distintos, em virtude das quedas ou incrementos de tensão ocasionados pela resistência interna. À vista disso, com o intuito de aprimorar o modelo da bateria é adicionada uma resistência interna em série com a fonte correspondente à tensão de circuito aberto, assim como explicitado pela Figura 19. A equação (2.13), no que lhe diz respeito, explicita o comportamento da tensão terminal (v_t), cujo valor pode ser superior ou inferior à tensão de circuito aberto (v_{oc}), a depender da condição de operação da bateria, se em carga ou descarga, respectivamente. De forma adicional, R_i e i_t , em (2.13), exprimem a resistência interna da bateria e a corrente que flui por seus terminais, respectivamente.

Figura 19 – Circuito elétrico equivalente de uma bateria.



Fonte: O autor.

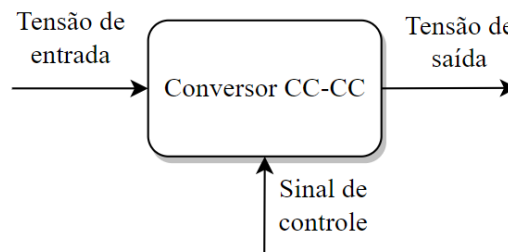
$$v_t = v_{oc} - R_t i_t \quad (2.13)$$

Nesse contexto, tendo em vista que o principal foco deste trabalho consiste em analisar fluxo de potência, e não as particularidades dinâmicas de cada elemento, entende-se que o circuito elétrico equivalente da Figura 19 é suficiente para emular o comportamento desejado.

3 ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Conforme brevemente comentado anteriormente, o estágio de potência é responsável por processar a energia gerada, uma vez que está posicionado entre o dispositivo fotovoltaico e a carga, conforme constatado na Figura 13. Desse modo, atenta-se ao fato de o estágio de potência ser constituído de um conversor CC-CC, cuja finalidade é a de converter um determinado nível de tensão na sua entrada em um nível de tensão superior, inferior ou de polaridade invertida. Para isso, seu funcionamento é baseado no chaveamento de dispositivos semicondutores, que operam como chave aberta ou fechada, de acordo com um sinal de controle. A Figura 20 apresenta a estrutura simplificada de um conversor CC-CC.

Figura 20 – Estrutura básica de um conversor CC-CC.



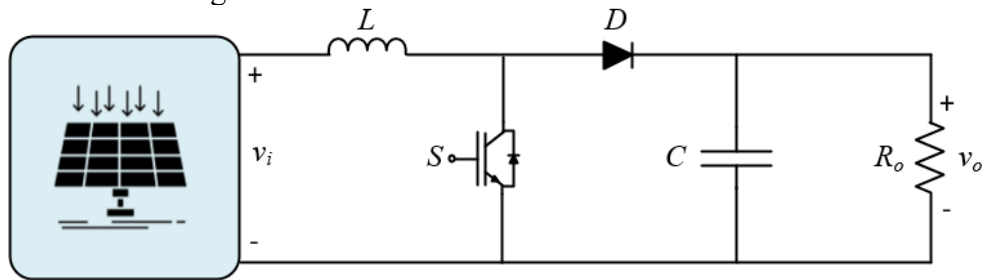
Fonte: O autor.

Tendo isso em vista, sabe-se que, em geral, os módulos fotovoltaicos apresentam saída de tensão em baixos níveis, a exemplo do módulo KC200GT da Kyocera, cuja tensão de máxima potência é de 26,3 V. No sentido oposto, é comum que os barramentos CC sejam em níveis mais elevados de tensão, a fim de, após processamento adequado, se adequar aos níveis de tensão da rede de distribuição. Assim, o emprego de um conversor CC-CC *boost* se apresenta de forma essencial para uma primeira etapa do processamento da energia.

Com base nisso, expõe-se o fato de, neste capítulo, ser dado enfoque para a descrição e modelagem do conversor *boost*, abordando seu circuito elétrico e equações matemáticas.

3.1 CONVERSOR *BOOST*

O conversor *boost* se trata de um dispositivo CC-CC elevador de tensão, cuja finalidade, como o nome sugere, é o de dispor de uma tensão de saída com valor médio superior ao de entrada. Por sua vez, segundo o princípio da conservação de energia, para a corrente ocorre o oposto. A Figura 21 apresenta o circuito elétrico do conversor *boost*. A equação (3.1) apresenta a relação entre tensão de entrada e de saída, e sua dependência do ciclo de trabalho.

Figura 21 – Circuito elétrico do conversor *boost*.

Fonte: O autor.

$$v_o = \frac{v_i}{1-D}, \quad (3.1)$$

em que:

- v_i → Tensão de entrada
- v_o → Tensão de saída
- D → Ciclo de trabalho

Além disso, pela análise da Figura 21, é possível constatar que o conversor *Boost* é um dispositivo chaveado, sendo a abertura e fechamento desse interruptor (baseada em elemento semiconductor) comandada por um circuito de controle.

Também, é possível verificar pela observação da Figura 21 a presença do indutor L na entrada, e do capacitor C na saída do circuito do conversor. Tais elementos são dispostos para reduzir o *ripple* da corrente de entrada e da tensão na carga, respectivamente. Além disso, de modo simples, é possível apontar que, em modo de condução contínua, o circuito possui duas etapas de operação, sendo a primeira delas quando o interruptor se encontra em condução e o diodo bloqueado. Nesse cenário, a fonte é responsável por transferir energia para o indutor, enquanto que a carga é alimentada pelo capacitor. Num segundo momento, a chave é aberta e o diodo entra em condução para permitir um caminho para que a corrente no indutor circule para a carga. Dessa vez, a energia acumulada no indutor na primeira etapa de operação é utilizada para atender a carga.

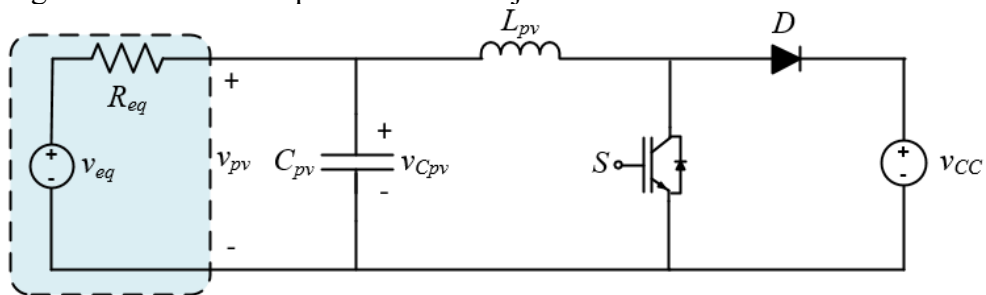
3.1.1 Modelagem do conversor *boost*

A modelagem do conversor *boost* integrado ao sistema fotovoltaico visa obter uma representação matemática do comportamento do sistema como um todo, para que assim seja possível o projeto adequado do controlador para o conversor. Nesse sentido, a modelagem apresentada a seguir é baseada em espaços de estado, considerando o comportamento médio do

conversor para um ciclo de chaveamento completo. Ainda, destaca-se que as considerações do modelo são baseadas nos resultados apresentados por Maksimovic (2000).

Tendo isso em vista, a Figura 22 apresenta o circuito equivalente objeto de estudo. Aqui, uma vez que a tensão do barramento CC de saída é estabelecida por um conversor bidirecional integrado ao sistema de armazenamento por baterias, a ser estudado posteriormente, é possível substituir o capacitor e a resistência de saída por uma fonte de tensão. Além disso, em um primeiro momento, para simplificar a análise e o projeto dos controladores, é considerado um sistema idealizado, sendo os efeitos parasitas dos elementos desconsiderados. A definição das dimensões dos componentes do circuito do conversor *boost* utilizados neste trabalho, por sua vez, é explicitada pelo projeto descrito no APÊNDICE A – Projeto do Conversor *Boost*.

Figura 22 – Circuito equivalente do conjunto fotovoltaico e conversor *boost*.



Fonte: O autor.

Conforme apresentado por Maksimovic (2000), as equações de estado de um sistema podem ser escritas na forma matricial compacta, como exposto pela equação (3.2). Aqui, o vetor de estado x contém as variáveis de estado do sistema, compondo os elementos armazenadores do circuito. Por sua vez, o vetor u abriga as variáveis independentes, dado por fontes de tensão ou corrente. Já o vetor y representa a saída do sistema, cuja variável, ou variáveis, são definidas de acordo com o sinal desejado. Por fim, as matrizes A , B , C e D representam as constantes de proporcionalidade do sistema. Com base nisso, as equações (3.3), (3.4) e (3.5) apresentam as definições dos vetores para o circuito elétrico da Figura 22.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \quad (3.2)$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{L_{pv}} \\ v_{C_{pv}} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$u = \begin{bmatrix} v_{eq} \\ v_{CC} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$y = [v_{pv}] \quad (3.5)$$

Sendo o conversor *boost* um circuito chaveado e operacional em duas etapas distintas, é conveniente encontrar o modelo matemático considerando um comportamento médio e o modo de condução contínua do sistema. Nessas condições, conforme apresentado por Maksimovic (2000), o comportamento do sistema passa a ser descrito pelas equações de estado dadas por (3.6).

$$\begin{aligned} \dot{x} &= [A_1\delta + A_2(1-\delta)]x + [B_1\delta + B_2(1-\delta)]u \\ y &= [C_1\delta + C_2(1-\delta)]x + [D_1\delta + D_2(1-\delta)]u \end{aligned} \quad (3.6)$$

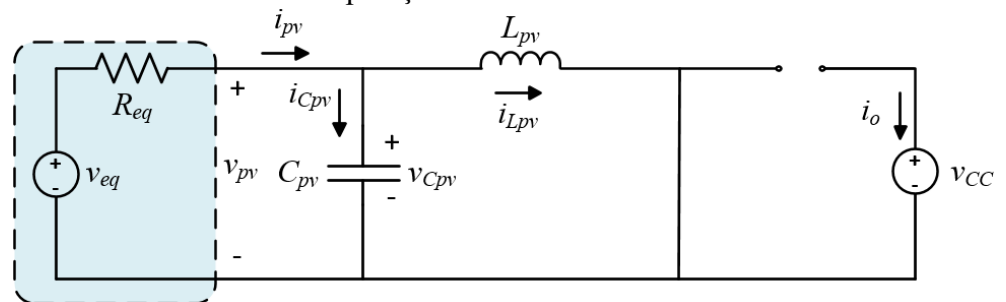
Para evitar conflitos na notificação, o ciclo de trabalho é denominado por \mathcal{D} . Ainda, destaca-se que os índices 1 e 2 das matrizes de proporcionalidade correspondem à primeira (\mathcal{D}) e segunda ($1-\mathcal{D}$) etapa de operação, respectivamente.

Tendo isso em vista, a análise das etapas de operação do conversor *boost* se faz necessária, com o intuito de encontrar as matrizes de proporcionalidade.

3.1.1.1 Primeira etapa de operação

A primeira etapa de operação do conversor *boost* corresponde ao intervalo δT_s , sendo T_s o período de chaveamento. Neste instante, a chave se encontra em condução e o diodo bloqueado, de acordo com o circuito elétrico apresentado pela Figura 23.

Figura 23 – Circuito elétrico equivalente do conversor *boost* para a primeira etapa de operação.



Fonte: O autor.

Uma vez delimitado o circuito equivalente para essa etapa de operação, faz-se a análise nodal e de malhas, com o intuito de equacionar o comportamento do circuito. Desse modo, são encontradas as equações dadas por:

$$i_{pv} = i_{C_{pv}} + i_{L_{pv}} \quad (3.7)$$

$$\frac{v_{eq} - v_{C_{pv}}}{R_{eq}} = C_{pv} \frac{dv_{C_{pv}}}{dt} + i_{L_{pv}} \quad (3.8)$$

$$v_{C_{pv}} = L_{pv} \frac{di_{L_{pv}}}{dt} \quad (3.9)$$

$$v_{pv} = v_{C_{pv}} \quad (3.10)$$

$$i_o = 0 \quad (3.11)$$

Em seguida, com a finalidade determinar as matrizes de proporcionalidade para esta etapa de operação, as equações anteriormente expostas são manipuladas, com o intuito de obter um conjunto de expressões condizentes com (3.2). Com base nisso, chegam-se às equações (3.12), (3.13), e (3.14).

$$\frac{di_{L_{pv}}}{dt} = \frac{1}{L_{pv}} v_{C_{pv}} \quad (3.12)$$

$$\frac{dv_{C_{pv}}}{dt} = -\frac{1}{C_{pv}} i_{L_{pv}} - \frac{1}{R_{eq} C_{pv}} v_{C_{pv}} + \frac{1}{R_{eq} C_{pv}} v_{eq} \quad (3.13)$$

$$v_{pv} = v_{C_{pv}} \quad (3.14)$$

Uma vez adaptadas as expressões, as matrizes de proporcionalidade são obtidas de forma direta, dados por (3.15), (3.16), (3.17) e (3.18).

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_{pv}} \\ -\frac{1}{C_{pv}} & -\frac{1}{R_{eq} C_{pv}} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ R_{eq} C_{pv} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

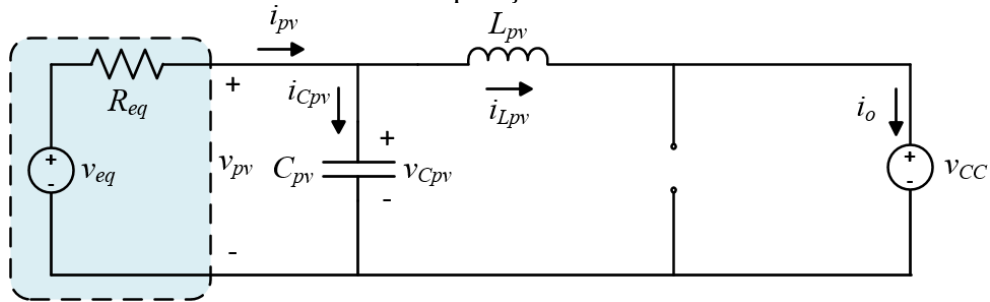
$$C_1 = [0 \quad 1] \quad (3.17)$$

$$D_1 = [0 \quad 0] \quad (3.18)$$

3.1.1.2 Segunda etapa de operação

A segunda etapa de operação do conversor *boost*, por sua vez, diz respeito ao intervalo $(1-\delta)T_s$. Neste intervalo, a chave se encontra aberta e o diodo em condução, conforme o circuito elétrico apresentado pela Figura 24.

Figura 24 – Circuito elétrico equivalente do conversor *boost* para a segunda etapa de operação.



Fonte: O autor.

De forma análoga à primeira etapa, realiza-se a análise do circuito, obtendo-se as equações (3.19), (3.20), (3.21) e (3.22).

$$i_{pv} = i_{C_{pv}} + i_{L_{pv}} \quad (3.19)$$

$$\frac{v_{eq} - v_{C_{pv}}}{R_{eq}} = C_{pv} \frac{dv_{C_{pv}}}{dt} + i_{L_{pv}} \quad (3.20)$$

$$v_{C_{pv}} = L_{pv} \frac{di_{L_{pv}}}{dt} + v_{CC} \quad (3.21)$$

$$v_{pv} = v_{C_{pv}} \quad (3.22)$$

$$i_o = i_{L_{pv}} \quad (3.23)$$

Por sua vez, mediante a manipulação das equações, visando a forma de (3.2), são obtidas as seguintes expressões:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_{pv}} v_{C_{pv}} - \frac{1}{L_{pv}} v_{CC} \quad (3.24)$$

$$\frac{dv_{C_{pv}}}{dt} = -\frac{1}{C_{pv}} i_L - \frac{1}{R_{eq} C_{pv}} v_{C_{pv}} + \frac{1}{R_{eq} C_{pv}} v_{eq} \quad (3.25)$$

$$v_{pv} = v_{C_{pv}} \quad (3.26)$$

Por fim, assim como na primeira etapa, as matrizes de proporcionalidade são extraídas de forma direta das equações anteriores, resultando em (3.27), (3.28), (3.29) e (3.30).

$$A_2 = A_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_{pv}} \\ -\frac{1}{C_{pv}} & -\frac{1}{R_{eq} C_{pv}} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_{pv}} \\ \frac{1}{R_{eq} C_{pv}} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$C_2 = C_1 = [0 \quad 1] \quad (3.29)$$

$$D_2 = D_1 = [0 \quad 0] \quad (3.30)$$

3.1.1.3 Análise do modelo de pequenos sinais

Definidas as matrizes de estado e proporcionais, realiza-se a linearização das equações, de modo a se obter um modelo CA de pequenos sinais. Tal modelo consiste em introduzir pequenas perturbações ao sistema, de maneira que haja uma pequena variação em torno de um ponto médio de operação. Assim, o sistema terá um comportamento dado pela superposição de

um valor médio em regime permanente (CC) e um valor variável em torno de um ponto de operação quiescente (CA). Assim, as variáveis passam a ser descritas por (3.31).

$$\begin{aligned}x &= X + \hat{x} \\u &= U + \hat{u} \\y &= Y + \hat{y} \\\delta &= \Delta + \hat{\delta}\end{aligned}\tag{3.31}$$

Dada a implementação das perturbações, uma reavaliação da equação (3.6) se faz necessária. Nesse sentido, com o intuito de simplificar a expressão, considera-se que o produto de pequenas perturbações é desprezível. Com base nisso, as equações de estado do sistema são descritas por (3.32).

$$\begin{aligned}\hat{x} &= A\hat{x} + B\hat{u} + E\hat{\delta} + AX + BU \\Y + \hat{y} &= C\hat{x} + D\hat{u} + F\hat{\delta} + CX + DU\end{aligned}\tag{3.32}$$

Em (3.32), A, B, C, D, E e F são definidos por (3.33).

$$\begin{aligned}A &= A_1\delta + A_2(1-\delta) \\B &= B_1\delta + B_2(1-\delta) \\C &= C_1\delta + C_2(1-\delta) \\D &= D_1\delta + D_2(1-\delta) \\E &= (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U \\F &= (C_1 - C_2)X + (D_1 - D_2)U\end{aligned}\tag{3.33}$$

Por sua vez, o comportamento do circuito em regime permanente pode ser obtido da equação (3.32), fazendo-se nulos os termos variáveis no tempo e as perturbações, resultando em (3.34).

$$\begin{aligned}0 &= AX + BU \\X &= -A^{-1}BU \\Y &= CX + DU\end{aligned}\tag{3.34}$$

Novamente, reavaliando a equação (3.32) segundo o modelo de pequenos sinais, levando (3.34) em consideração e o fato de que $C_1 = C_2$ e $D_1 = D_2$, implicando que $F = 0$, tem-se a expressão (3.35).

$$\begin{aligned}\hat{\dot{x}} &= A\hat{x} + B\hat{u} + E\hat{\delta} \\ \hat{y} &= C\hat{x} + D\hat{u}\end{aligned}\quad (3.35)$$

Por sua vez, tendo em vista o fato de que as tensões v_{eq} e v_{CC} apresentam variações praticamente insignificantes, dada a grande inércia proporcionada pelos capacitores de saída do dispositivo fotovoltaico e do barramento CC, respectivamente, pode-se assumir $\hat{u} = 0$. Em seguida, aplica-se a transformada de Laplace para \hat{x} em (3.35), obtendo-se as equações (3.36) e (3.37).

$$s\hat{x}(s) = A\hat{x}(s) + E\hat{\delta}(s) \quad (3.36)$$

$$\hat{x}(s) = [sI - A]^{-1} E\hat{\delta}(s) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{pv}}(s) \\ \hat{v}_{C_{pv}}(s) \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Com base nisso, a função de transferência $\hat{v}_{C_{pv}}(s)/\hat{\delta}(s)$ é facilmente obtida, bastando realizar apenas as operações matriciais apresentadas em (3.37). Em seguida, para obter a planta para a tensão de saída do gerador fotovoltaico, dada por $\hat{v}_{pv}(s)/\hat{\delta}(s)$, que é o foco deste equacionamento, observa-se a relação de igualdade entre $\hat{v}_{pv}(s)$ e $\hat{v}_{C_{pv}}(s)$, dada pela equação (3.14). Desse modo, é obtida a expressão (3.38), que representa o comportamento da planta de tensão de saída no conjunto fotovoltaico. A equação (3.39), no que lhe concerne, expõe a função de transferência $G_{i_{L_{pv}}}(s)$.

$$\begin{cases} G_{v_{pv}}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{\delta}(s)} = M[sI - A]^{-1} E \\ M = [0 \quad 1] \end{cases} \quad (3.38)$$

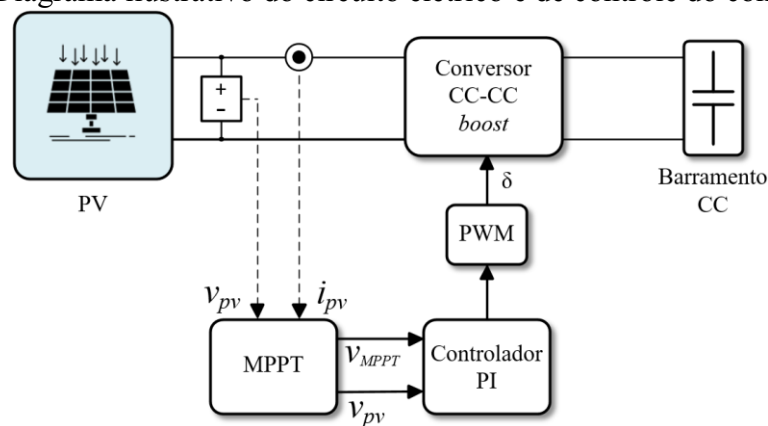
$$\begin{cases} G_{i_{L_{pv}}}(s) = \frac{\hat{i}_{L_{pv}}(s)}{\hat{\delta}(s)} = M[sI - A]^{-1} E \\ M = [1 \quad 0] \end{cases} \quad (3.39)$$

3.1.2 Projeto do controlador

Uma vez encontrada a função de transferência desejada do sistema, efetua-se a etapa de projeto do controlador do conversor, visando a estabilização da planta em malha fechada.

Neste aspecto, destaca-se o fato de o controlador ter a sua operação conjunta ao algoritmo de MPPT, visando o controle da tensão na saída do dispositivo fotovoltaico que maximiza a potência disponível, bem como a geração do sinal de abertura e fechamento da chave do conversor *boost*. Assim, como observado na Figura 25, o algoritmo de MPPT é responsável por gerar o sinal de referência para o controlador, que por sua vez é comparado a tensão na saída do conjunto fotovoltaico. O controlador visa minimizar o erro (diferença) entre estas duas grandezas, buscando operar o mais próximo possível da referência.

