

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

Junior Felipe Mallmann

**Conversor estático híbrido para sistemas de geração solar fotovoltaica com
armazenamento de energia em banco de baterias**

Alegrete, RS

06 de setembro de 2024

Junior Felipe Mallmann

**Conversor estático híbrido para sistemas de geração solar fotovoltaica com
armazenamento de energia em banco de baterias**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-graduação Stricto Sensu em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto

Alegrete, RS

06 de setembro de 2024

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

M254c Mallmann, Junior Felipe

Conversor estático híbrido para sistemas de geração solar
fotovoltaica com armazenamento de energia em banco de baterias
/ Junior Felipe Mallmann.

155 p.

Dissertação(Mestrado)-- Universidade Federal do Pampa,
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA, 2024.

"Orientação: Felipe Bovolini Grigoletto".

1. Sistemas Fotovoltaicos. 2. Conversores Híbridos. 3.
Banco de Baterias. I. Título.

JUNIOR FELIPE MALLMANN

**CONVERSOR ESTÁTICO HÍBRIDO PARA SISTEMAS DE GERAÇÃO SOLAR FOTOVOLTAICA
COM ARMAZENAMENTO DE ENERGIA EM BANCO DE BATERIAS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Dissertação defendida e aprovada em: 06/09/2024.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto

Orientador
(Unipampa)

Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva

(Unipampa)

Prof. Dr. Leandro Roggia

(UFSM)



Assinado eletronicamente por **GUILHERME SEBASTIAO DA SILVA, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 06/09/2024, às 15:51, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **FELIPE BOVOLINI GRIGOLETTO, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 06/09/2024, às 15:52, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **Leandro Roggia, Usuário Externo**, em 06/09/2024, às 15:54, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **1523626** e o código CRC **53D332A9**.

*Dedico esta dissertação
e o tempo despendido para elaborá-la,
a: minha amada Eliza,
meus pais Darci e Neiva,
minha irmã Juliana e meu irmão Jorge.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente ao professor Felipe Bovolini Grigoletto por todo apoio, atenção e conhecimento ao longo desses anos de orientação. Aos professores do curso de pós-graduação em Engenharia Elétrica da Unipampa, pela competência, dedicação e conhecimento transmitidos, que fomentaram meu interesse por aprofundar meu saber na área de eletrônica de Potência e Controle.

À Universidade Federal do Pampa, pelo ensino público de qualidade e gratuito fornecido aos alunos.

Agradeço imensamente aos meus pais, Darci e Neiva, por toda a educação, suporte e acolhimento. Agradeço à minha amada Eliza por todo o seu amor e companheirismo.

Agradeço à Unipampa e a todos os colegas do grupo de pesquisa LAPEC pelas experiências trocadas e vivenciadas durante o mestrado. Além disso, agradeço a todas as pessoas que, de alguma forma, estiveram presentes durante esses anos de estudo.

A todos vocês, muito obrigado!

Junior Felipe Mallmann

*"Quanto mais nos elevamos,
menores parecemos aos olhos
daqueles que não sabem voar".
(Friedrich Wilhelm Nietzsche)*

RESUMO

Esta dissertação de mestrado propõe um novo conversor híbrido que agrega o processamento de energia solar fotovoltaica e alimentação de cargas em corrente alternada com armazenamento em banco de baterias. A topologia proposta emprega menor número de chaves semicondutoras quando comparada com as topologias convencionais existentes, o que resulta em um conversor compacto. Os estados de comutação, bem como o projeto do conversor, são apresentados em detalhes. Além disso, uma estratégia de modulação é apresentada para a adequada operação do conversor. Adicionalmente, um sistema de controle é projetado a fim de garantir operação desacoplada dinamicamente entre as três portas do conversor. Esta dissertação aborda a alimentação de cargas isoladas da rede, porém o sistema pode ser facilmente extensível para o uso conectado à rede elétrica. Finalmente, resultados de simulação e experimentais obtidos a partir de um protótipo de 500 W são apresentados para validar e verificar o desempenho o conversor proposto.

Palavras-chave: Sistemas Fotovoltaicos, conversores híbridos, banco de baterias.