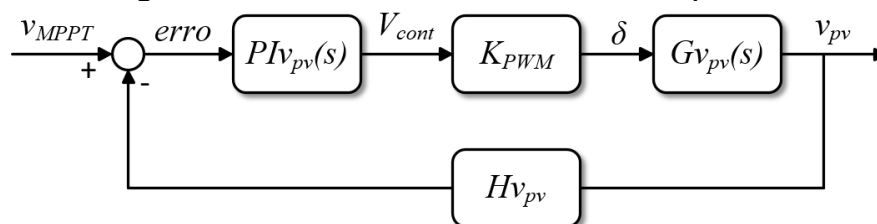
Figura 25 – Diagrama ilustrativo do circuito elétrico e de controle do conversor *boost*.



Fonte: O autor.

Dentre os diferentes métodos apresentados pela literatura em termos de compensador, optou-se pelo Proporcional-Integral (PI), por ser de fácil implementação, simples e eficaz. Outro ponto a ser destacado é o fato de o controlador PI garantir erro nulo em regime permanente para uma entrada do tipo degrau de referência. Ainda, o uso deste tipo de compensador contribui para a redução de perdas e o estresse do conversor, além de reduzir o seu tempo de estabelecimento e evitar oscilações e sobrelevações (VILLALVA, 2010). A Figura 26 apresenta a topologia de controle considerada.

Figura 26 – Diagrama de controle da tensão de saída do dispositivo fotovoltaico.



Fonte: O autor.

As grandezas apresentadas na Figura 26 são definidas por:

v_{MPPT} → Tensão de referência gerada pelo algoritmo de MPPT

v_{pv}	→	Tensão na saída do dispositivo fotovoltaico
$PI_{v_{pv}}(s)$	→	Função de transferência do controlador PI da tensão de saída do dispositivo fotovoltaico
K_{PWM}	→	Ganho do modulador
$G_{v_{pv}}(s)$	→	Função de transferência da planta de tensão de saída do dispositivo fotovoltaico
$H_{v_{pv}}$	→	Ganho do sensor de tensão de saída do dispositivo fotovoltaico
\mathcal{D}	→	Ciclo de trabalho
<i>erro</i>	→	Sinal de erro a ser compensado
V_{cont}	→	Sinal de controle gerado pelo controlador PI

O projeto do controlador PI deve ser realizado de forma a atender alguns critérios de estabilidade, considerando o sistema em malha fechada. Assim, uma abordagem é a análise do projeto no domínio da frequência, tendo como base o diagrama de Bode da resposta em frequência do sistema.

Nesse sentido, um dos primeiros parâmetros a ser definido é a frequência de cruzamento. De acordo com a teoria da amostragem, a largura de banda do sistema chaveado deve ser inferior à metade da frequência de chaveamento. Na prática, em virtude da lenta dinâmica do MPPT, geralmente adota-se um valor mais conservador, tipicamente de um décimo a um centésimo da frequência de chaveamento.

Outro aspecto a ser levado em consideração é a margem de fase do sistema compensado, segundo o critério de estabilidade. Na prática, tipicamente, adota-se um valor entre 45° e 90° , obtendo-se um bom compromisso entre velocidade e reduzida oscilação transitória.

Com base nisso, a Tabela 2 apresenta os parâmetros considerados para o projeto do controlador PI. Uma vez especificados tais valores e sendo conhecida a função de transferência do sistema, utilizou-se a função *sisotool()* do *software* Matlab para a definição das constantes do controlador PI.

Tabela 2 – Parâmetros de projeto do controlador PI para o conversor *boost*.

Símbolo	Parâmetro	Valor
f_c	Frequência de cruzamento [kHz]	0,2
MF	Margem de fase [°]	60
$H_{v_{pv}}$	Ganho do sensor de tensão	1

Fonte: O autor.

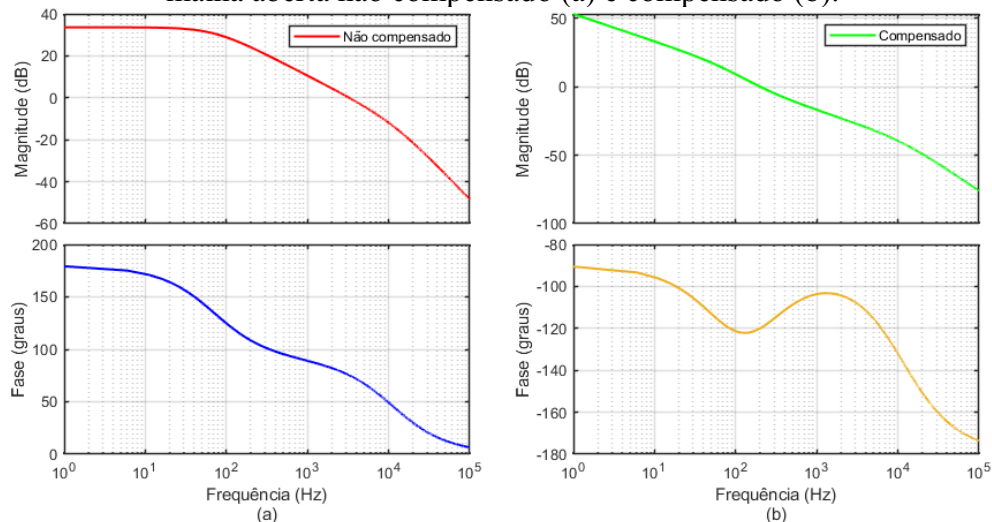
Com base nos parâmetros da Tabela 2, são expostos pela Tabela 3 os ganhos proporcional e integral obtidos para o controlador PI no tempo contínuo. A Figura 27, por sua vez, expõe os diagramas de bode da planta de tensão na saída do dispositivo fotovoltaico em malha aberta não compensado e o resultado da compensação. Assim, é constatada a eficácia do controle projetado, onde é consolidada a frequência de cruzamento de 200 Hz e a margem de fase de 60°.

Tabela 3 – Ganhos do controlador PI da tensão de saída do dispositivo fotovoltaico.

Ganho	Valor
Proporcional	-0,041383
Integral	-58,761877

Fonte: O autor.

Figura 27 – Diagrama de bode da planta de tensão na saída do dispositivo fotovoltaico em malha aberta não compensado (a) e compensado (b).



Fonte: O autor.

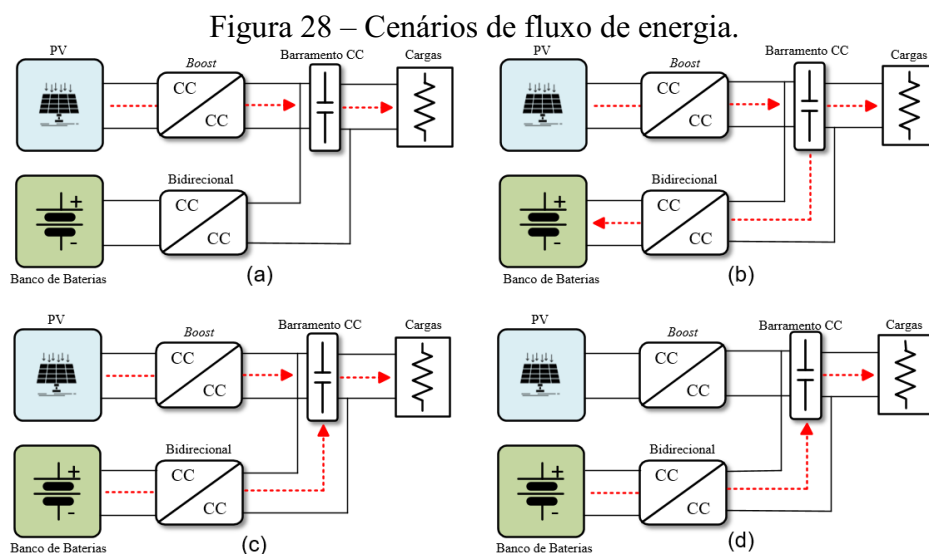
No âmbito do desenvolvimento do controle, sua discretização é realizada segundo o método de Tustin, ou, transformada bilinear. Assim, digitalização do controlador PI permite a sua implementação de forma codificada, compatibilizando a sua utilização em sistemas embarcados, como é, de fato, encontrado em aplicações reais.

4 GERENCIAMENTO DO FLUXO DE POTÊNCIA

Tendo em vista o fato de que a topologia estudada é composta por um dispositivo fotovoltaico e um elemento armazenador, como apresentado pela Figura 6, alguns meios de processamento e gerenciamento de energia devem ser previstos. Assim, como exposto anteriormente, o estágio de potência, associado ao conversor *boost*, é responsável por processar toda a energia que é gerada pelo conjunto fotovoltaico, além de operar na extração da máxima potência disponível. Em seguida, considerando os diferentes perfis de radiação, inclusive a sua ausência no período noturno, e de consumo da carga, o gerenciamento do fluxo da energia se torna fundamental, visando um sistema funcional e de regime ininterrupto.

Nesse contexto, expõe-se a importante função da implementação do conversor bidirecional, funcionando como interface entre a bateria, o dispositivo fotovoltaico e a carga. Assim, o conversor bidirecional é capaz de processar a energia em ambos os sentidos, de acordo com o cenário apresentado em termos de energia.

Nesse sentido, a Figura 28 expõe os diferentes cenários de fluxo de energia que o sistema pode apresentar. Assim, em (a), aponta-se que a energia gerada pelo dispositivo fotovoltaico e a energia consumida pela carga são equivalentes. Em (b), a energia gerada é superior à energia demandada, de modo que a energia excedente é armazenada pelas baterias. Ao contrário, em (c), a energia consumida pela carga é superior à energia gerada, de maneira que a energia complementar é suprida pelo sistema de armazenamento. Por fim, em (d), a energia gerada pelo dispositivo é nula, fazendo com que a carga seja atendida exclusivamente pelo banco de baterias.



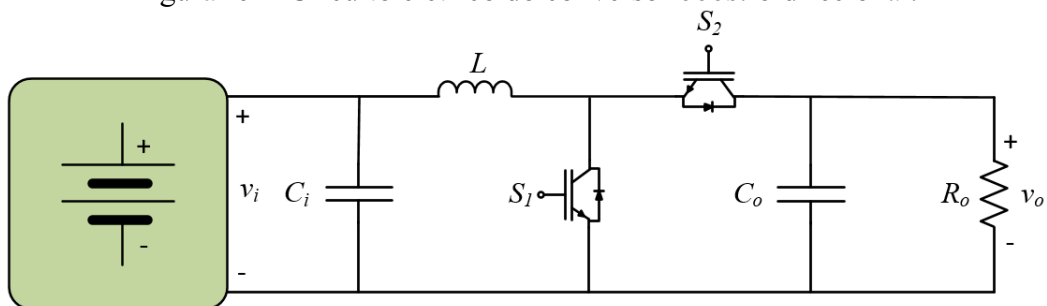
Fonte: O autor.

Já em termos da topologia do conversor bidirecional, optou-se pela escolha do conversor não isolado *boost* bidirecional em virtude de apresentar uma alta eficiência, simplicidade de implementação devido à pequena quantidade de componentes e por permitir o fluxo bidirecional requerido. Assim, os tópicos seguintes propõem-se a apresentar o conversor utilizado, expondo seu circuito elétrico, o modelo matemático que rege o seu comportamento e o projeto do sistema de controle.

4.1 CONVERSOR *BOOST* BIDIRECIONAL

O conversor *boost* bidirecional é um dispositivo de conversão CC-CC, formado a partir de um conversor *boost*, porém com o diferencial de o diodo ser substituído por outra chave. Assim, conforme desejado, o equipamento possui a funcionalidade de operar com o fluxo de energia em ambos os sentidos. A Figura 29 expõe o circuito elétrico do conversor bidirecional, enquanto que a equação (4.1) apresenta a sua relação entre a saída e a entrada, e a sua dependência do ciclo de trabalho.

Figura 29 – Circuito elétrico do conversor *boost* bidirecional.



Fonte: O autor.

$$v_o = \frac{v_i}{1-D}, \quad (4.1)$$

em que:

- v_i → Tensão de entrada
- v_o → Tensão de saída
- D → Ciclo de trabalho

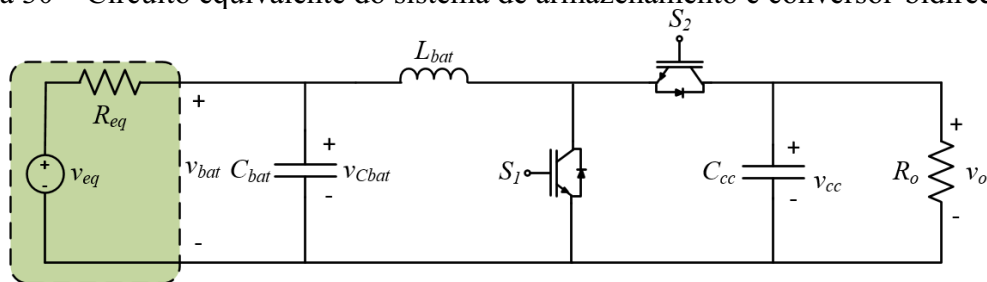
Em termos de etapas de operações e fluxo de energia entre os elementos, o *boost* bidirecional tem seu funcionamento essencialmente igual ao do *boost* convencional.

4.1.1 Modelagem do conversor *boost* bidirecional

A representação matemática do comportamento do conversor bidirecional integrado ao elemento armazenador é obtida por meio da sua modelagem. Nesse sentido, para o equacionamento da dinâmica do sistema será utilizada a mesma metodologia empregada para a modelagem do conversor *boost*, fazendo uso da notação por espaços de estado, adotando o modelo médio para um ciclo completo de chaveamento, e as considerações apresentadas por Maksimovic (2000).

Nesse contexto, a Figura 30 apresenta circuito elétrico equivalente utilizado como referência para a obtenção do modelo. Como observado, assim como para o conversor *boost*, visando a simplificação na análise e validação dos controladores, são, inicialmente, desprezadas as não idealidades dos componentes do circuito. Em termos do projeto dos elementos do conversor bidirecional utilizado neste trabalho, no que lhe diz respeito, suas dimensões são parametrizadas de acordo com as exposições do APÊNDICE B – Projeto do Conversor *Boost*.

Figura 30 – Circuito equivalente do sistema de armazenamento e conversor bidirecional.



Fonte: O autor.

Por sua vez, a equação (4.2) reforça as equações de estado na forma matricial, enquanto que as equações (4.3), (4.4) e (4.5) expõem as definições dos seus vetores para o circuito a ser analisado.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{L_{bat}} \\ v_{C_{bat}} \\ v_{cc} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$u = \begin{bmatrix} v_{eq} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

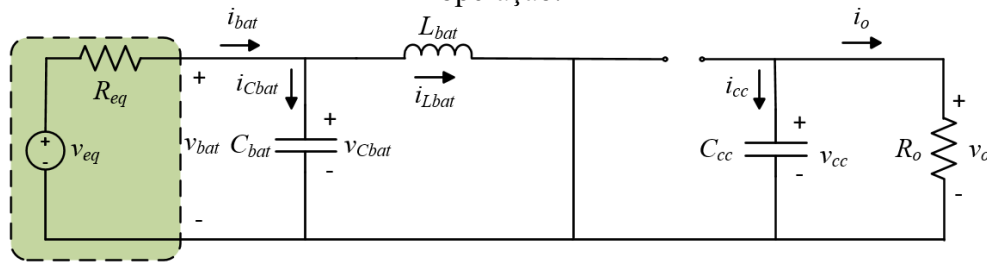
$$y = [i_o] \quad (4.5)$$

Reiterando, é considerado o comportamento médio e o modo de condução contínua, visando o equacionamento matemático do circuito para um ciclo completo de chaveamento. Desse modo, toma-se (3.6) como referência para a modelagem do sistema, assim como adotado para o conversor *boost*.

4.1.1.1 Primeira etapa de operação

A primeira etapa de operação consiste no intervalo de tempo que a chave S_1 se encontra fechada e a chave S_2 aberta, permanecendo nestas condições pelo período δT_s . Com base nisso, a Figura 31 apresenta o circuito elétrico obtido nesta etapa.

Figura 31 – Circuito elétrico equivalente do conversor bidirecional para a primeira etapa de operação.



Fonte: O autor.

Por sua vez, a análise nodal e de malhas é efetuada, propondo-se a identificar as equações que determinam o comportamento do circuito nesta etapa. Assim, são obtidas as expressões seguintes:

$$i_{bat} = i_{C_{bat}} + i_{L_{bat}} \quad (4.6)$$

$$\frac{v_{eq} - v_{C_{bat}}}{R_{eq}} = C_{bat} \frac{dv_{C_{bat}}}{dt} + i_{L_{bat}} \quad (4.7)$$

$$v_{C_{bat}} = L_{bat} \frac{di_{L_{bat}}}{dt} \quad (4.8)$$

$$i_{cc} = -i_o = -\frac{v_{cc}}{R_o} \quad (4.9)$$

$$C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} = -\frac{v_{cc}}{R_o} \quad (4.10)$$

Logo após, um conjunto de operações é realizado nas expressões anteriores, a fim de obter um sistema matricial na forma de (4.2). Apoiado nisto, são obtidas as equações a seguir:

$$\frac{di_{L_{bat}}}{dt} = \frac{1}{L_{bat}} v_{C_{bat}} \quad (4.11)$$

$$\frac{dv_{C_{bat}}}{dt} = -\frac{1}{C_{bat}} i_{L_{bat}} - \frac{1}{R_{eq} C_{bat}} v_{C_{bat}} + \frac{1}{R_{eq} C_{bat}} v_{eq} \quad (4.12)$$

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = -\frac{1}{R_o C_{cc}} v_{cc} \quad (4.13)$$

$$i_o = \frac{1}{R_o} v_{cc} \quad (4.14)$$

Uma vez delimitadas as equações correspondentes aos vetores \dot{x} e y , as matrizes de proporcionalidade para a primeira etapa de operação são evidenciadas, cujos valores são apresentados por (4.15), (4.16), (4.17) e (4.18).

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_{bat}} & 0 \\ -\frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{R_{eq} C_{bat}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{R_o C_{cc}} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{R_{eq} C_{bat}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

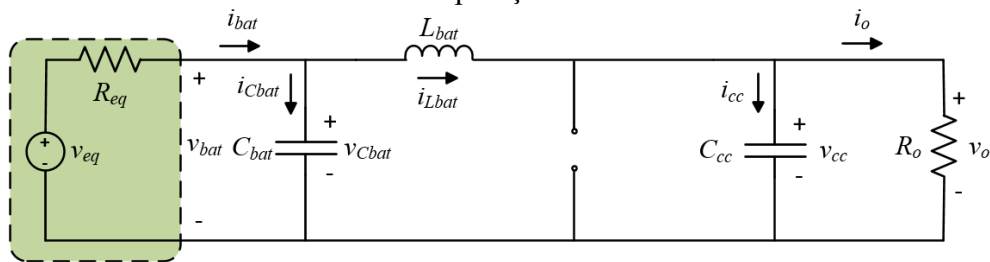
$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{R_o} \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$D_1 = [0] \quad (4.18)$$

4.1.1.2 Segunda etapa de operação

A segunda etapa de operação do conversor bidirecional, por sua vez, corresponde ao período $(1-\delta)T_s$. Neste intervalo de tempo, a chave S_1 se encontra aberta, enquanto a chave S_2 se encontra fechada, de acordo com o circuito elétrico exposto pela Figura 32.

Figura 32 – Circuito elétrico equivalente do conversor bidirecional para a segunda etapa de operação.



Fonte: O autor.

Assim como na primeira etapa, a análise de malhas e nodal leva a obtenção das seguintes equações:

$$i_{bat} = i_{C_{bat}} + i_{L_{bat}} \quad (4.19)$$

$$\frac{v_{eq} - v_{C_{bat}}}{R_{eq}} = C_{bat} \frac{dv_{C_{bat}}}{dt} + i_{L_{bat}} \quad (4.20)$$

$$v_{C_{bat}} = L_{bat} \frac{di_{L_{bat}}}{dt} + v_{cc} \quad (4.21)$$

$$i_{L_{bat}} = C_{cc} \frac{dv_{cc}}{dt} + i_o \quad (4.22)$$

$$i_o = \frac{v_{cc}}{R_o} \quad (4.23)$$

Por sua vez, por meio da manipulação das equações anteriores, visando a forma de (4.2), são obtidas as equações (4.24), (4.25), (4.26), e (4.27).

$$\frac{di_{L_{bat}}}{dt} = \frac{1}{L_{bat}} v_{C_{bat}} - \frac{1}{L_{bat}} v_{cc} \quad (4.24)$$

$$\frac{dv_{C_{bat}}}{dt} = -\frac{1}{C_{bat}} i_{L_{bat}} - \frac{1}{R_{eq} C_{bat}} v_{C_{bat}} + \frac{1}{R_{eq} C_{bat}} v_{eq} \quad (4.25)$$

$$\frac{dv_{cc}}{dt} = \frac{1}{C_{bat}} i_{L_{bat}} - \frac{1}{R_o C_{cc}} v_{cc} \quad (4.26)$$

$$i_o = \frac{1}{R_o} v_{cc} \quad (4.27)$$

Uma vez adaptadas as expressões, as matrizes de proporcionalidade são obtidas de forma direta, dadas por:

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_{bat}} & -\frac{1}{L_{bat}} \\ -\frac{1}{C_{bat}} & -\frac{1}{R_{eq} C_{bat}} & 0 \\ \frac{1}{C_{bat}} & 0 & -\frac{1}{R_o C_{cc}} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

$$B_2 = B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{R_{eq} C_{bat}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

$$C_2 = C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{R_o} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

$$D_2 = D_1 = [0] \quad (4.31)$$

4.1.1.3 Análise de pequenos sinais

Seguindo a metodologia abordada para o conversor *boost*, parte-se para a análise do modelo de pequenos sinais, realizando a linearização das equações para a obtenção de um modelo AC. Nesse sentido, conforme constatado anteriormente, são introduzidas pequenas

perturbações ao sistema, de modo que o comportamento das variáveis passa a ser descrito por (4.32).

$$\begin{aligned}x &= X + \hat{x} \\u &= U + \hat{u} \\y &= Y + \hat{y} \\\delta &= \Delta + \hat{\delta}\end{aligned}\tag{4.32}$$

Por seguinte, faz-se uma reavaliação das equações de estado segundo o modelo de pequenos sinais, levando-se em consideração o fato de que o produto de pequenas perturbações é desprezível. Em seguida, aproveita-se o resultado apresentado em (3.34), avaliado segundo a perspectiva do sistema em regime permanente. Dados tais aspectos, as equações de estado do sistema são representadas por (4.33).

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + B\hat{u} + E\hat{\delta} \\\hat{y} &= C\hat{x} + D\hat{u} + F\hat{\delta}\end{aligned}\tag{4.33}$$

Em (4.33), A, B, C, D, E e F são definidos por (4.34).

$$\begin{aligned}A &= A_1\delta + A_2(1-\delta) \\B &= B_1\delta + B_2(1-\delta) \\C &= C_1\delta + C_2(1-\delta) \\D &= D_1\delta + D_2(1-\delta) \\E &= (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U \\F &= (C_1 - C_2)X + (D_1 - D_2)U\end{aligned}\tag{4.34}$$

Por sua vez, assim como no primeiro caso, considerando o fato de que a tensão v_{eq} não apresenta variações relevantes, em virtude da grande inércia do capacitor de entrada do conversor bidirecional, pode-se considerar que seu valor é praticamente constante, de modo que $\hat{u} = 0$. Assim, aplicando a transformada de Laplace para $\dot{\hat{x}}$ em (4.33) e isolando a equação em termos de $\hat{x}(s)$, obtém-se a expressão (4.35).

$$\hat{x}(s) = [sI - A]^{-1} E \hat{\delta}(s) = \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_{bat}}(s) \\ \hat{v}_{C_{bat}}(s) \\ \hat{v}_{cc}(s) \end{bmatrix}\tag{4.35}$$

A partir de (4.35) podem ser obtidas as funções de transferência para a corrente de entrada do banco de baterias, dada por $\hat{i}_{L_{bat}}$ e a tensão do capacitor de interface com o barramento CC, na saída do conversor bidirecional, dada por v_{cc} . Nessa direção, em notação matricial, as expressões (4.36) e (4.37) apresentam as funções de transferência para o comportamento da planta do conversor bidirecional, em termos da corrente na entrada do sistema de armazenamento e da tensão no *link* CC, respectivamente.

$$\begin{cases} G_{i_{L_{bat}}}(s) = \frac{\hat{i}_{L_{bat}}(s)}{\hat{\delta}(s)} = M[sI - A]^{-1}E \\ M = [1 \quad 0 \quad 0] \end{cases} \quad (4.36)$$

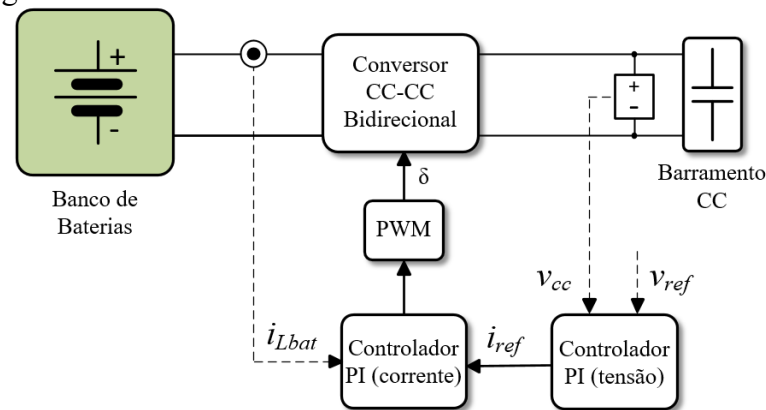
$$\begin{cases} G_{v_{cc}}(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{\delta}(s)} = M[sI - A]^{-1}E \\ M = [0 \quad 0 \quad 1] \end{cases} \quad (4.37)$$

4.1.2 Projeto do controlador

Dado a definição das funções de transferência, resultantes da modelagem matemática do conversor *boost* bidirecional, e entendidos os panoramas de operação que impactam diretamente no fluxo de energia do sistema como um todo, realiza-se a etapa de projeto dos controladores. Nesse sentido, destaca-se o fato de o conversor *boost* e o bidirecional terem os seus funcionamentos de forma conjugada, sendo o primeiro responsável por extrair a máxima potência do dispositivo fotovoltaico, e o segundo por manter a tensão no barramento CC constante, fazendo o despacho de energia do banco de baterias quando assim for conveniente.

Com base nisso, o projeto dos controladores deve prever a estabilização da tensão do barramento CC. Como consequência, tendo em vista o fato de que o aumento da potência demandada pela carga tende a reduzir a tensão do *link* CC, deve-se também monitorar a corrente na entrada do sistema de armazenamento. Logo, tais grandezas são essenciais para o projeto. Nesse contexto, a Figura 33 expõe o diagrama do circuito elétrico integrado ao circuito de controle.

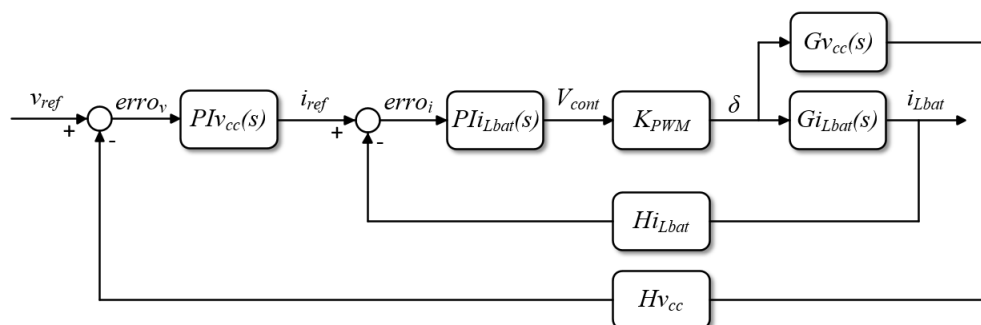
Figura 33 – Diagrama ilustrativo do circuito elétrico e de controle do conversor bidirecional.



Fonte: O autor.

No tocante a topologia, pode ser observado na Figura 34 o fato da malha de controle ser cascateada. Assim, o erro de tensão é compensado pelo seu respectivo controlador, cujo sinal de saída é tomado como referência de corrente para o compensador de corrente. Ainda, dada a necessidade de preservação do banco de baterias, a corrente de referência gerada pelo controlador de tensão é saturada nos patamares de corrente máxima de recarga e descarga, cuja implementação é dada na discretização e codificação do controlador. Por sua vez, o sinal de saída do controle de corrente é modulado e atua na planta segundo o ciclo de trabalho. Outro ponto a ser destacado é o uso de controladores do tipo PI. Assim como no caso do conversor *boost*, seu uso é justificado pela eficiência e facilidade de implementação, além de garantir erro nulo à entrada do tipo degrau, o que é conveniente em sistemas CC, como é o caso.

Figura 34 – Diagrama de controle da tensão do barramento CC e corrente do sistema de armazenamento.



Fonte: O autor.

As grandezas apresentadas na Figura 34 são definidas por:

- v_{ref} → Tensão de referência para o controlador PI de tensão do barramento CC
- i_{ref} → Corrente de referência para o indutor do conversor *boost* bidirecional
- i_{Lbat} → Corrente no indutor do conversor *boost* bidirecional

$PI_{v_{cc}}(s)$	→	Função de transferência do controlador PI da tensão do barramento CC
$PI_{i_{Lbat}}(s)$	→	Função de transferência do controlador PI da corrente no indutor do conversor <i>boost</i> bidirecional
K_{PWM}	→	Ganho do modulador
$G_{v_{cc}}(s)$	→	Função de transferência da planta de tensão no barramento CC
$G_{i_{Lbat}}(s)$	→	Função de transferência da planta de corrente no indutor do conversor <i>boost</i> bidirecional
$H_{v_{cc}}$	→	Ganho do sensor de tensão no barramento CC
$H_{i_{Lbat}}$	→	Ganho do sensor de corrente no indutor do conversor <i>boost</i> bidirecional
δ	→	Ciclo de trabalho
$erro_v$	→	Sinal de erro de tensão a ser compensado
$erro_i$	→	Sinal de erro de corrente a ser compensado
V_{cont}	→	Sinal de controle gerado pelo controlador PI de corrente

Por sua vez, a Tabela 4 expõe os parâmetros utilizados no projeto dos controladores PI, de forma a garantir a estabilidade do sistema em malha fechada. Nesse sentido, seguindo as premissas anteriores, são definidas as frequências de cruzamento e margem de fase desejadas. Aqui, enfatiza-se que um requisito importante para controles em cascata, é o fato de que a dinâmica do laço interno deve ser mais rápida do que a do laço externo de controle. Nesse sentido, como princípio básico, para o projeto do controlador PI de tensão, adota-se uma frequência de cruzamento de, no mínimo, quatro vezes menor do que a frequência de cruzamento do laço de corrente (TSANG e CHAN, 2005). Neste caso, sendo um pouco mais conservador, para o *loop* de tensão, é adotado o valor de um décimo da frequência de cruzamento do compensador de corrente.

Definidos tais valores e sendo conhecidas as funções de transferência desejadas, as constantes dos controladores PI são obtidas mediante a função *sisotool()* do *software* Matlab.

Tabela 4 – Parâmetros de projeto dos controladores PI para o conversor bidirecional.

Símbolo	Parâmetro	Valor
f_{c_i}	Frequência de cruzamento da malha de corrente [kHz]	2
f_{c_v}	Frequência de cruzamento da malha de tensão [kHz]	0,2
MF_i	Margem de fase da malha de corrente [°]	60
MF_v	Margem de fase da malha de tensão [°]	90
$H_{i_{Lbat}}$	Ganho do sensor de corrente	1
$H_{v_{cc}}$	Ganho do sensor de tensão	1

Fonte: O autor.

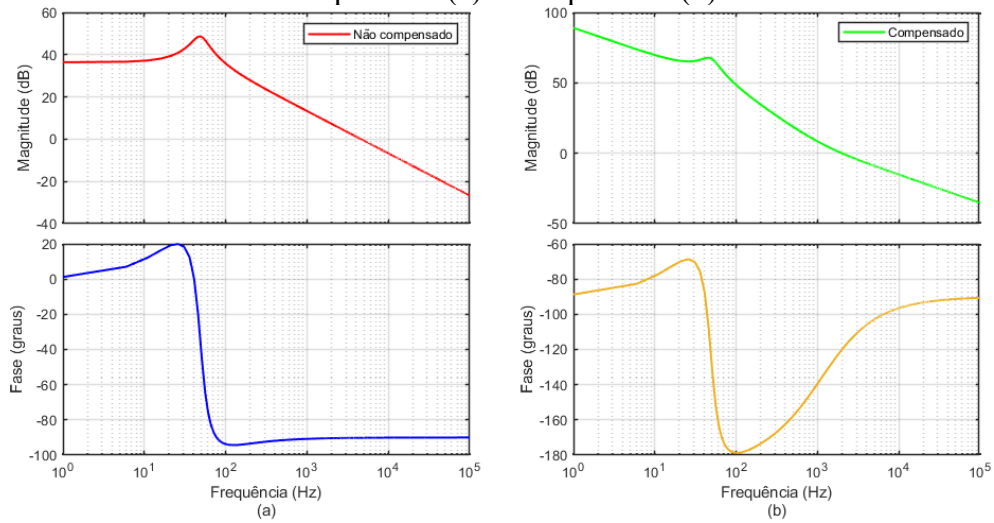
Com base nos parâmetros da Tabela 4, são apresentados pela Tabela 5 os ganhos proporcional e integral obtidos para os controladores PI da corrente no indutor do conversor bidirecional e da tensão do barramento CC, no tempo contínuo. A Figura 35 e Figura 36, por sua vez, expõe os diagramas de bode da planta de corrente no indutor e da tensão no barramento CC, respectivamente. Aqui, são também consolidadas as frequências de cruzamento e margem de fase projetadas.

Tabela 5 – Ganhos dos controladores PI para a corrente no indutor e para a tensão no barramento CC.

Ganho	Valor
Proporcional – corrente	0,375764
Integral – corrente	2683,699518
Proporcional – tensão	0,085160
Integral – tensão	89,293718

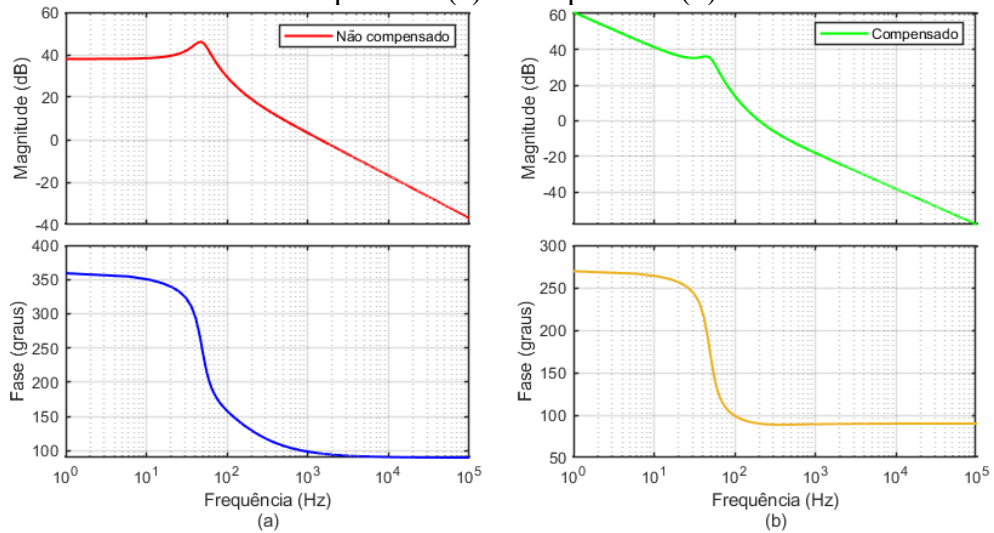
Fonte: O autor.

Figura 35 – Diagrama de bode da planta de corrente no indutor em malha aberta não compensado (a) e compensado (b).



Fonte: O autor.

Figura 36 – Diagrama de bode da planta de tensão no barramento CC em malha aberta não compensado (a) e compensado (b).



Fonte: O autor.

Em termos do mapeamento dos controladores no plano discreto, a mesma abordagem utilizada para o conversor *boost* é considerada, sendo os controladores implementados segundo a transformada de Tustin.

5 IMPLEMENTAÇÃO E AVALIAÇÃO DO SISTEMA NO PSIM

Dada a realização do projeto dos elementos dos circuitos elétricos e os parâmetros dos controladores, é realizada a implementação do sistema utilizando a ferramenta de simulação PSIM, com o intuito de analisar as respostas dinâmicas. Nesse contexto, objetiva-se avaliar a eficácia do algoritmo de MPPT e dos controladores proporcionais integrais.

Para isso, o sistema de processamento em questão é, inicialmente, investigado de forma segmentada, partindo do estudo do dispositivo fotovoltaico para o banco de armazenamento por baterias. Em seguida, o sistema é avaliado de forma integrada, concatenando as fontes de energia e as cargas do barramento CC. No APÊNDICE C – Implementação do sistema no PSIM é exposta a implementação da topologia no PSIM.

5.1 SISTEMA FOTOVOLTACO

Para a implementação do sistema fotovoltaico é utilizado como referência o módulo KC200GT do fabricante Kyocera, tendo em vista a sua ampla utilização na bibliografia. Assim, são considerados 5 módulos em paralelo, totalizando uma potência de 1 kW (STC) para o conjunto, conforme exposto pela Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros resultantes do conjunto fotovoltaico (STC).

Parâmetro	Valor
Potência ativa [kW]	1
Tensão de máxima potência [V]	26,30
Corrente de máxima potência [A]	38,05
Tensão de circuito aberto [V]	32,90
Corrente de curto circuito [A]	41,05

Fonte: O autor.

Por sua vez, para a implementação do conjunto fotovoltaico no PSIM, é utilizado o modelo físico do componente *Solar Module*, cujos parâmetros são dimensionados por meio de um *script* Matlab, levando em consideração as características elétricas apresentadas pelo fabricante nas STC.

5.1.1 Avaliação do algoritmo de MPPT

Conforme destacado anteriormente, para o rastreamento da máxima potência do dispositivo fotovoltaico é considerado a utilização do algoritmo P&O, cuja lógica é exposta

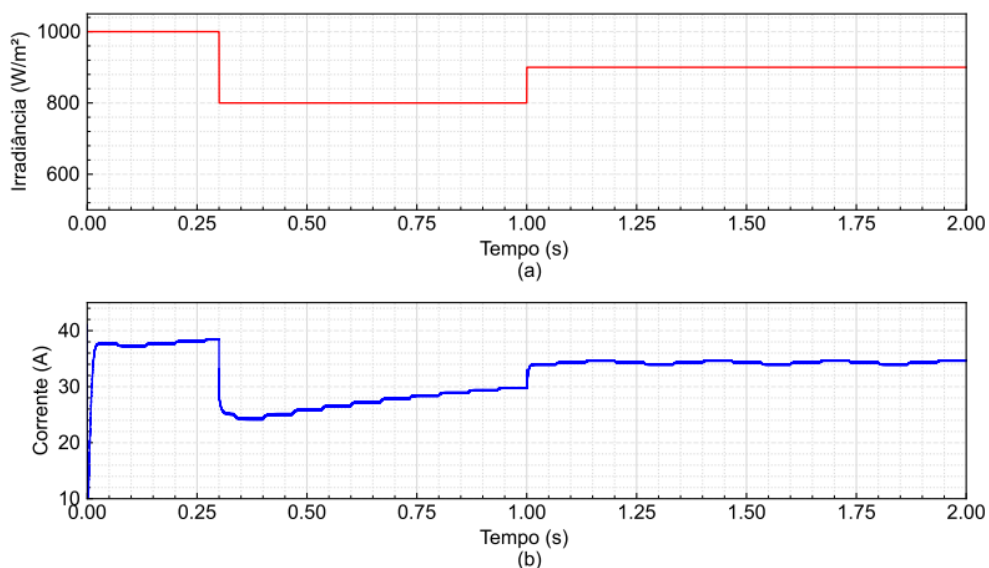
pela Figura 16. Nesse contexto, para a validação da eficácia do algoritmo do MPPT, alguns aspectos são levados em consideração, sendo eles:

- Operação do conversor *boost* em malha aberta;
- Amostragem da corrente e tensão dos módulos fotovoltaicos a uma frequência de 15 Hz;
- Passo de ciclo de trabalho de 0,005;

Dadas tais premissas e a implementação do circuito no PSIM, correspondente à integração entre o conjunto fotovoltaico e o conversor *boost*, é realizada a simulação. Neste sentido, para verificar a atuação do rastreamento da máxima potência são perturbadas a irradiância e a temperatura a que o dispositivo fotovoltaico está sujeito.

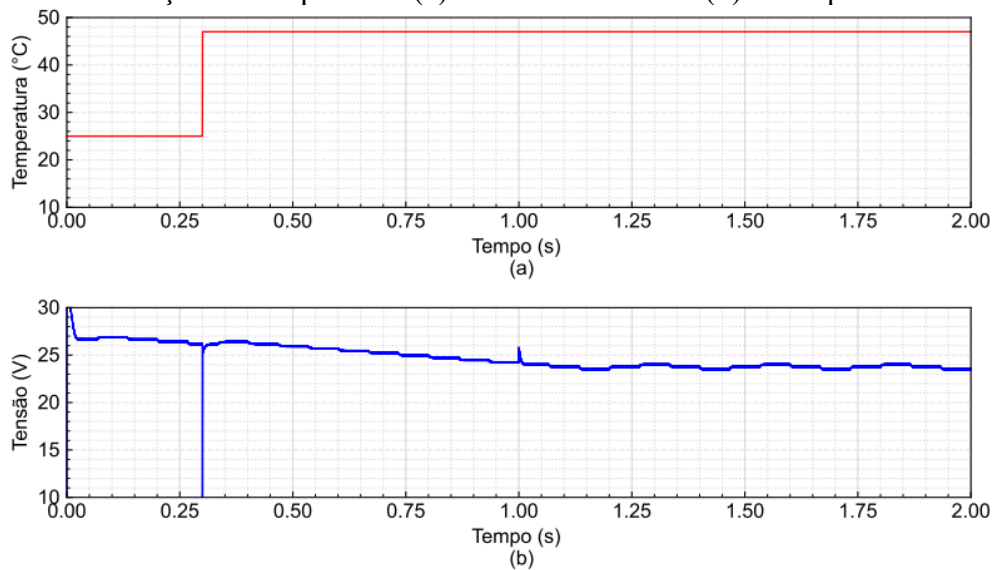
Nesse contexto, conforme exposto pela Figura 37, em 0,3 s dá-se um degrau negativo de 200 W/m², reduzindo a irradiância inicial de 1000 para 800 W/m², e em 1,0 s dá-se um degrau positivo de 100 W/m², resultando em uma irradiância de 900 W/m². Como consequência, nos instantes de 0,3 e 1,0 s, observa-se uma redução e um aumento da corrente de saída do conjunto fotovoltaico, respectivamente. No âmbito da temperatura, apresentado pela Figura 38, efetua-se uma perturbação positiva de 22 °C na temperatura em 0,3 s, aumentando a temperatura para 47 °C. Como resultado, devido ao coeficiente de temperatura de tensão negativo, uma tendência de redução da tensão de saída do dispositivo fotovoltaico é observada, até a sua estabilização, em aproximadamente 1,0 s.

Figura 37 – Perturbação na irradiância (a) e reflexo na corrente (b) do dispositivo fotovoltaico.



Fonte: O autor.

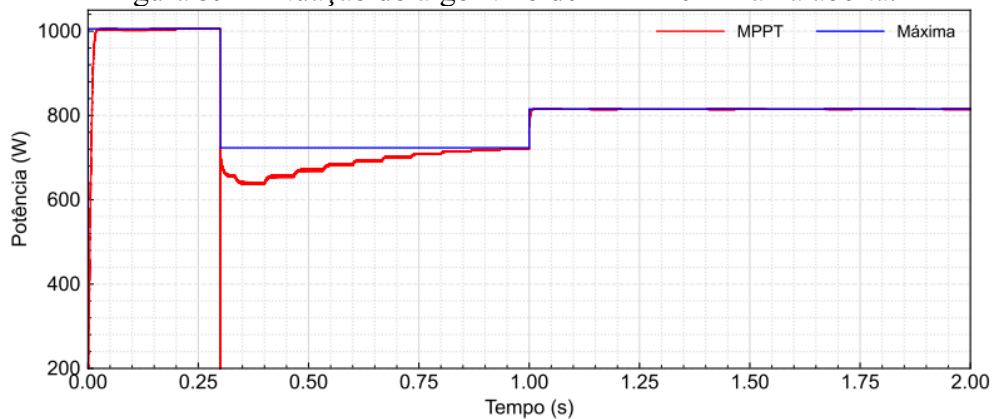
Figura 38 – Perturbação na temperatura (a) e reflexo na tensão (b) do dispositivo fotovoltaico.



Fonte: O autor.

Por sua vez, a Figura 39 expõe o comportamento da potência de saída do dispositivo fotovoltaico (MPPT), comparando com a máxima potência teórica (Máxima) que pode ser extraída do conjunto. Desse modo, observa-se que, até o instante de 0,3 s a potência a potência gerada e a máxima são compatíveis. Em seguida, a partir do instante 0,3 s, dadas as perturbações de irradiância e temperatura, o algoritmo de MPPT passa a atuar de forma mais incisiva, necessitando de alguns ciclos de iteração até encontrar a máxima potência novamente, próximo do instante de 1,0 s. Aqui, fica evidente a dinâmica lenta do rastreador, tendo em vista a baixa frequência de amostragem dos seus sinais de entrada e os incrementos graduais no ciclo de trabalho. Já no instante de 1,0 s, dada a perturbação apenas na irradiância, é constatado que a potência do dispositivo fotovoltaico converge de imediato para o valor de referência máximo, pois nesse caso não há mudança no ponto de operação da tensão do gerador fotovoltaico..

Figura 39 – Atuação do algoritmo de MPPT em malha aberta.



Fonte: O autor.

Ainda que para o degrau de temperatura a convergência tenha se dado de forma mais branda, na prática, tal cenário não se apresenta de forma significativa, tendo em vista que a temperatura varia de forma lenta.

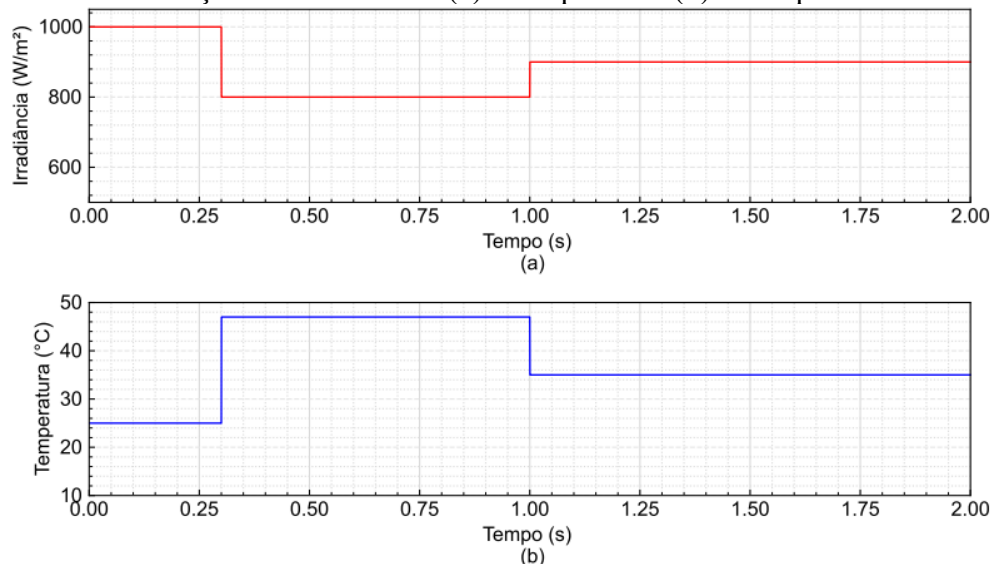
5.1.2 Avaliação da malha de controle

Uma vez validado o algoritmo de MPPT, torna-se interessante avaliar a operação do conversor em malha fechada e sob a ação do controlador PI, assim como apresentado pela Figura 26. Nessa direção, alguns pontos são levados em consideração, como:

- Operação do conversor *boost* em malha fechada;
- Discretização do controlador PI pela transformada de Tustin;
- Amostragem da tensão do módulo fotovoltaico e tensão de referência à frequência de 20 kHz;
- Passo de tensão de 0,24V.

Assim como para o algoritmo de MPPT, o funcionamento do controlador PI pode ser consolidado por meio de perturbações nas condições climáticas expostas ao dispositivo fotovoltaico e analisando as respostas dinâmicas do circuito. Nesse cenário, a Figura 40 apresenta os perfis de irradiância e temperatura considerados na simulação.

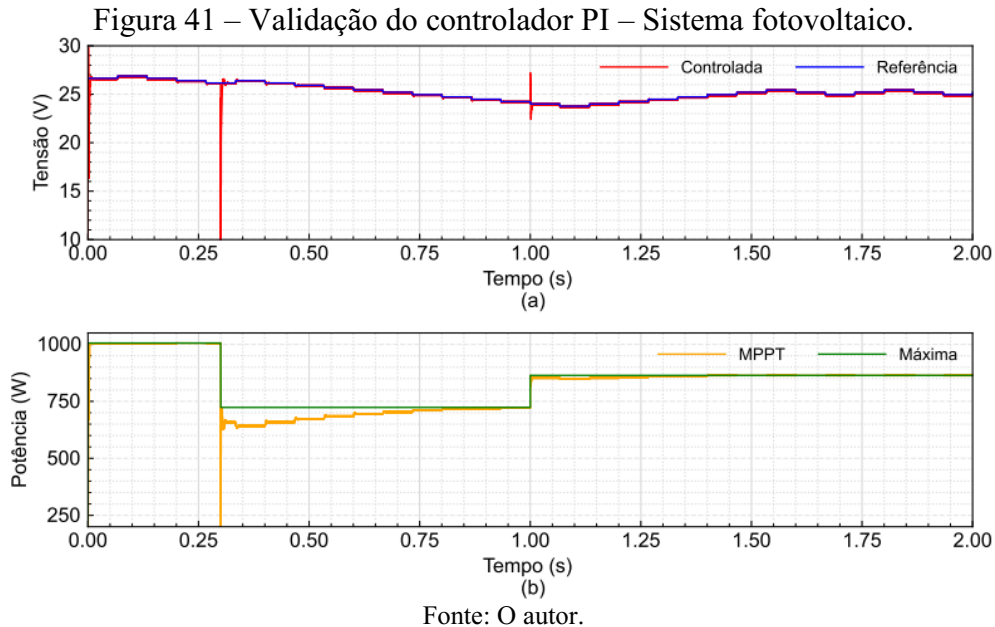
Figura 40 – Perturbações de irradiância (a) e temperatura (b) no dispositivo fotovoltaico.



Fonte: O autor.

Dados os degraus de temperatura e sua influência na tensão do dispositivo fotovoltaico, a Figura 41 (a) explicita a tensão de referência gerada pelo algoritmo de MPPT (tensão ótima) e a tensão controlada. Como pode ser observado, a tensão controlada segue a

referência, destacando a assertividade do controlador. No mesmo sentido, a Figura 41 (b) expõe a potência extraída do sistema fotovoltaico, explicitando a operação em torno do ponto ótimo.



Com base nas formas de onda das tensões de referência, tensão controlada e a potência do dispositivo fotovoltaico, pode-se constatar a eficácia do algoritmo de MPPT e do controlador PI, de forma que o conjunto é capaz de operar em malha fechada em torno do seu ponto ótimo.

5.2 SISTEMA DE ARMAZENAMENTO POR BATERIAS

A implementação do sistema de armazenamento por baterias é realizada tomando como referência a bateria de íons de lítio do fabricante Lithium Hub com capacidade de 30 Ah e tensão de 12,8 V. Nesse sentido, o banco de baterias é composto por três ramos em paralelo de duas baterias em série, totalizando seis baterias e uma capacidade total de 180 Ah, conforme apresentado pela Tabela 2.

Tabela 7 – Parâmetros resultantes do banco de baterias.

Parâmetro	Valor
Capacidade total [Ah]	180
Tensão terminal equivalente [V]	25,6
Resistência interna equivalente [$m\Omega$]	33,33

Fonte: O autor.

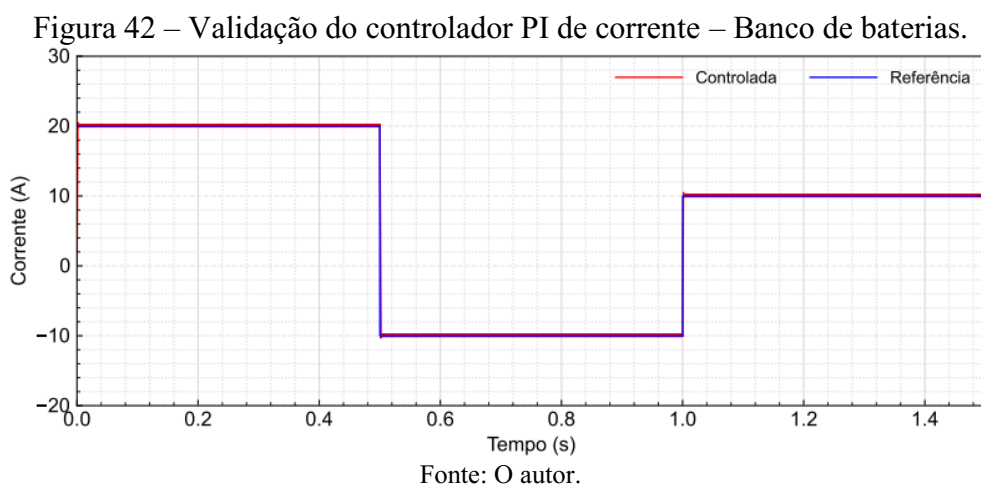
Em termos de implementação no PSIM, o banco de baterias é modelado pelo circuito equivalente composto por uma tensão contínua em série com uma resistência, assim como apresentado na seção 2.2.2.

5.2.1 Avaliação da malha de controle de corrente

A consolidação do controlador de corrente é essencial para a operação funcional do conversor, tendo em vista que a sua saída é o sinal de PWM, que, após a modulação, origina os sinais de comando das chaves. Assim, para a avaliação da malha de controle de corrente os seguintes aspectos são considerados:

- Operação do conversor bidirecional em malha fechada;
- Discretização do controlador PI pela transformada de Tustin;
- Amostragem da corrente do indutor de entrada do conversor bidirecional e da corrente de referência à frequência de 20 kHz;
- Substituição do capacitor do barramento CC e da carga por uma fonte de tensão de 48 V.

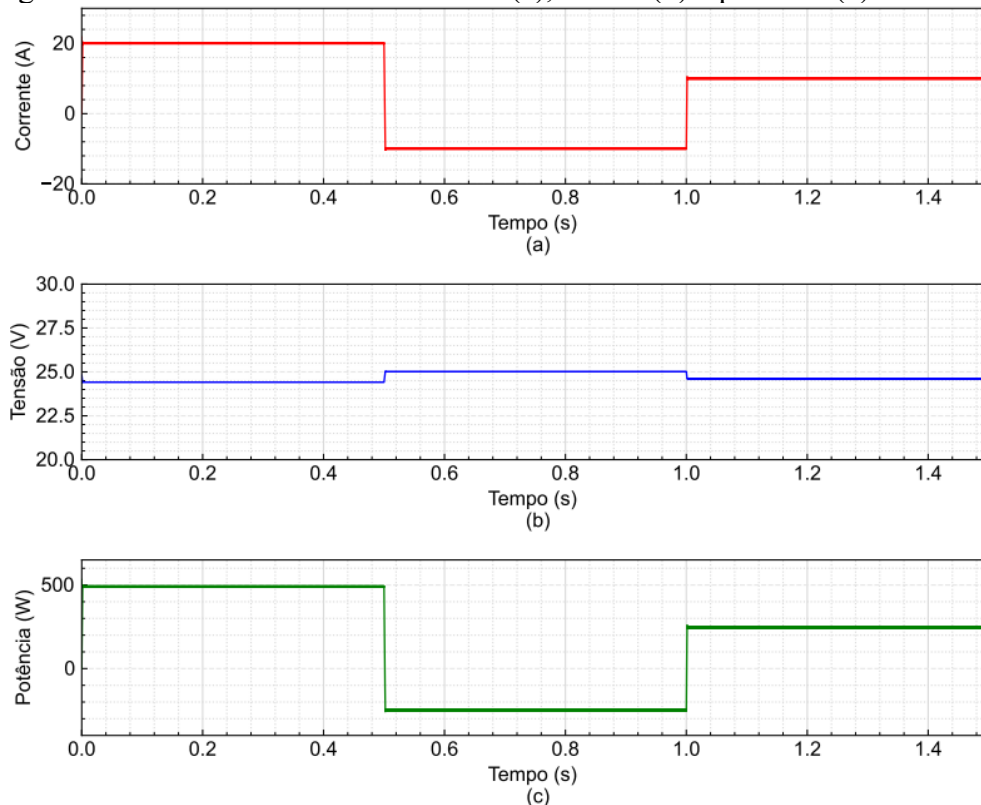
Para a análise da eficácia do controlador, se faz necessária a perturbação da corrente no indutor, emulando diferentes condições de injeção ou absorção de potência no banco de baterias. Nesse sentido, no PSIM, inicialmente, a referência é delimitada por degraus de corrente de 20, -10 e 10 A. Em vista disso, a Figura 42 expõe a corrente de referência e a corrente controlada, consolidando o funcionamento do controlador.



No mesmo sentido, a Figura 43 apresenta o comportamento das formas de onda no banco de baterias. Em (a), é explicitado o fato de a corrente de saída da bateria ser praticamente igual a do indutor (Figura 42). Já em (b), é verificado, entre os instantes de 0,5 e 1,0 s, um

pequeno incremento na tensão terminal, gerado pela inversão da corrente. Por sua vez, em (c), pode-se observar o perfil de descarga e carga de potência no banco de baterias, despachando cerca de 500 W entre os instantes 0 e 0,5 s, absorvendo aproximadamente 250 W entre os instantes 0,5 e 1,0 s, e, novamente, despachando em torno de 250 W a partir de 1,0 s.

Figura 43 – Formas de onda da corrente (a), tensão (b) e potência (c) na bateria.



Fonte: O autor.

5.2.2 Avaliação da malha de controle de tensão

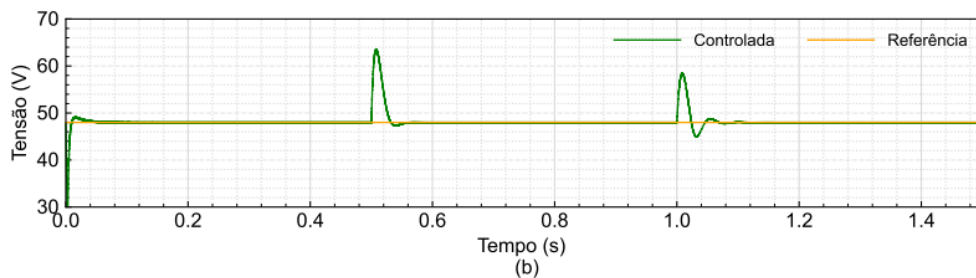
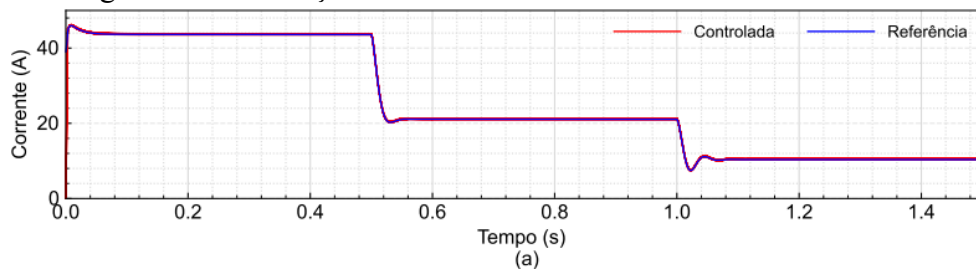
Como exposto na Figura 34, a saída do controlador de tensão é a referência do controle de corrente. De modo simples, pode-se apontar que tal corrente é responsável (de forma indireta) por regular a tensão do barramento CC no valor desejado. Assim, a avaliação da malha de controle de tensão tem o objetivo de consolidar a atuação do sistema de controle como um todo. Para isso, alguns pontos são considerados:

- Operação do conversor bidirecional em malha fechada;
- Discretização do controlador PI pela transformada de Tustin;
- Tensão desejada de 48 V no barramento CC;
- Amostragem da tensão do barramento CC à frequência de 20 kHz.

Por sua vez, para constatar as respostas dinâmicas, o sistema é avaliado sob diferentes condições de carga (representada por resistores) no barramento CC, com demandas de 1000,

500 e 250 W. Nesse contexto, na Figura 44 (a) é exposta a corrente de referência gerada pela malha de controle de tensão e a corrente efetivamente controlada. Aqui, é consolidado, novamente, a operação funcional do controle de corrente. Já em (b), é apresentada a tensão de referência do barramento CC, de 48 V, e a tensão controlada. Nesse caso, pode-se observar o fato da tensão do barramento CC estar regulada em torno do ponto desejado, a menos de alguns picos de tensão causados pelas variações de carga (corrente) e pela lenta dinâmica da malha de controle de tensão, cuja frequência de cruzamento foi projetada em 200 Hz.

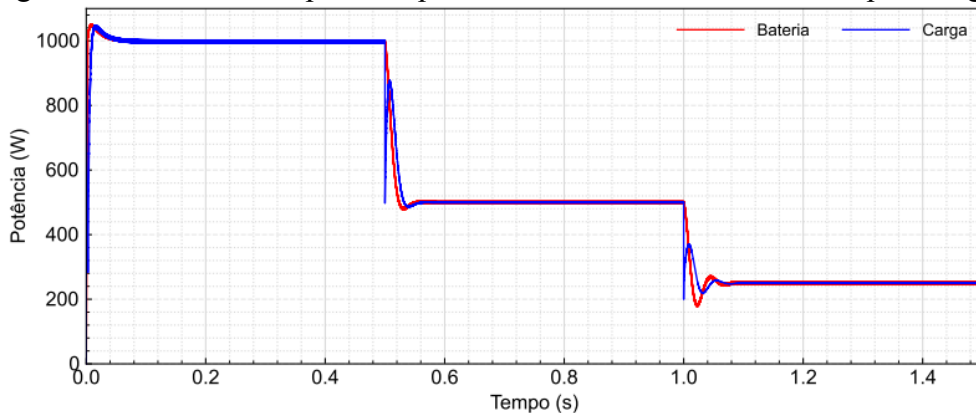
Figura 44 – Validação do sistema de controle – Banco de baterias.



Fonte: O autor.

No que lhe diz respeito, a Figura 45 apresenta a potência da bateria entregue à carga, atendendo de forma contínua a demanda solicitada.

Figura 45 – Potência despachada pelo banco de baterias e absorvida pela carga.



Fonte: O autor.

Em vista das respostas dinâmicas de corrente no indutor de entrada do banco de baterias e da tensão do barramento CC, é constada a eficácia das malhas de controle projetadas, permitindo ao conversor bidirecional o estabelecimento das condições de operação do sistema.

5.3 AVALIAÇÃO DO SISTEMA INTEGRADO

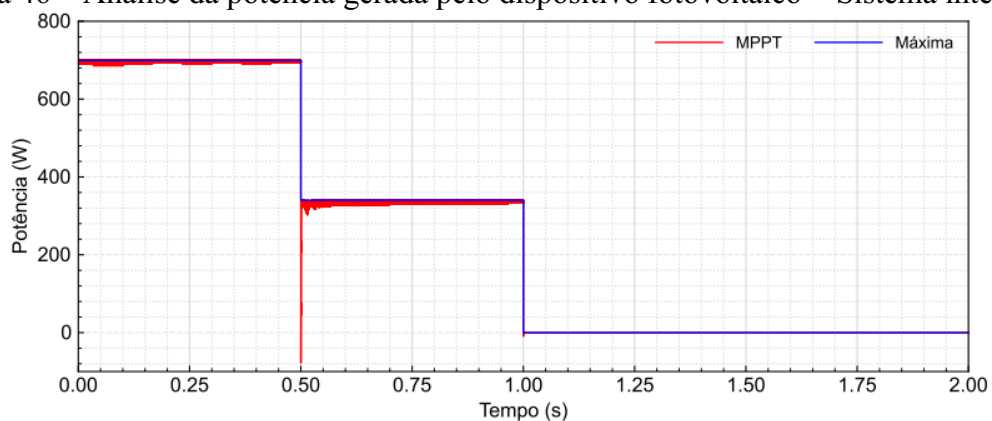
Uma vez investigado o comportamento dos elementos do circuito de forma isolada, é realizada a integração do gerador fotovoltaico, do banco de baterias e seus respectivos conversores, compondo o sistema de processamento de energia. A carga, por sua vez, é representada por resistores. Nesse contexto, a simulação do sistema integrado objetiva analisar o fluxo de potência entre os seus componentes, além de consolidar algumas das principais formas de onda. Assim, a seção seguinte é encarregada de efetuar esta avaliação.

5.3.1 Análise das principais formas de onda

Para analisar o fluxo de potência do sistema, e o intercâmbio de fontes responsáveis pelo atendimento à carga, é perturbada a irradiância aplicada ao dispositivo fotovoltaico e a demanda solicitada pela carga conectada ao barramento CC. Desse modo, a simulação é iniciada com uma irradiância de 700 W/m^2 , passando para 350 W/m^2 em $0,5 \text{ s}$ e sendo anulada a partir de $1,0 \text{ s}$. A carga, por sua vez, é estipulada para apresentar perfil de demanda constante de 500 W até $1,0 \text{ s}$, quando é então reduzida pela metade.

Nesse contexto, um dos primeiros aspectos a ser analisado é a potência provinda do gerador fotovoltaico. Assim, como se observa na Figura 46, após a integração do sistema, o dispositivo fotovoltaico mantém a sua operação em torno do ponto ótimo para diferentes condições de irradiância.

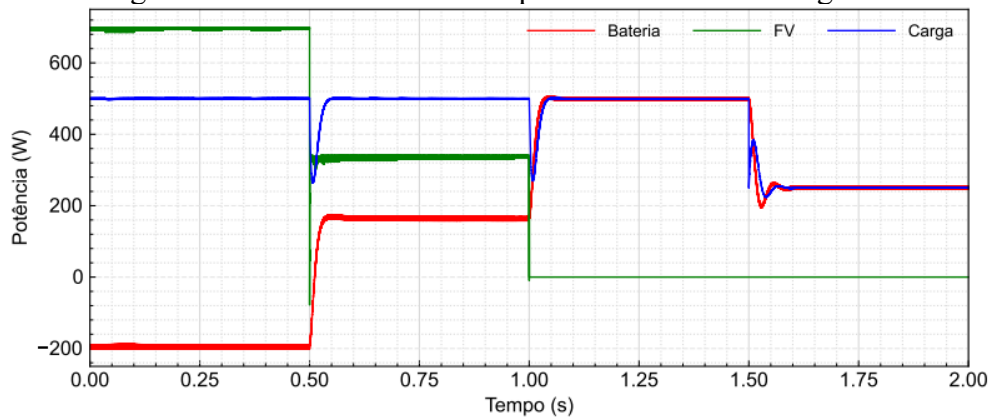
Figura 46 – Análise da potência gerada pelo dispositivo fotovoltaico – Sistema integrado.



Fonte: O autor.

Em um segundo momento, é analisado o fluxo de potência do sistema, conforme apresentado pela Figura 47. Aqui, até o instante de 0,5 s, o dispositivo fotovoltaico apresenta geração de 700 W, atendendo a carga de forma integral e injetando a potência excedente (200 W) na bateria. Em seguida, entre 0,5 e 1,0 s, a potência gerada pelo gerador fotovoltaico cai para 350 W, de modo que a carga passa a ser atendida parcialmente pelo conjunto fotovoltaico (350 W) e pelo banco de baterias (150 W). Por fim, a partir de 1,0 s a geração fotovoltaica é anulada, fazendo com que a bateria seja incumbida por suprir exclusivamente a demanda solicitada pela carga, descarregando à potência de 500 W até 1,5 s, e à 250 W a partir de então.

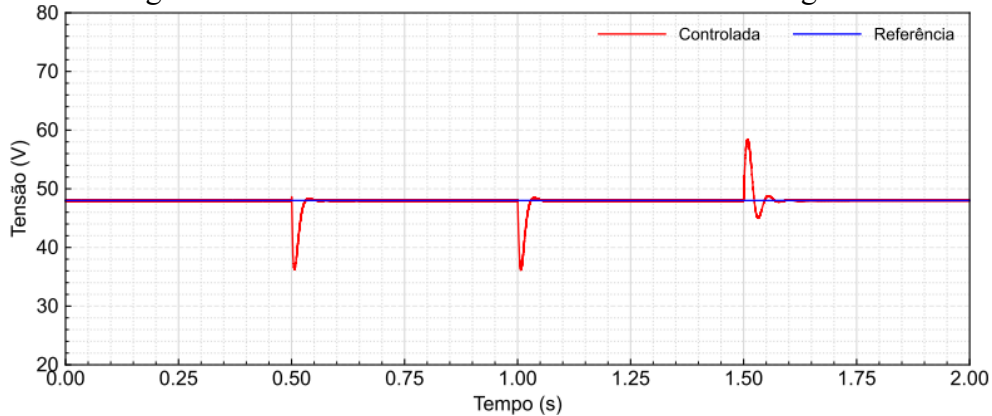
Figura 47 – Análise do fluxo de potência – Sistema integrado.



Fonte: O autor.

Validado o intercâmbio de potência entre os elementos do sistema, é essencial consolidar, novamente, a condição de regulação da tensão do barramento CC. Nesse sentido, como observado na Figura 48, a tensão se mantém estabilizada em 48 V, com exceção de alguns picos gerados pelas variações de potência na bateria e a dinâmica lenta da malha de controle de tensão.

Figura 48 – Tensão no barramento CC – Sistema integrado.



Fonte: O autor.

6 IMPLEMENTAÇÃO E AVALIAÇÃO DO SISTEMA NO HIL

Uma vez consolidado o funcionamento do circuito de forma integrada utilizando o PSIM, parte-se para a implementação do sistema utilizando o *software* Typhoon HIL, indo na direção de avaliação do sistema sob o aspecto de *hardware-in-the-loop*. Dessa maneira, o mesmo sistema implementado anteriormente no PSIM é desenvolvido para a simulação em HIL. No APÊNDICE D – Implementação do sistema no Typhoon HIL é apresentada a ilustração da implementação da estrutura no Typhoon HIL.

Embora tais ferramentas sejam utilizadas para a implementação do mesmo sistema, no Typhoon HIL objetiva-se avaliar o comportamento de operação da microrrede quando diferentes cenários de fluxo de potência são encontrados, permitindo maior flexibilidade na execução de testes e aproximando de forma mais fidedigna o comportamento real do sistema. Por outro lado, o PSIM, conforme exposto anteriormente, é utilizado para avaliar as respostas dinâmicas dos circuitos de controle projetados.

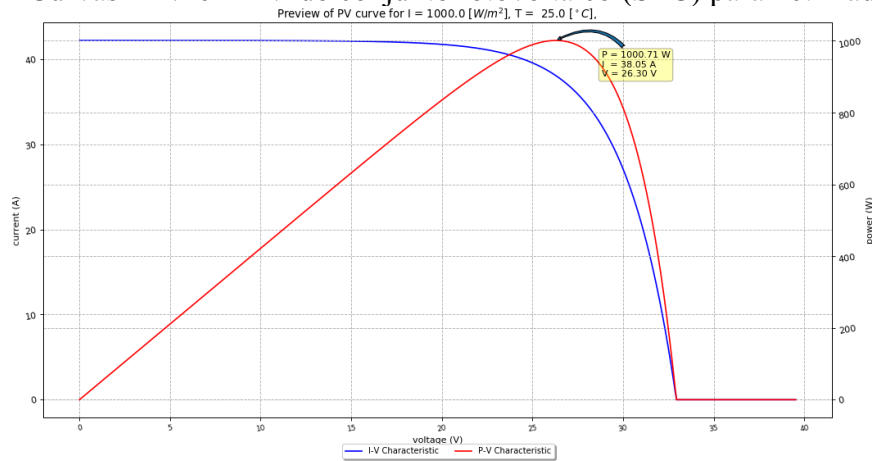
6.1 CARACTERÍSTICAS DOS ELEMENTOS E DE OPERAÇÃO DO SISTEMA

Antes de falar dos cenários propriamente ditos, é interessante expor as particularidades dos principais elementos do sistema e suas implementações no HIL. Dessa maneira, os tópicos seguintes propõem-se a apresentar as características dos elementos da microrrede emulada no HIL, bem como das condições de operação do sistema.

6.1.1 Gerador fotovoltaico

Assim como exposto anteriormente, para a implementação do gerador fotovoltaico é tomado como referência o módulo KC200GT. Assim, utilizando a ferramenta de geração de curvas do Typhoon HIL e, tendo em vista os parâmetros resultantes para o conjunto fotovoltaico (nas STC), apresentados pela Tabela 6, são emuladas as curvas $I \times V$ e $P \times V$, conforme apresentado na Figura 49. Aqui, em concordância com as especificações da associação paralelo dos módulos fotovoltaicos, são constatados os valores de 26,3 V e 38,05 A, para a tensão e corrente, respectivamente, no ponto de máxima potência. Ainda, é consolidada a tensão de circuito aberto, cujo valor é de aproximadamente 32,9 V, e a corrente de curto-circuito, com valor de cerca de 42 A.

Figura 49 – Curvas $I \times V$ e $P \times V$ do conjunto fotovoltaico (STC) parametrizadas no HIL.

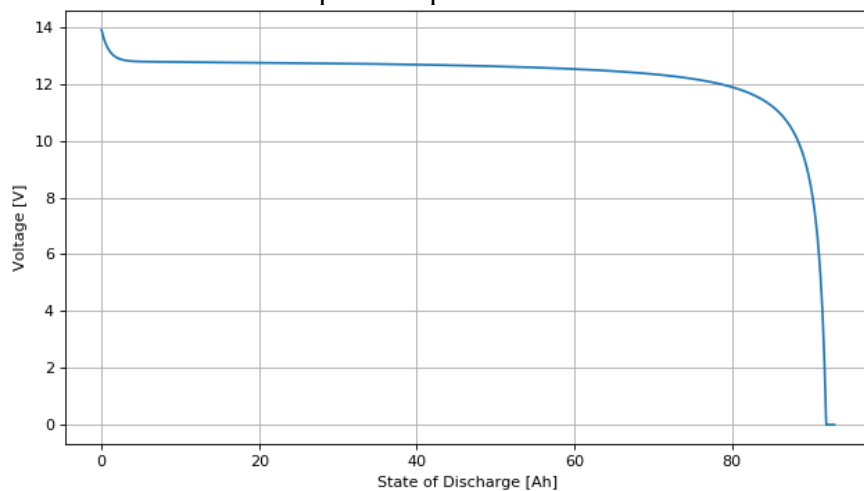


Fonte: O autor

6.1.2 Banco de baterias

No tocante ao sistema de armazenamento, sua construção é dada a partir das baterias de íons de lítio de alta profundidade de descarga do fabricante Lithium Hub, com capacidade de 30 Ah e tensão nominal de 12,8 V. Assim, tendo em vista a composição do banco a partir de três ramos de duas baterias em série, é parametrizada no HIL a curva de tensão terminal em função do estado de descarga (Figura 50) com base na curva apresentada no *datasheet* do fabricante. Aqui, como pode ser observado, é representada a curva para uma associação de três baterias em paralelo, totalizando uma capacidade 90 Ah, de tal modo que para a implementação no Typhoon HIL são considerados dois destes conjuntos em série. Além disso, é observado que para a condição de descarga total (90 Ah), a tensão da bateria cai para em torno de 8 V, estando compatível com a curva fornecida pelo fabricante.

Figura 50 – Curva de tensão em função do estado de descarga para uma associação de três baterias em paralelo parametrizada no HIL.



Fonte: O autor.

Em termos suprimento de demanda das cargas de forma ininterrupta, o banco de baterias, com capacidade total de 180 Ah, é projetado para uma autonomia de aproximadamente 24 h, considerando o cenário em que a potência solicitada pelas cargas é máxima e não há geração fotovoltaica.

6.1.3 Cargas

A representação das cargas, por sua vez, é dada por um conjunto de resistores em paralelo com diferentes valores de demanda, conforme apresentado pela Tabela 8. Em termos comuns, todas as cargas são controláveis, ou seja, possuem a capacidade de serem seccionadas, cujas condições de chaveamento são apresentadas na seção a seguir.

Tabela 8 – Perfil das cargas conectadas ao barramento CC.

Carga	Tipo	Potência [W]
1	Crítica	25
2	Comum	75
3	Comum	100
4	Comum	100
5	Comum	200

Fonte: O autor.

No mesmo sentido, como pode ser consultado na Tabela 8, a potência nominal das cargas representa o valor de 500 W, segmentado em cinco estágios de demanda. Além disso, observa-se a presença de uma carga de cunho crítico, de modo que seu fornecimento deve ser ininterrupto durante a operação do sistema, a menos que o SOC do banco de baterias esteja próximo da tensão de corte correspondente.

6.1.4 Limitações de operação

Entendidas as características dos elementos implementados no Typhoon HIL, comenta-se a respeito das limitações de operação da microrrede, visando otimizar os recursos de geração distribuídos e o atendimento às cargas. Assim, é tida como a premissa principal o estado de carga do sistema de armazenamento por baterias.

Nesse contexto, considerando o fato de que à medida que o SOC da bateria cai tem-se uma tendência de redução da sua tensão e um aumento na corrente (para manter um certo valor de potência), e a condição de operação isolada do sistema (não conectado à rede principal), deve-se prever uma estratégia para atender de forma contínua a carga crítica pelo maior período

de tempo possível. Nesse cenário, é arquitetada uma lógica de seccionamento das cargas com base no SOC do sistema de armazenamento, explicitado pela Figura 51. Assim, como é constatado, quando o estado de carga da bateria cai abaixo de 25 %, é previsto o corte gradual das cargas, iniciando pela carga 5, cuja demanda é de 200 W, na tentativa de mitigar ou eliminar a redução contínua do estado de carga. Persistindo a queda do SOC, é delimitada o seccionamento das demais cargas em ordem decrescente de demanda a cada decremento de 5%, segundo as informações apresentadas pela Tabela 9. Aqui, caso o estado de carga da bateria cai abaixo de 5%, observa-se que todas as cargas são seccionadas, inclusive a carga crítica, garantindo a preservação da bateria e a regulação da tensão do barramento CC.

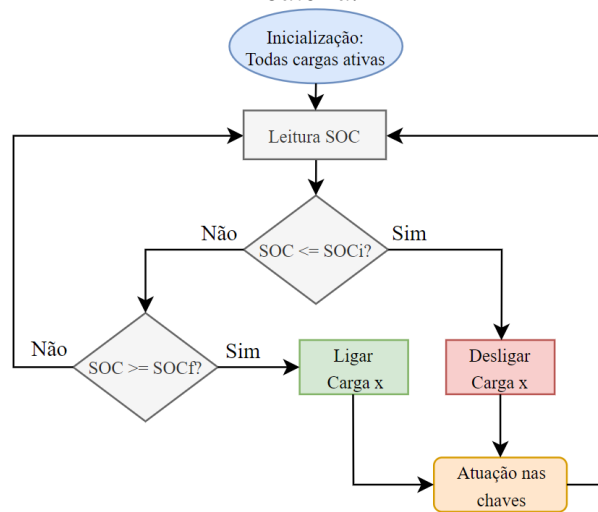
No sentido oposto, à medida que o SOC da bateria começa a ser incrementado devido à injeção de potência por parte do gerador fotovoltaico, as cargas passam a ser acionadas novamente, partindo da carga crítica (carga 1), de menor demanda, para a de maior demanda (carga 5). Nesse aspecto, é constatado que o limite para o religamento dos elementos é 5% maior do que o limite de seccionamento, compondo uma janela de histerese para evitar flutuações constantes de carga.

Tabela 9 – Critérios de SOC para o desligamento e religamento das cargas.

Carga (x)	SOC de desligamento [%] (SOCi)	SOC de religamento [%] (SOCf)
5	25	30
4	20	25
3	15	20
2	10	15
1	5	10

Fonte: O autor.

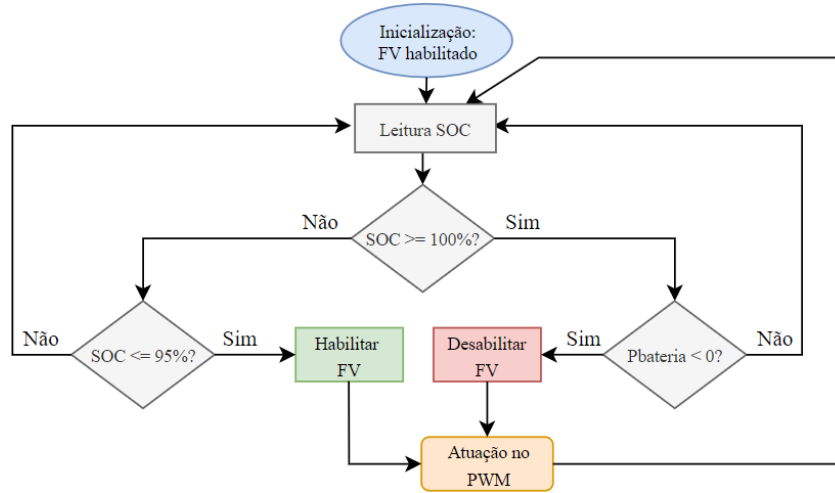
Figura 51 – Algoritmo de seccionamento e religamento das cargas em função do SOC da bateria.



Fonte: O autor.

Já no âmbito do gerador fotovoltaico, deve-se considerar o cenário em que o SOC da bateria atinge 100% e a energia gerada se mantém superior à demandada pela carga, de modo que há a tendência de injeção contínua para o processo de recarga da bateria. Nesse contexto, considerando que o SOC da bateria já está com seu limite máximo, deve-se atuar no sentido de desabilitar o gerador fotovoltaico, garantindo a preservação do sistema de armazenamento. Em seguida, à medida que o estado de carga passa a ser decrementado e atinge um valor igual ou inferior a 95%, o dispositivo passa a ser habilitado novamente, permitindo o aproveitamento máximo dos recursos solares, na sua disponibilidade. Tal lógica é apresentada pela Figura 52. Aqui, a atuação sobre o PWM trata apenas de multiplicar o seu valor por 0, se desejado desabilitar o dispositivo fotovoltaico, e por 1, caso desejado reativá-lo ou apenas manter no seu estado atual.

Figura 52 – Algoritmo de condicionamento de operação do dispositivo fotovoltaico em função do SOC da bateria.



Fonte: O autor.

6.1.5 Inclusão das não idealidades

Dado a emulação futura do circuito em *hardware* e o objetivo de obter uma aproximação do comportamento real do sistema, são incorporadas ao modelo as não idealidades de todos os elementos. Nesse sentido, a estimativa dos parâmetros parasitas é baseada nos componentes reais. A Tabela 10 e Tabela 11 apresentam os valores considerados.

Tabela 10 – Parâmetros parasitas do conversor *boost*.

Elemento	Parâmetro intrínseco		Parâmetro parasita	
	Grandeza	Valor	Grandeza	Valor
Capacitor de entrada	Capacitância [μF]	20	Resistência série [$\text{m}\Omega$]	48
Indutor de entrada	Indutância [mH]	1,56	Resistência série [$\text{m}\Omega$]	35
MOSFET	-	-	Resistência de condução [$\text{m}\Omega$]	17
Diodo	-	-	Tensão de condução [V]	0,7

Fonte: O autor.

Tabela 11 – Parâmetros parasitas do conversor *boost* bidirecional.

Elemento	Parâmetro intrínseco		Parâmetro parasita	
	Grandeza	Valor	Grandeza	Valor
Capacitor de entrada	Capacitância [μF]	19,07	Resistência série [$\text{m}\Omega$]	48
Capacitor do barramento CC	Capacitância [μF]	2020	Resistência série [$\text{m}\Omega$]	0,795
Indutor de entrada	Indutância [mH]	1,53	Resistência série [$\text{m}\Omega$]	35
MOSFET	-	-	Resistência de condução [$\text{m}\Omega$]	17

Fonte: O autor.

6.2 AVALIAÇÃO DE DIFERENTES CENÁRIOS

Delimitadas as características do sistema e suas condições de operação, são realizadas as simulações no ambiente virtual do Typhoon HIL, avaliando o comportamento da microrrede em diferentes circunstâncias. Nesse contexto, basicamente, são alterados os parâmetros de geração fotovoltaica, demanda e SOC inicial de acordo com patamares de alta e baixa geração fotovoltaica, alta e baixa demanda e alto e baixo SOC inicial.

Desse modo, a classificação de alto índice de geração fotovoltaico compõe um perfil em que há uma grande densidade de energia sendo gerada, de modo que o gerador fotovoltaico chega a operar em torno do seu ponto de máxima potência (1000 W). No sentido oposto, o cenário com baixo índice de geração é construído a partir do primeiro, porém com uma proporção de 45 %, implicando que o valor máximo gerado, neste panorama, atinge cerca de 450 W.

Em relação aos perfis de consumo, para o panorama cuja demanda é assumida como alta, é considerado que todas as cargas, quando acionadas, operam com a sua potência nominal, de acordo com os valores apresentados pela Tabela 8. Por outro lado, para a perspectiva de baixa demanda, aponta-se o fato de as cargas operarem com 40 % da sua potência nominal, quando ativas, com exceção da carga crítica, que é mantida em 25 W.

Para o SOC inicial, por sua vez, são considerados, também, dois patamares, correspondentes a 20 e 90 %. Dentro dessa faixa, a tensão do banco de baterias mantém-se praticamente inalterada, de modo que abaixo de 20 % passa a apresentar uma queda significativa.

Já em relação ao tempo de simulação, é considerado o período de 12 h para cada um dos cenários, emulando o intervalo de 6h30min da manhã às 18h30min da tarde, com exceção dos cenários 7 e 8, cujos objetivos são diferentes dos demais. Desse modo, é tomado como referência um dia com aproximadamente 11,5 h de sol, permitindo obter uma representação do comportamento real do sistema, dado o aproveitamento de todo o ciclo solar diário.

6.2.1 Cenários com SOC inicial de 20 %

Em um primeiro momento, são avaliados os panoramas em que o SOC inicial do sistema de armazenamento é estipulado em 20 %. Nesse contexto, é analisado o desempenho da microrrede sob diferentes condições de geração fotovoltaica e demanda.

6.2.1.1 Cenário 1

O primeiro cenário avaliado é caracterizado por apresentar alta densidade de geração, alta demanda e estado de carga inicial da bateria em 20 %, conforme pode ser constatado na Tabela 12.

Tabela 12 – Características do cenário 1.

Parâmetro	Valor
SOC inicial [%]	20
Densidade de geração FV	Alta
Potência máxima FV [W]	1000
Carga crítica [W]	25
Cargas comuns [W]	475

Fonte: O autor.

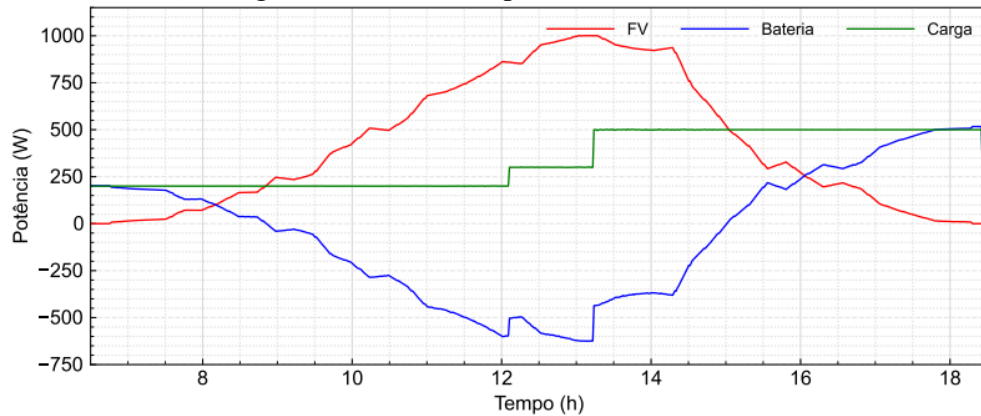
A Figura 53, por sua vez, expõe o fluxo de potência para o cenário em questão, explicitando cada um dos elementos do sistema, enquanto que a Figura 54 apresenta o comportamento do SOC da bateria. Como primeiro ponto, é reiterado o período de simulação considerado, compreendendo o intervalo entre 6h30min e 18h30min. Em segunda análise, é constatada a potência inicial demandada pelas cargas de 200 W, tendo em vista o SOC inicial de 20 % e o algoritmo de chaveamento (Figura 51), cuja resposta delimita a manutenção de atividade apenas das cargas 1, 2 e 3.

Outro ponto a ser observado é fato de que nos primeiros instantes do dia, na ausência de radiação solar, a bateria ser responsável por atender a carga de forma integral. Assim, à medida que se passa a ter geração fotovoltaica, o despacho da bateria começa a ser reduzido, até que, a partir de aproximadamente 8h45min, o gerador fotovoltaico se torna capaz de atender a carga de forma integral e produzir energia excedente para o processo de recarga da bateria, se mantendo nesta condição até por volta de 15h. Durante este intervalo, em vista do alto índice de radiação, o banco de baterias é carregado e o SOC é incrementado de um valor inicial de aproximadamente 17 % até 34 %. Assim, ao atingir os valores de 25 e 30 %, é verificado o acionamento das cargas 4 e 5, próximo das 12h e por volta de 13h30min, respectivamente, alavancando a demanda para o valor de 500 W.

A partir de 15h, período em que a geração fotovoltaica deixa de atender integralmente a carga, observa-se o declínio do SOC da bateria, dada a necessidade de complementar a

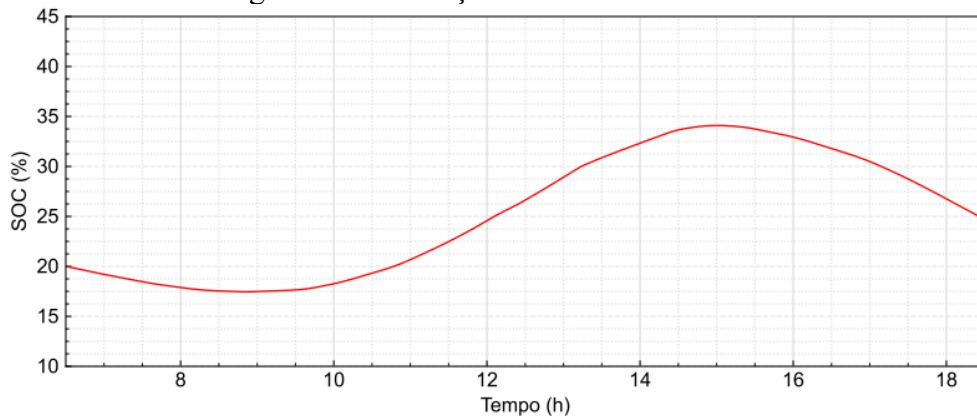
potência demandada pela carga. Nessa direção, ao final da simulação é constatado, ainda, o desligamento da carga 5, em virtude da redução do SOC abaixo de 25%.

Figura 53 – Fluxo de potência – Cenário 1.



Fonte: O autor.

Figura 54 – Evolução do SOC – Cenário 1.



Fonte: O autor.

6.2.1.2 Cenário 2

O segundo cenário, cujas características são expostas pela Tabela 13, compreende o panorama com alta densidade de geração fotovoltaica, baixa potência demandada pelas cargas e SOC inicial de 20 %.

Tabela 13 – Características do cenário 2.

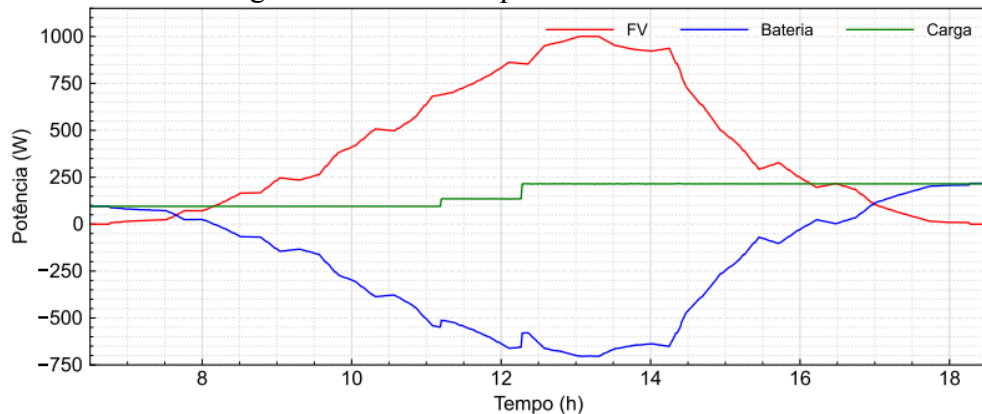
Parâmetro	Valor
SOC inicial [%]	20
Densidade de geração FV	Alta
Potência máxima FV [W]	1000
Carga crítica [W]	25
Cargas comuns [W]	190

Fonte: O autor.

No tocante aos resultados, a Figura 55 e Figura 56 apresentam o fluxo de potência e a resposta do estado de carga da bateria, respectivamente. Como primeiro aspecto, é destacada a potência total inicial de 95 W das cargas, resultante do somatório da carga crítica (carga 1) e de 40 % da potência nominal das cargas 2 e 3. Assim, dado um valor inicial pequeno de demanda, o SOC da bateria sofre uma leve redução de cerca de 2%, até que, próximo às 8h15min, a potência gerada pelo sistema fotovoltaico torna-se capaz de suprir a carga e carregar a bateria, mantendo esta condição até por volta de 16h30min. Em seguida, após as 16h30min, a carga passa a ser atendida concomitantemente pelo dispositivo fotovoltaico e pelo banco de baterias, de maneira que o estado de carga do sistema de armazenamento volta a ser decrementado.

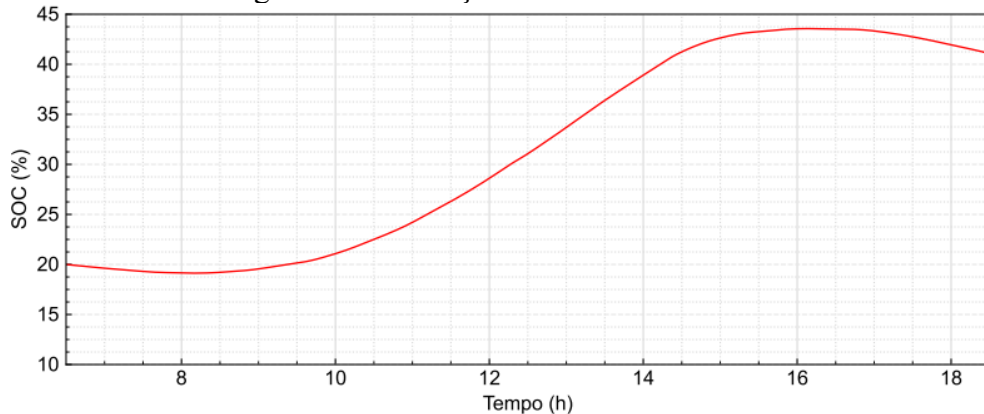
Outro ponto a ser ressaltado diz respeito à ativação das cargas 4 e 5, por volta de 11h15min e 12h15min, respectivamente, somarizando a demanda total de 215 W. De forma complementar, tais fenômenos são observados devido à ultrapassagem dos limites de SOC para o religamento destas cargas (Tabela 9), correspondentes aos valores de 25 e 30 %.

Figura 55 – Fluxo de potência – Cenário 2.



Fonte: O autor.

Figura 56 – Evolução do SOC – Cenário 2.



Fonte: O autor.

6.2.1.3 Cenário 3

A Tabela 14 explicita as características do cenário 3, qualificado por possuir um baixo índice de geração fotovoltaica, alta demanda e baixo SOC inicial (20 %).

Tabela 14 – Características do cenário 3.

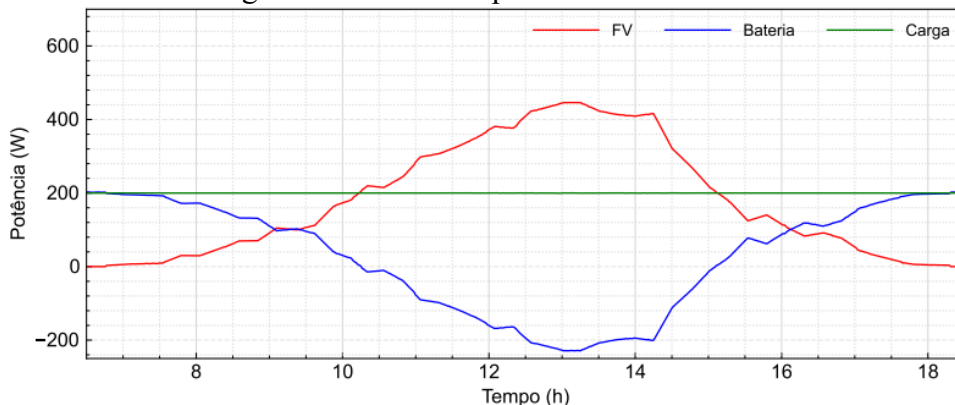
Parâmetro	Valor
SOC inicial [%]	20
Densidade de geração FV	Baixa
Potência máxima FV [W]	450
Carga crítica [W]	25
Cargas comuns [W]	475

Fonte: O autor.

No âmbito do intercâmbio de potência entre os elementos do sistema (Figura 57), é constatado o atendimento à carga de modo complementar entre o dispositivo fotovoltaico e o banco de baterias até aproximadamente 10h15min. A partir de então, a energia gerada torna-se capaz de suprir a carga de modo absoluto bem como de recarregar a bateria, mantendo esse modo de operação até por volta de 15h.

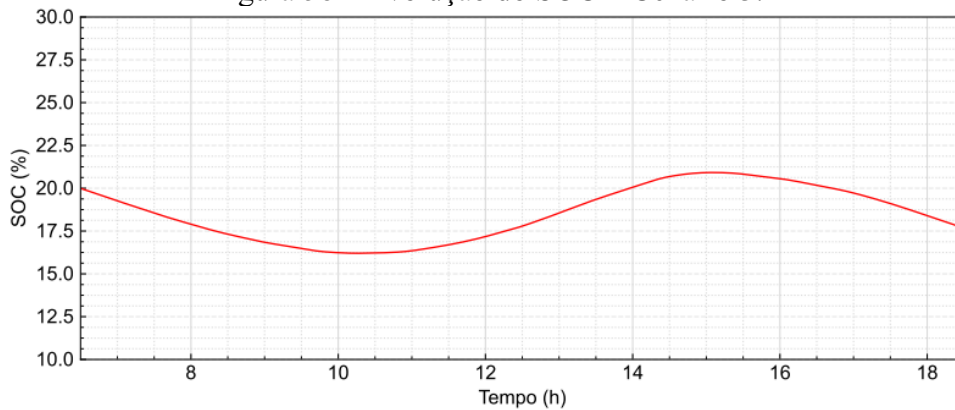
Dentro deste intervalo, em razão das pequenas amplitudes de potência geradas, o SOC da bateria é amplificado de forma sucinta, saindo de 16 % e atingindo o máximo valor de cerca de 21 %, como observado na Figura 58. Nesse sentido, é consolidado o fato da demanda se manter constante em todo o período simulado, em virtude dos patamares de estado de carga necessários para o acionamento das demais cargas não serem alcançados. Do mesmo modo, dada a potência constante, observa-se, na Figura 57, que a forma de onda do sistema de armazenamento é espelhada em relação à geração fotovoltaica.

Figura 57 – Fluxo de potência – Cenário 3.



Fonte: O autor.

Figura 58 – Evolução do SOC – Cenário 3.



Fonte: O autor.

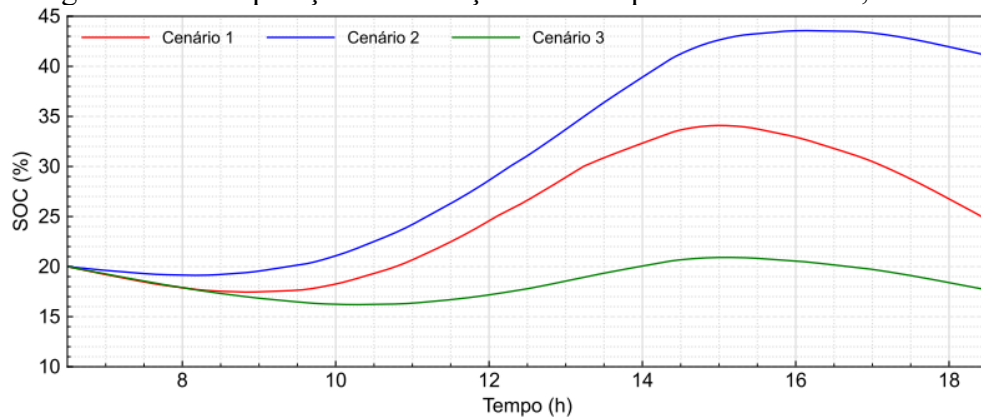
6.2.1.4 Comparação de resultados

Em vista das simulações realizadas, é apresentado pela Figura 59 um comparativo da influência das diferentes condições de geração e demanda no estado de carga da bateria. Assim, de modo geral, para o cenário 1, pode-se averiguar que, apesar do alto índice de geração fotovoltaico, o SOC da bateria, ao fim do dia, não apresenta um incremento significativo, saindo de 20 % e atingindo cerca de 25 %, resultando, assim em um saldo líquido de apenas 5 %. Tal fato é justificado pela alta demanda, cujo valor atinge o seu limite máximo em grande parte do período observado.

Em segunda análise, no cenário 2 é constatado que, devido à combinação de baixa demanda e alto índice de geração, a bateria absorve energia por um intervalo de tempo maior, atingindo cerca de 8 h. Como consequência, é constatado um aumento significativo no estado de carga do sistema de armazenamento, partindo dos 20 % iniciais para cerca de 42 %. Além disso, é consolidado o fato de o SOC ser incrementado de forma acelerada, mesmo após a ativação de todas as cargas.

O cenário 3, por sua vez, explicita uma condição pouco favorável para o banco de baterias, de modo que toda a energia gerada é consumida pelas cargas. Tal circunstância se difunde devido ao baixo índice de geração fotovoltaico e demanda relativamente alta, implicando em um baixo tempo de absorção de energia no sistema de armazenamento (aproximadamente 5 h). Como consequência, ao fim do dia, o SOC obtido é de em torno de 18 %, resultando em um delta negativo de 2 %.

Figura 59 – Comparação da evolução do SOC para os cenários 1, e 2 e 3.



Fonte: O autor.

6.2.2 Cenários com SOC inicial de 90 %

Semelhantemente ao primeiro conjunto de cenários, são analisados os perfis de potência da microrrede em diferentes situações de demanda e geração fotovoltaica, considerando, agora, um SOC inicial de 90 %.

6.2.2.1 Cenário 4

Neste aspecto, o primeiro cenário avaliado, denominado de 4, é reconhecido por expor alto índice de geração fotovoltaica e demanda de acordo com a potência nominal das cargas, assim como apresentado pela Tabela 15.

Tabela 15 – Características do cenário 4.

Parâmetro	Valor
SOC inicial [%]	90
Densidade de geração FV	Alta
Potência máxima FV [W]	1000
Carga crítica [W]	25
Cargas comuns [W]	475

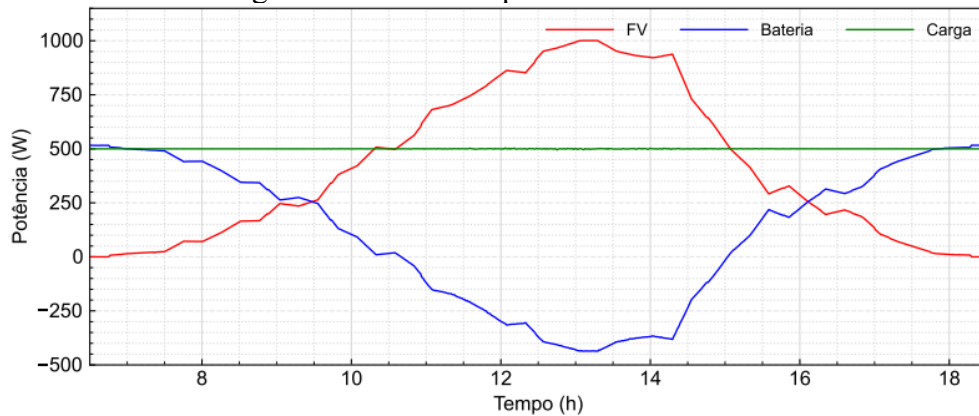
Fonte: O autor.

Como primeira análise, comenta-se a respeito de ficar evidenciado o fato de, nos instantes iniciais e finais do dia (na ausência de radiação), a potência despachada pela bateria ser ligeiramente superior à absorvida pelas cargas (Figura 60). Tal fenômeno ocorre devido às perdas nos elementos parasitas do circuito, presentes em todos os modos de operação, porém com valores diferentes em cada ponto de operação.

Outro ponto de destaque é a observação da potência demandada pelas cargas, cujo valor é mantido em seu limite máximo durante toda a simulação, impactando, de forma significativa no processo de recarga da bateria, em vista da grande quantidade de energia drenada do sistema fotovoltaico.

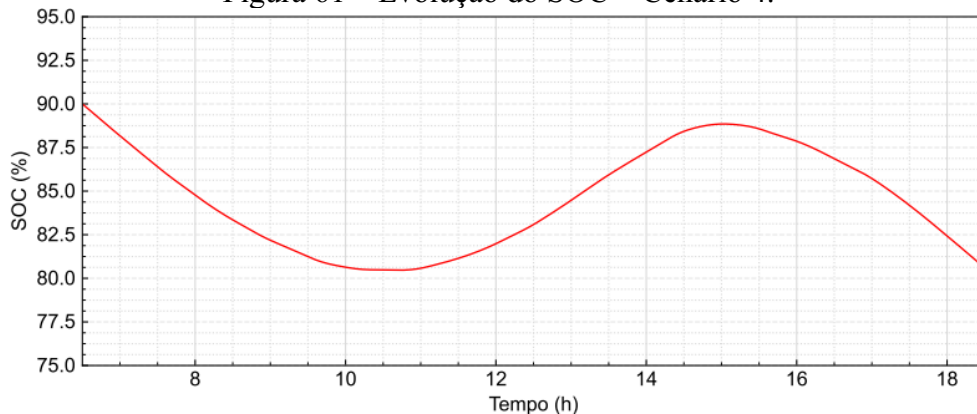
Nesse contexto, entre o intervalo de 10h e 15h, o gerador fotovoltaico é responsável por produzir energia tanto para o atendimento às cargas de forma integral, quanto para a recarga do sistema de baterias, cujo SOC é incrementado de aproximadamente 8 %, como pode ser constatado na Figura 61. Nos demais instantes, o estado de carga do sistema de armazenamento é razoavelmente degradado, finalizando o dia em aproximadamente 80,5 %, implicando em um déficit de 9,5 % se comparado ao início da simulação.

Figura 60 – Fluxo de potência – Cenário 4.



Fonte: O autor.

Figura 61 – Evolução do SOC – Cenário 4.



Fonte: O autor.

6.2.2.2 Cenário 5

O cenário 5, no que lhe diz respeito, é caracterizado por um alto índice de geração fotovoltaico, baixa demanda (cujo valor total corresponde a 215 W) e SOC inicial de 90%, conforme os dados explicitados pela Tabela 16.

Tabela 16 – Características do cenário 5.

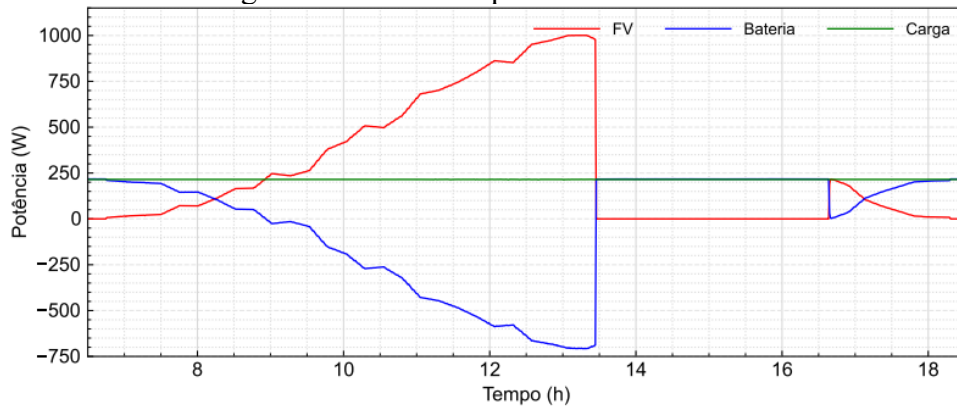
Parâmetro	Valor
SOC inicial [%]	90
Densidade de geração FV	Alta
Potência máxima FV [W]	1000
Carga crítica [W]	25
Cargas comuns [W]	190

Fonte: O autor.

A Figura 62 e Figura 63, por sua vez, apresentam os resultados para o fluxo de potência e o perfil do SOC, respectivamente, sendo constatado, de forma geral, um comportamento peculiar em relação aos demais panoramas. Assim sendo, em razão da alta capacidade de geração e pequena demanda, uma grande quantidade de energia é absorvida pelo banco de baterias até a primeira metade do período simulado, atingindo uma potência instantânea de quase 750 W por volta das 13h15min.

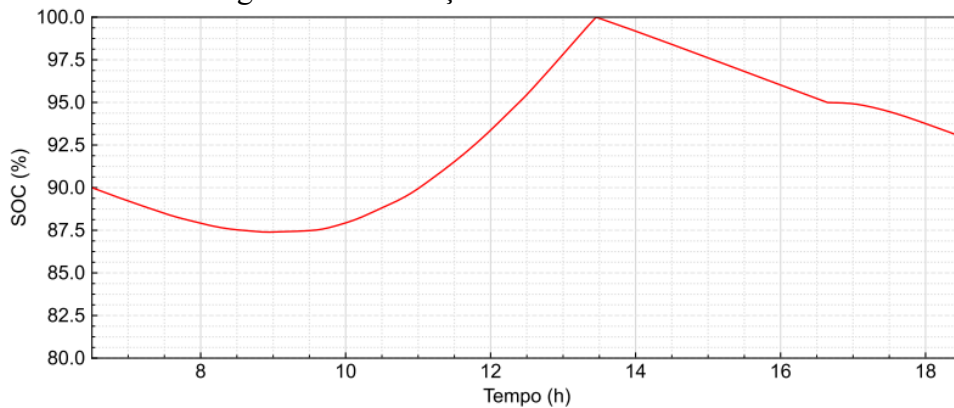
Quanto ao SOC, seu valor é levemente decrementado até cerca de 9h, quando a geração fotovoltaica passa a ser superior à demanda. A partir de então, o estado de carga do sistema de armazenamento é gradualmente amplificado até atingir o seu máximo valor em torno de 13h30min. Nesse instante, o dispositivo fotovoltaico é desabilitado, como resposta do algoritmo de condicionamento da sua operação (Figura 52). Como consequência, o banco de baterias passa a atender a carga de modo absoluto, implicando, novamente, na redução gradual do seu SOC. Em seguida, aproximadamente às 16h40min, ao estado de carga da bateria atingir um valor inferior a 95 %, o sistema fotovoltaico é, outra vez, habilitado. Porém, em virtude da baixa radiação, a potência gerada se torna capaz apenas de aliviar o despacho da bateria por um curto período de tempo.

Figura 62 – Fluxo de potência – Cenário 5.



Fonte: O autor.

Figura 63 – Evolução do SOC – Cenário 5.



Fonte: O autor.

6.2.2.3 Cenário 6

O cenário 6, cujas características são expostas pela Tabela 17, engloba o panorama com baixa densidade de geração fotovoltaica, demanda baseada na potência nominal das cargas e SOC inicial de 90 %.

Tabela 17 – Características do cenário 6.

Parâmetro	Valor
SOC inicial [%]	90
Densidade de geração FV	Baixa
Potência máxima FV [W]	450
Carga crítica [W]	25
Cargas comuns [W]	475

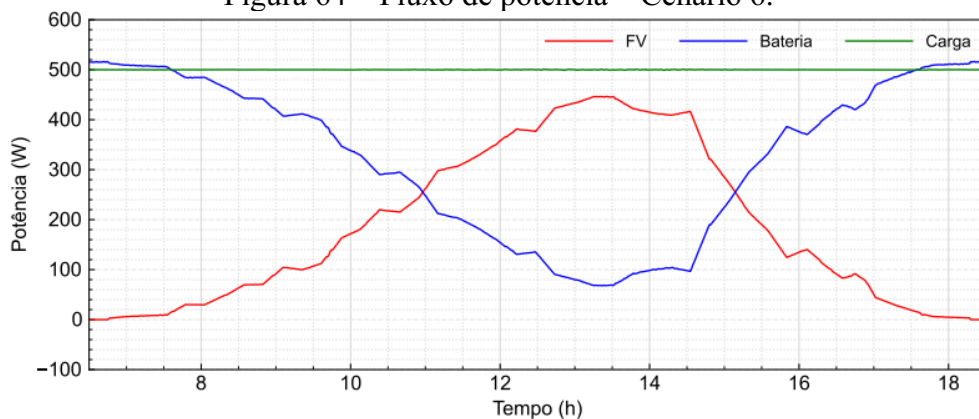
Fonte: O autor.

Em termos do fluxo de potência (Figura 64), assim como no cenário anterior, porém agora de forma mais evidente, são explicitadas as perdas parasitas do sistema (presentes em

todos os modos de operação) na ausência de geração fotovoltaica, cujo valor, para as dadas condições, é de aproximadamente 15 W.

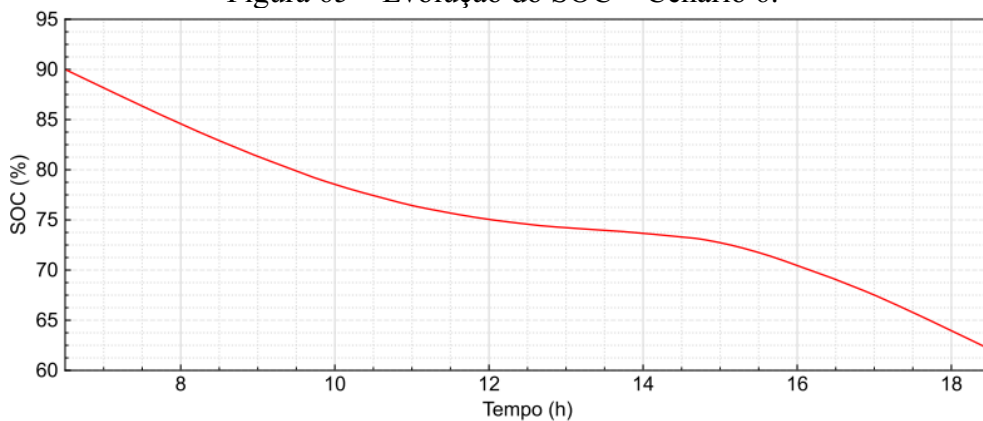
Além disso, como particularidade deste cenário, é observado que durante todo o período de simulação a potência gerada pelo gerador fotovoltaico em nenhum momento é capaz de suprir o conjunto de cargas, acarretando na redução contínua do SOC, como constatado na Figura 65. Por outro lado, embora tal fenômeno se apresente, é notada uma desaceleração na degradação do estado de carga durante o pico de geração, compreendido entre o período de 12h e 14h15min.

Figura 64 – Fluxo de potência – Cenário 6.



Fonte: O autor.

Figura 65 – Evolução do SOC – Cenário 6.



Fonte: O autor.

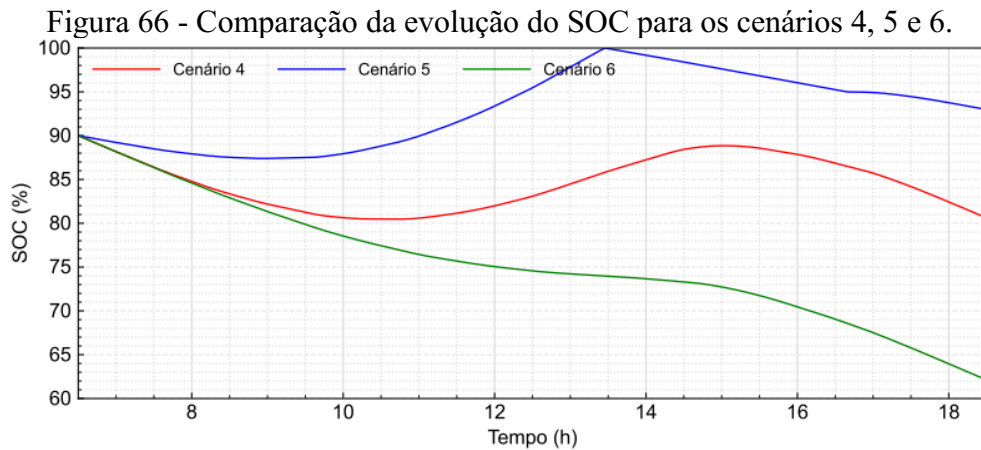
6.2.2.4 Comparação de resultados

A Figura 65, no que lhe concerne, expõe um comparativo da evolução do SOC para cada um dos cenários cujo valor inicial do estado de carga é parametrizado em 90 %. Assim, em aspectos gerais, para o cenário 4 é verificado que, apesar do alto índice de geração fotovoltaica, a elevada demanda (de 500 W) é responsável por comprometer o processo de recarga da bateria, de modo que toda a energia gerada é consumida. Além disso, avaliando os

saldos líquidos, parte da energia do banco de baterias é drenada para atendimento às cargas, reduzindo os iniciais 90 % para 80,5 % ao final da simulação.

Já no cenário 5, é observado o fato do SOC ser mantido em um alto patamar ao final do dia, com o valor inicial acrescido de cerca de 3 %. Entretanto, a combinação dos fatores de baixa demanda, alto índice de geração e elevado SOC acarretam na circunstância de uma grande quantidade de energia deixar de ser aproveitada em virtude da desativação do gerador fotovoltaico, o que é entendido como uma das limitações do sistema isolado.

O cenário 6, por sua vez, apresenta o pior panorama para o sistema de armazenamento, dentre todos os cenários simulados. A elevada demanda solicitada pelas cargas e o reduzido índice de geração fotovoltaica são determinantes para a significativa degradação do SOC, cujo valor obtido ao final do dia é de 62%.



Fonte: O autor.

6.2.3 Validação da autonomia do sistema

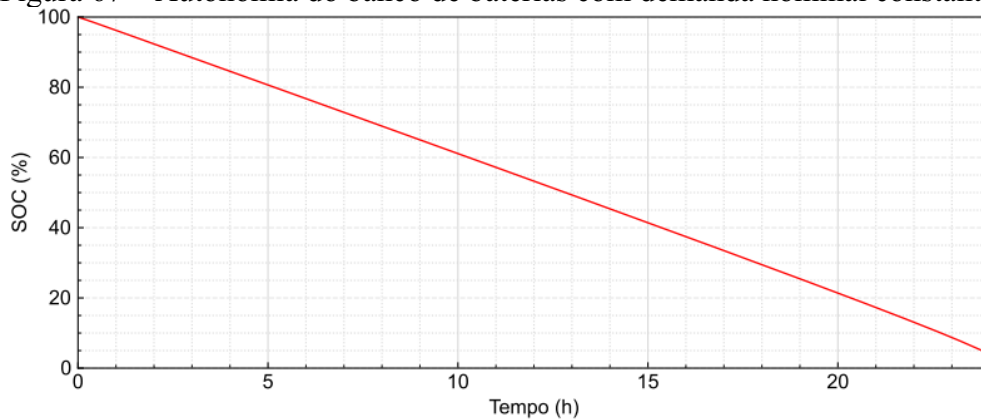
Com o intuito de avaliar a autonomia do sistema, são analisados, ainda, dois cenários suscetíveis a condições distintas de demanda. Em termos comuns, para ambos panoramas, a simulação é iniciada com o SOC em 100 % e a geração fotovoltaica é mantida nula durante todo o período observado, implicando que não há nenhuma energia sendo injetada no sistema, apenas drenada. Como critério para delimitação da autonomia, no que lhe diz respeito, é acompanhado o tempo para que o SOC de 5 % da bateria seja atingido. Abaixo disso, todas as cargas são desativadas, a fim de evitar a degradação do banco de baterias e a garantia de regulação da tensão do barramento CC.

6.2.3.1 Cenário 7

O primeiro cenário observado é caracterizado por apresentar demanda nominal durante todo o processo de descarga do sistema de armazenamento. De outro modo, pode-se dizer que uma potência de um pouco mais de 500 W (considerando, também, as perdas devido aos elementos parasitas) é suprida pela bateria com uma profundidade de descarga de 95 % (de 100 a 5 %).

Nesse contexto, é apresentado pela Figura 67 o comportamento do SOC no decorrer do tempo. Como primeiro aspecto, é constatada a linearidade no decaimento do estado de carga, cuja explicação se deve à, praticamente, invariável potência drenada do sistema de armazenamento. Como ponto de destaque, e que vai ao encontro ao projeto de dimensionamento da capacidade do sistema, é a autonomia obtida. Assim, é verificado um tempo de quase 24 h para atingir o SOC de 5 %, sendo comprovada a funcionalidade do banco de baterias conforme o esperado.

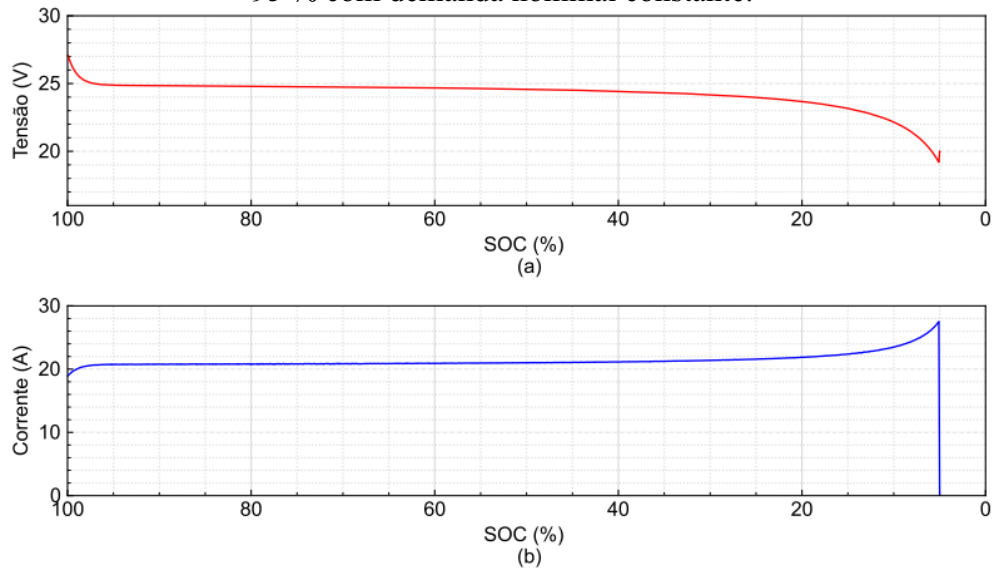
Figura 67 – Autonomia do banco de baterias com demanda nominal constante.



Fonte: O autor.

Outra investigação interessante diz respeito às formas de onda da tensão e corrente no banco de baterias, expostas em (a) e (b) da Figura 68, respectivamente. Assim, para a tensão, é evidenciada a sua região linear, corresponde ao SOC entre, aproximadamente, 97 e 20 %, com uma queda acentuada para as tensões abaixo do limite inferior deste intervalo. Já para a corrente é verificado um comportamento oposto à tensão, de modo que, à medida que a tensão decresce, a corrente tem seu valor incrementado, com o objetivo de manter o despacho de potência constante.

Figura 68 – Comportamento da tensão (a) e da corrente (b) na bateria para uma descarga de 95 % com demanda nominal constante.



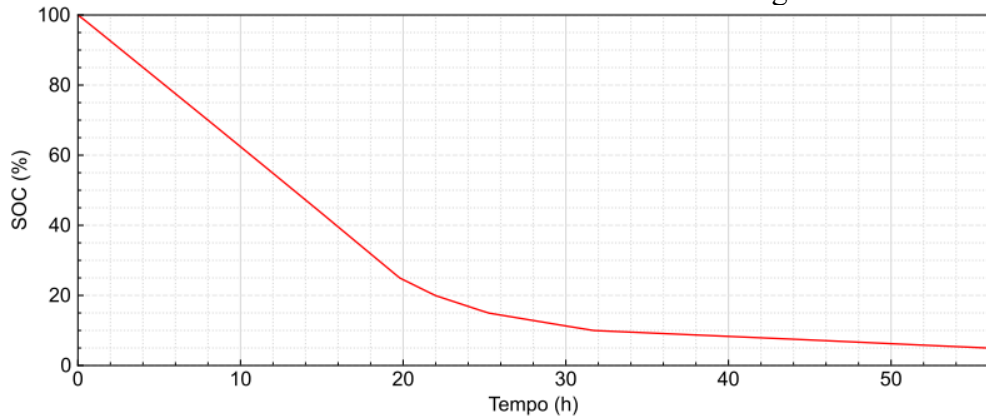
Fonte: O autor.

6.2.3.2 Cenário 8

Já para o cenário 8, é tomado como referência a potência nominal das cargas e o algoritmo de seccionamento delimitado pelo estado de carga do banco de baterias (Figura 51). Assim, os iniciais 500 W, ao serem atingidos os patamares de 25, 20, 15, 10 e 5 %, são reduzidos para 300, 200, 100, 25 e 0 W, respectivamente.

Desse modo, é apresentado pela Figura 69, o comportamento do SOC ao longo do período simulado. Assim, pode-se verificar o fato de as primeiras 20 h serem caracterizadas por demonstrar um decremento linear exatamente igual ao do cenário 7, quando é então atingido o SOC de 25 % e a primeira carga é desativada. A partir de então, a degradação do estado de carga é desacelerada em função do menor despacho de potência. Em seguida, até cerca da hora 32, as cargas 4, 3 e 2 são também seccionadas, passando a restar apenas a carga crítica e um SOC de pouco menos de 10 %. Desse instante em diante é constatado um intervalo de aproximadamente 24 h até ser alcançado o estado de carga de 5 %, quando a carga 1 é, finalmente, desligada. Dessa maneira, no âmbito da manutenção de atividade da carga crítica, é consolidada uma autonomia para o sistema de aproximadamente 56 h, apresentando uma diferença discrepante em relação ao cenário 7.

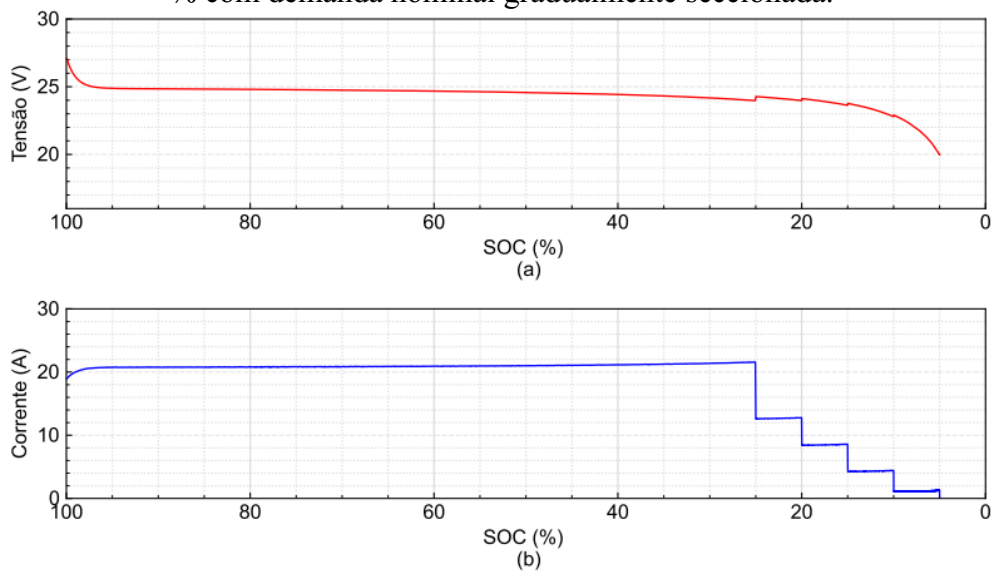
Figura 69 - Autonomia do banco de baterias com demanda nominal gradualmente seccionada.



Fonte: O autor.

Observando a curva de corrente (Figura 70), por sua vez, são evidenciados os degraus de demanda consequentes da atuação do algoritmo de seccionamento de cargas. Dessa maneira, à medida que o SOC é reduzido, são explicitados os degraus de corrente, implicando em menores amplitudes devido ao decréscimo gradual de demanda.

Figura 70 - Comportamento da tensão (a) e da corrente (b) na bateria para uma descarga de 95 % com demanda nominal gradualmente seccionada.



Fonte: O autor.

7 CONCLUSÃO

No escopo de sistemas fotovoltaicos autônomos, englobado por este trabalho, foram abordados os principais elementos da topologia proposta para estudo. Assim, foram apresentados os modelos matemáticos envolvidos no projeto dos conversores *boost* e *boost* bidirecional, bem como a simulação e validação destes componentes.

Ainda, dada a flexibilidade de avaliação de panoramas no Typhoon HIL, uma gama de cenários foi exposta à microrrede, visando avaliar o comportamento do sistema sob diferentes condições de operação. Assim, foi constatado o impacto de reduzidos e elevados índices de geração fotovoltaica, bem como baixos e altos patamares de demanda no estado de carga do banco de baterias.

Ainda, foi consolidada a autonomia de aproximadamente 24 h para o sistema de armazenamento, na condição de demanda nominal e de cerca de 56 h para uma operação chaveada das cargas. Assim, o algoritmo de seccionamento e religamento de cargas se mostrou como uma alternativa interessante para o prolongamento do atendimento à carga crítica. Como outra possibilidade para um maior período de autonomia do sistema, poder-se-ia considerar, também, o aumento da capacidade do banco de baterias, implicando, porém, na elevação nos custos.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

Em vista da modelagem do sistema em HIL, uma próxima etapa para agregar conhecimento e valor ao trabalho elaborado, seria a implementação dos algoritmos de controle e gerenciamento utilizando um DSP. Desse modo, a microrrede modelada seria controlada por um dispositivo externo acoplado ao respectivo *hardware* (Typhoon HIL 602+, por exemplo).

Outra possibilidade de incremento ao escopo do trabalho, seria a implementação de um estágio CC-CA, para conexão do sistema à rede principal. Assim, seria possível a análise e comparação de uma topologia distinta, com outras condições de operação e gerenciamento do fluxo de energia.

REFERÊNCIAS

Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). **Geração Distribuída**. Disponível em: <https://www.aneel.gov.br/geracao-distribuida>. Acesso em: 12 de janeiro de 2022.

Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). **Unidades Consumidoras com Geração Distribuída**: Informações compiladas e mapa. Disponível em: <https://app.powerbi.com/view?r=eyJrIjoiZjM4NjM0OWYtN2IwZS00YjViLTl1MjItN2E5MzBkN2ZlMzVkIiwidCI6IjQwZDZmOWI4LWVjYtctNDZhMi05MmQ0LWVhNGU5YzAxNzBlMSIsImMiOiR9>. Acesso em: 11 de janeiro de 2022.

BASSAM, Nasir El; MAEGAARD, Preben; SCHLICHTING, Marcia Lawton. *Distributed Renewable Energies for off-grid communities: Strategies and technologies toward achieving sustainability in energy generation and supply*. Oxford: Ed. Elsevier, 2013.

CAMPOS, Rafael Antunes. **Projeto de um inversor para sistemas fotovoltaicos isolados de pequeno porte**. Trabalho de Conclusão de curso apresentado à Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Florianópolis, 2018.

COELHO, Roberto Francisco. **Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltaicos**. Dissertação de doutorado apresentado à Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC). Florianópolis, 2008.

COELHO, Roberto Francisco; MARTINS, Denizar Cruz; SANTOS, Walbermark Marques dos. **Técnicas de Rastreamento de Máxima Potência para Sistemas Fotovoltaicos**: Revisão e Novas Propostas. XI COBEP, Natal, 2011.

COELHO, Roberto Francisco; MARTINS, Denizar Cruz; SCHMITZ, Lenon. **Energia solar fotovoltaica**: geração, conversão e aplicações. Florianópolis, SC: Ed. dos Autores, 2022.

DI PIAZZA, Maria Carmela; VITALE, Gianpaolo. *Photovoltaic Sources: Modeling and Emulation*. Londres: Ed. Springer, 2013.

EFTEKHARI, Ali. *Future Lithium-ion Batteries*. Londres: Royal Society of Chemistry, 2019.

Empresa de Pesquisa Energética (EPE). **Balanco Energético Nacional**: Séries Históricas e Matrizes. Brasília, 2021.

Empresa de Pesquisa Energética (EPE). **Balanco Energético Nacional**: Balanco Energético Nacional 2021. Brasília, 2021.

Empresa de Pesquisa Energética (EPE). **Plano Nacional de Energia - 2050**: Demanda de Energia. Brasília, 2018.

Empresa de Pesquisa Energética (EPE). **Plano Nacional de Energia - 2050**: Potencial dos Recursos Energéticos no Horizonte 2050. Brasília, 2018.

GAUR, Anarug; SHARMA, A. L.; ARYA, Anil. *Energy Storage and Conversion Devices: Supercapacitor, Batteries, and Hydroelectric Cells*. Nova Iorque: Ed. CRC Press, 2022.

Instituto de Pesquisa Econômica Aplicada (IPEA). **Viabilidade econômica de sistemas fotovoltaicos no Brasil e possíveis efeitos no setor elétrico**. Brasília, 2018.

International Electrotechnical Commission (IEC). *Electropedia: The World's Online Electrotechnical Vocabulary*. Disponível em: <https://www.electropedia.org/iev/iev.nsf/display?openform&ievref=617-04-22>. Acesso em 13 de janeiro de 2022.

International Energy Agency (IEA). *Data and statistics*. Disponível em: <https://www.iea.org/data-and-statistics/data-browser?country=WORLD&fuel=Energy%20supply&indicator=ElecGenByFuel>. Acesso em: 6 de janeiro de 2022.

International Renewable Energy Agency (IRENA). *Renewable Capacity Statistics 2020*. Masdar, Abu Dhabi, 2020.

International Renewable Energy Agency (IRENA). *Electricity Storage and Renewables: Costs and Markets to 2030*. Masdar, Abu Dhabi, 2017.

KOMARNICKI, Przemyslaw; LOMBARDI, Pio; STYCZYNSKI, Zbigniew. *Electric Energy Storage Systems: Flexibility Options for Smart Grids*. Alemanha: Ed. Springer, 2017.

LAN, Yu; GUAN, Xiaohong; WU, Jiang. **Online Decentralized and Cooperative Dispatch for Multi-Microgrids**. IEEE Transactions on Automation Science and Engineering, vol. 17, no. 1, pág. 450-462, 2020.

LUQUE, Antonio; HEGEDUS, Steven. *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*. Chichester: Ed. Wiley, 2011.

MAKSIMOVIC, Robert W. Erickson Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. 2ª ed. Secaucus, Nova Jérsei: Kluwer Academic Publishers, 2000.

PETROVIC, Slobodan. *Battery Technology Crash Course: A Concise Introduction*. Suíça: Ed. Springer, 2021.

REINDERS, Angèle; VERLINDEN, Pierre; SARK, Wilfried van; FREUNDLICH, Alexandre. *Photovoltaic Solar Energy: From fundamentals to applications*. Chichester: Ed. Wiley, 2017.

TSANG, K. M.; CHAN, W. L. *Cascade controller for DC/DC buck convertor*. IEE Proceedings - Electric Power Applications, 2005, Vol. 152, N° 4, 827. doi:10.1049/ip-epa:20045198.

U.S. Energy Information Administration (EIA). *International Energy Outlook 2021 (IEO2021)*. Washington, 2021.

VILLALVA, Marcelo Gradella. **Conversor Eletrônico de Potência Trifásico para Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica**. Dissertação de doutorado apresentado à Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP). Campinas, 2010.

XIAO, Weidong. *Photovoltaic Power System: Modeling, Design and Control*. Chichester: Ed. Wiley, 2017.

APÊNDICE A – Projeto do Conversor *Boost*

Neste apêndice, é apresentado o projeto dos elementos do conversor *boost*, expondo os parâmetros de projeto (Tabela A1) e as equações utilizadas para o cálculo de cada um dos componentes do circuito elétrico. Como exceção, não é apresentado o cálculo para o capacitor de entrada do conversor (C_{pv}), sendo seu valor estimado em $20 \mu F$.

Tabela A1 – Parâmetros de projeto do conversor *boost*.

Símbolo	Parâmetro	Valor
f_s	Frequência de chaveamento [kHz]	20
V_{pv}	Tensão de entrada [V]	26,3
V_{CC}	Tensão de saída [V]	48
P_c	Potência nominal processada pelo conversor [kW]	1
$\Delta i_{L_{pv},\%}$	Ondulação de corrente no indutor [%]	1

Fonte: O autor.

- Cálculo do ciclo de trabalho:

O ciclo de trabalho é calculado com base nas tensões de entrada e saída do circuito, de acordo com a equação a seguir:

$$D = 1 - \frac{V_{pv}}{V_{CC}} = 0,4521 \quad (\text{A.1})$$

- Cálculo do indutor de entrada

Para o indutor de entrada, visando a garantia de operação em modo de condução contínua para uma ampla faixa de potências, é considerado uma ondulação de apenas 1%, como apresentado na Tabela A1. Assim, o valor da indutância é obtido conforme (A.2) e (A.3):

$$I_{L_{pv}} = I_{pv} = \frac{P_c}{V_{pv}} = 38,02 \text{ A} \quad (\text{A.2})$$

$$L_{pv} = \frac{V_{pv} D}{f_s \Delta i_{L_{pv},\%} I_{L_{pv}}} = 1,56 \text{ mH} \quad (\text{A.3})$$

- Cálculo dos parâmetros do circuito equivalente do dispositivo fotovoltaico

O cálculo dos parâmetros do circuito elétrico equivalente do dispositivo fotovoltaico, por sua vez, é baseado no teorema da máxima transferência de potência e das características resultantes da associação de cinco módulos em paralelo, conforme apresentado pela Tabela 6. Assim, o valor da tensão e resistência são obtidos conforme segue:

$$v_{eq} = 2V_{pv(MPP)} = 52,6 \text{ V} \quad (\text{A.4})$$

$$R_{eq} = \frac{V_{pv(MPP)}}{I_{pv(MPP)}} = 0,6912 \text{ } \Omega \quad (\text{A.5})$$

APÊNDICE B – Projeto do Conversor *Boost* Bidirecional

Neste apêndice, é apresentado o projeto dos elementos do conversor *boost* bidirecional, expondo os parâmetros de projeto (Tabela B1) e as equações utilizadas para o cálculo de cada um dos componentes do circuito elétrico.

Tabela B1 – Parâmetros de projeto do conversor *boost* bidirecional.

Símbolo	Parâmetro	Valor
f_s	Frequência de chaveamento [kHz]	20
V_{bat}	Tensão de entrada [V]	25,6
V_o	Tensão de saída [V]	48
P_c	Potência nominal processada pelo conversor [kW]	1
P_o	Potência nominal da carga conectada ao barramento CC [kW]	0,5
$\Delta i_{L_{bat}}, \%$	Ondulação de corrente no indutor [%]	1
$\Delta v_{cc}, \%$	Ondulação de tensão no capacitor do barramento CC [%]	0,5
$\Delta v_{C_{bat}}, \%$	Ondulação de tensão no capacitor do banco de baterias [%]	0,5

Fonte: O autor.

- Cálculo do ciclo de trabalho:

O ciclo de trabalho é calculado com base nas tensões de entrada e saída do circuito e considerando o modo de operação *boost* do conversor. Ainda, em vista da sua utilização para o dimensionamento do capacitor do banco de baterias, é exposto o cálculo do ciclo de trabalho para o modo de operação *buck*. As equações a seguir exprimem o valor de tais grandezas:

$$D = 1 - \frac{V_{bat}}{V_o} = 0,4667 \quad (\text{B.1})$$

$$D_{buck} = \frac{V_{bat}}{V_o} = 0,5333 \quad (\text{B.2})$$

- Cálculo da resistência das cargas conectadas ao barramento CC:

A resistência equivalente das cargas conectadas ao barramento CC é calculada com base no seu valor nominal de potência, conforme segue:

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} = 4,608 \ \Omega \quad (\text{B.3})$$

- Cálculo do indutor:

Assim como para o conversor *boost* do sistema fotovoltaico, com o intuito de garantir o modo de condução contínua para uma ampla faixa de potências, é considerado uma ondulação de corrente de 1 %. Desse modo, as equações a seguir expõem o valor da indutância do indutor do conversor bidirecional, onde é utilizada a equação característica do modo de operação *boost*:

$$I_{L_{bat}} = I_{bat} = \frac{P_c}{V_{bat}} = 39,06 \text{ A} \quad (\text{B.4})$$

$$L_{bat} = \frac{V_{pv}D}{f_s \Delta i_{L_{bat}, \%} I_{L_{bat}}} = 1,53 \text{ mH} \quad (\text{B.5})$$

- Cálculo do capacitor do barramento CC:

O capacitor do barramento CC é calculado segundo o modo de operação *boost*, de acordo com as equações a seguir:

$$I_{o,\max} = \frac{P_c}{V_o} = 20,83 \text{ A} \quad (\text{B.6})$$

$$C_{cc} = \frac{I_{o,\max}D}{f_s \Delta v_{cc, \%} V_o} = 2,02 \text{ mF} \quad (\text{B.7})$$

- Cálculo do capacitor do banco de baterias:

O cálculo do capacitor do banco de baterias, por sua vez, é obtido conforme o modo de operação *buck* do conversor bidirecional, de acordo com a seguinte expressão:

$$C_{bat} = \frac{(V_o - V_{bat})D_{buck}}{8f_s^2 L_{bat} \Delta v_{C_{bat}, \%} V_{bat}} = 19,07 \text{ } \mu\text{F} \quad (\text{B.8})$$

- Cálculo dos parâmetros do circuito equivalente do banco de baterias

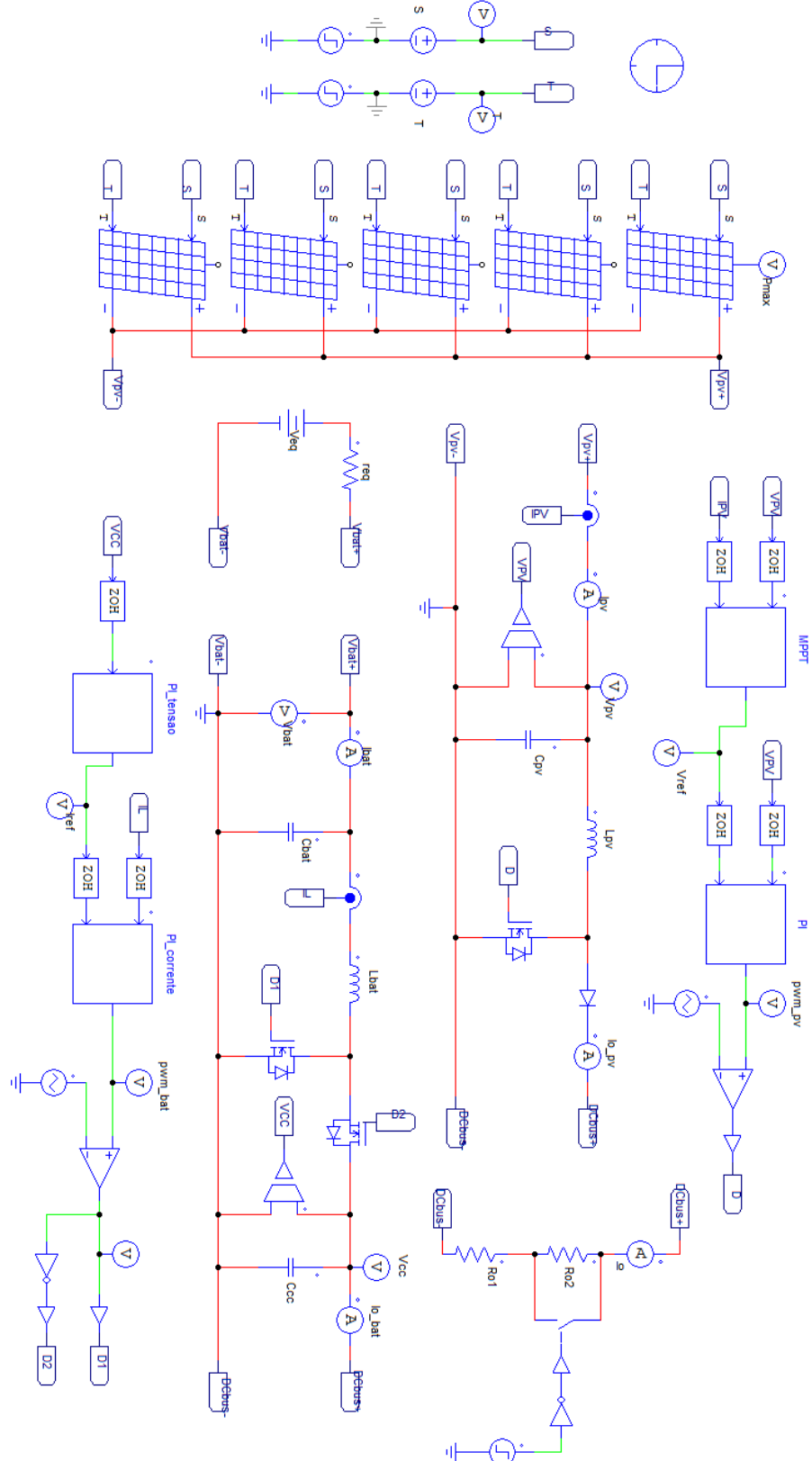
O dimensionamento dos parâmetros do banco de baterias é dado com base nos dados apresentados no *datasheet* do fabricante e de acordo com a equação apresentada por (2.13). Assim, os valores de resistência interna equivalente e tensão de circuito aberto para a associação de três ramos em paralelo de duas baterias em série são obtidos por (B.9) e (B.10).

$$R_{eq} = \frac{2}{3} R_i = 33,33 \text{ m}\Omega \quad (\text{B.9})$$

$$v_{eq} = V_{bat} - R_{eq} I_{bat} = 24,29 \text{ V} \quad (\text{B.10})$$

APÊNDICE C – Implementação do sistema no PSIM

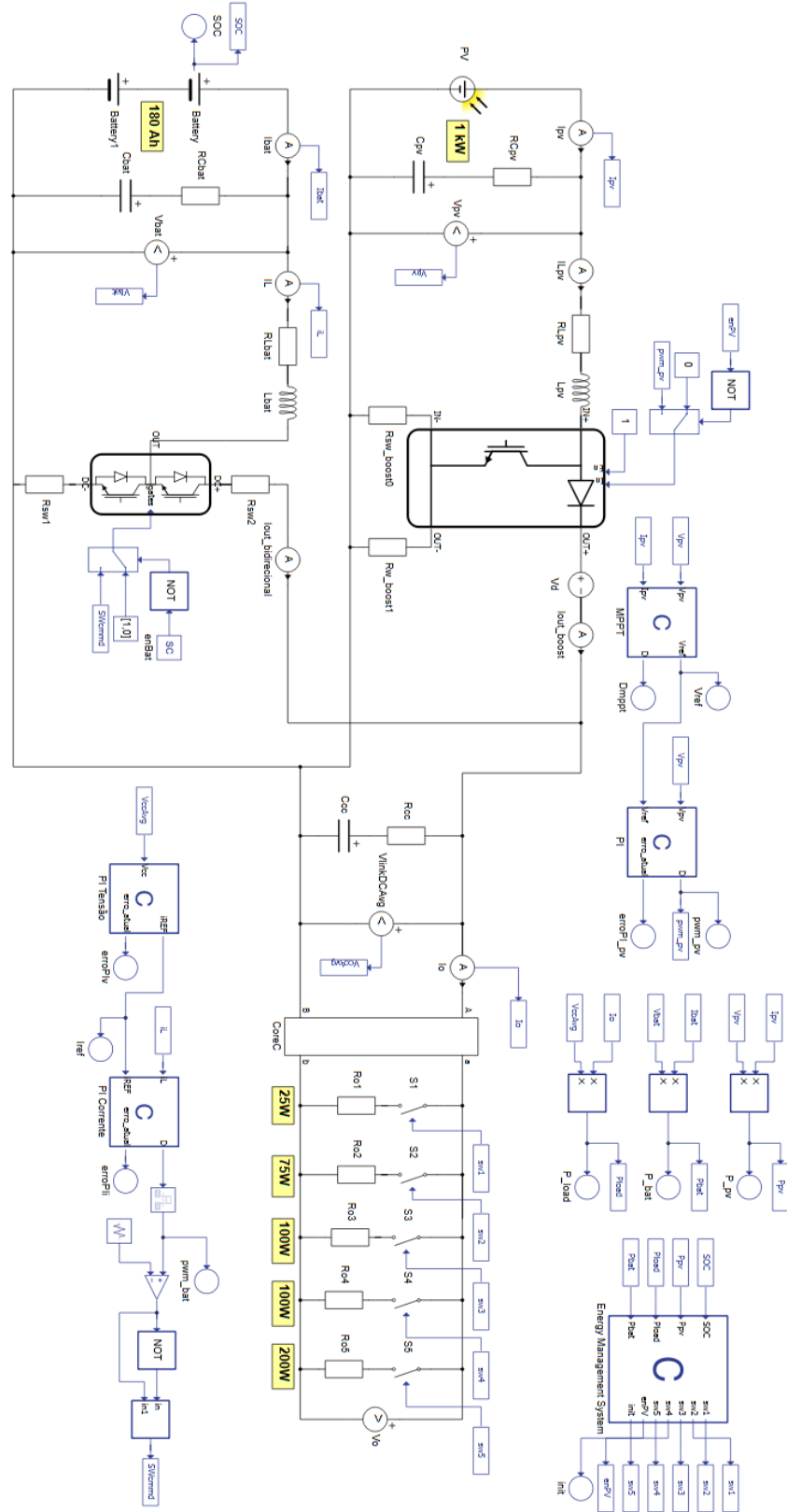
Figura C1 – Implementação da topologia no PSIM



Fonte: O autor.

APÊNDICE D – Implementação do sistema no Typhoon HIL

Figura D1 – Implementação da topologia no HIL.



Fonte: O autor.

APÊNDICE E – Códigos implementados nas simulações

Neste apêndice são apresentados os códigos implementados na modelagem do sistema no Typhoon HIL. Em aspectos comuns, os códigos a seguir são implementados com o bloco *C function* nativo do Typhoon HIL, com tempo de execução corresponde ao período T_s (50 μ s). Assim, inicialmente são apresentadas as inicializações de variáveis seguida da função de saída.

- Algoritmo de MPPT

Inicialização de variáveis:

```
Vref = 0.0;
V_atual=0.0;
I_atual=0.0;
V_anterior=0.0;
I_anterior=0.0;
Delta_P=0.0;
P_atual=0.0;
P_anterior=0.0;
D=0.45;
step=0.005;
fs = 20000;
MPPT_timer = 0;
MPPT_timerMax = round(fs/15);
Vpv_max = 33;
Vpv_min = 10;
```

Função de saída:

```
MPPT_timer++;
if(MPPT_timer >= MPPT_timerMax)
{
    MPPT_timer=0;
    V_atual=Vpv;
    I_atual=Ipv;
    P_atual=V_atual*I_atual;
    Delta_P=P_atual - P_anterior;
    if(Delta_P>0)
    {
        if(V_atual<V_anterior)
        {
            D=D+step;
        }
        else
        {
            D=D-step;
        }
    }
    else
    {
        if(V_atual<V_anterior)
        {
            D=D-step;
        }
    }
}
```

```

    else
    {
        D=D+step;
    }
}
V_anterior=V_atual;
I_anterior=I_atual;
P_anterior=P_atual;
if(D>1) D=1;
if(D<0) D=0;
Vref=(1-D)*48;
if(Vref>Vpv_max) Vref = Vpv_max;
if(Vref<Vpv_min) Vref = Vpv_min;
}

```

- Controlador PI do conversor *boost*

Inicialização de variáveis:

```

Vref=0;
Vpv=0;
erro_atual=0;
erro_anterior=0;
D_atual=0.45;
D_anterior=0.45;
Kerro_atual=-0.04285;
Kerro_anterior=0.03991;
D = 0.45;

```

Função de saída:

```

erro_atual=Vref-Vpv;
D_atual=D_anterior+Kerro_atual*erro_atual+Kerro_anterior*erro_anterior;
if(D_atual>1) D_atual=1;
if(D_atual<0) D_atual=0;
erro_anterior=erro_atual;
D_anterior=D_atual;
D=D_atual;

```

- Controlador PI de tensão do conversor bidirecional

Inicialização de variáveis:

```

Vref = 48;
Vcc = 0;
erro_atual = 0;
erro_anterior=0,
I_atual = 0;
I_anterior=39.06;
Kerro_atual=0.08739;
Kerro_anterior=-0.08293;
Ibat_max = 55;
Ibat_min = -60;

```

Função de saída:

```

erro_atual=Vref-Vcc;
I_atual=I_anterior+Kerro_atual*erro_atual+Kerro_anterior*erro_anterior;

```

```

if(I_atual>Ibat_max) I_atual=Ibat_max;
if(I_atual<Ibat_min) I_atual=Ibat_min;
erro_anterior=erro_atual;
I_anterior=I_atual;
iREF=I_atual;

```

- Controlador PI de corrente do conversor bidirecional

Inicialização de variáveis:

```

iREF=0;
iL=0;
erro_atual=0;
erro_anterior=0;
D_atual =0.4666;
D_anterior=0.4666;
Kerro_atual= 0.4429;
Kerro_anterior= -0.3087;

```

Função de saída:

```

erro_atual=iREF-iL;
D_atual=D_anterior+Kerro_atual*erro_atual+Kerro_anterior*erro_anterior;
if(D_atual>1) D_atual=1;
if(D_atual<0) D_atual=0;
erro_anterior=erro_atual;
D_anterior=D_atual;
D=D_atual;

```

- Algoritmo de gerenciamento de energia

Inicialização de variáveis:

```

sw1 = 1;
sw2 = 1;
sw3 = 1;
sw4 = 1;
sw5 = 1;
enPV = 1;
counter = 0;
counterMax = 20000;
init = 1;
state = 0;
deltaSOC = 5;

```

Função de saída:

```

if (init == 1){
    counter++;
    if (counter >= counterMax){
        counter = 0;
        state++;
    }
    if(state == 0){
        sw1 = 1;
        sw2 = 1;
        sw3 = 1;
        sw4 = 1;
    }
}

```



```
    sw5 = 1;
}
if (state == 1){
    if (SOC <= 25){
        sw1 = 1;
        sw2 = 1;
        sw3 = 1;
        sw4 = 1;
        sw5 = 0;
    }
}
if (state == 2){
    if (SOC <= 20){
        sw1 = 1;
        sw2 = 1;
        sw3 = 1;
        sw4 = 0;
        sw5 = 0;
    }
}
if (state == 3){
    if (SOC <= 15){
        sw1 = 1;
        sw2 = 1;
        sw3 = 0;
        sw4 = 0;
        sw5 = 0;
    }
}
if (state == 4){
    if (SOC <= 10){
        sw1 = 1;
        sw2 = 0;
        sw3 = 0;
        sw4 = 0;
        sw5 = 0;
    }
}
if (state == 5){
    if (SOC <= 5){
        sw1 = 0;
        sw2 = 0;
        sw3 = 0;
        sw4 = 0;
        sw5 = 0;
    }
    init = 0;
}
}
if (init == 0)
{
    if (SOC <= 25)
    {
        sw5 = 0;
    }
    if (SOC <= 20)
```

```
{
  sw4 = 0;
}
if (SOC <= 15)
{
  sw3 = 0;
}
if (SOC <= 10)
{
  sw2 = 0;
}
if (SOC <= 5)
{
  sw1 = 0;
}
if (SOC >= (5 + deltaSOC))
{
  sw1 = 1;
}
if (SOC >= (10 + deltaSOC))
{
  sw2 = 1;
}
if (SOC >= (15+ deltaSOC))
{
  sw3 = 1;
}
if (SOC >= (20 + deltaSOC))
{
  sw4 = 1;
}
if (SOC >= (25 + deltaSOC))
{
  sw5 = 1;
}
if (SOC >= 100.0)
{
  if (Ppv - Pload > 0)
  {
    if (Pbat<0)
    {
      enPV = 0;
    }
  }
}
if (SOC <= 95)
{
  enPV = 1;
}
}
```