ABSTRACT

This master's thesis proposes a new hybrid converter that combines photovoltaic solar energy processing and alternating current load power supply with battery storage. The proposed topology employs fewer semiconductor switches when compared to existing conventional topologies, resulting in a compact converter. The switching states, as well as the converter design, are presented in detail. In addition, a modulation strategy is presented for the proper operation of the converter. Additionally, a control system is designed to ensure dynamically decoupled operation between the three converter ports. This dissertation addresses the power supply of loads isolated from the grid, but the system can be easily extended to grid-connected use. Finally, simulation and experimental results obtained from a 500 W prototype are presented to validate and verify the performance of the proposed converter.

Keywords: Photovoltaic systems, hybrid converters, battery bank.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Diagrama de blocos ilustrativo da topologia proposta no trabalho.	18
Figura 2 – Topologia de <i>Central Inverter</i>	22
Figura 3 – Topologia de <i>String Inverter</i>	23
Figura 4 – Topologia de <i>Module Integrated</i>	25
Figura 5 – Topologia <i>Team Concept</i>	27
Figura 6 – Topologia <i>Multi-String Inverter</i>	27
Figura 7 – Diagrama de blocos ilustrativo da topologia de inversor <i>On-Grid</i>	31
Figura 8 – Diagrama de blocos ilustrativo da topologia de inversor <i>Off-Grid</i>	32
Figura 9 – Diagrama de blocos ilustrativo da topologia de inversor híbrido <i>On-Grid</i> . . .	32
Figura 10 – Diagrama de blocos ilustrativo da topologia de inversor híbrido carregador <i>On-Grid</i>	33
Figura 11 – Conversor Z-Source de único estágio.	34
Figura 12 – Topologia Quasi-ZSI monofásica.	35
Figura 13 – Inversor <i>Improved Y-Source</i>	36
Figura 14 – Inversor qZSI com bateria.	37
Figura 15 – Conversor SSI de um único estágio.	38
Figura 16 – Conversor SSI3 monofásico.	39
Figura 17 – Conversor com topologia alternativa a SSI de um único estágio.	40
Figura 18 – Conversor S^3I de um único estágio.	40
Figura 19 – Modelo elétrico ideal de uma bateria.	45
Figura 20 – Modelo elétrico de Thevenin de uma bateria.	46
Figura 21 – Etapas de carga de uma bateria de chumbo ácido.	47
Figura 22 – Etapas de carga de uma bateria de Íon de Lítio.	50
Figura 23 – Etapas de carga do banco de baterias proposto para ser integrado ao conversor a ser projetado.	51
Figura 24 – Arranjo de baterias de Lítio.	53
Figura 25 – Diagrama de um sistema de conversão de energia fotovoltaica convencional.	54
Figura 26 – Circuito esquemático do modelo convencional de conversor para sistemas fotovoltaicos.	54
Figura 27 – Diagrama de blocos do inversor proposto.	55
Figura 28 – Circuito esquemático do inversor proposto.	56
Figura 29 – Estados de comutação do inversor: (a) V^1 , (b) V^2 , (c) V^3 , (d) V^4 , (e) V^5 , (f) V^6	57
Figura 30 – Modelo simplificado da interface com a fonte PV.	58
Figura 31 – Modelo simplificado de interface com as baterias.	59
Figura 32 – Tensões, estado das chaves e modulação do inversor.	60
Figura 33 – Diagrama de blocos do acionamento das chaves semicondutoras.	61
Figura 34 – Vetores de operação no modo tridimensional.	63
Figura 35 – Modelo de portas do conversor proposto operando em modo dinâmico.	65

Figura 36 – Circuito CC-CC bidirecional de carga e descarga da bateria.	65
Figura 37 – Etapa 1 de operação do conversor bidirecional.	66
Figura 38 – Etapa 2 de operação do conversor bidirecional.	67
Figura 39 – Característica em regime permanente da corrente no indutor em função da razão cíclica.	71
Figura 40 – Característica em regime permanente da tensão de entrada no lado da fonte V_C	72
Figura 41 – Característica em regime permanente da tensão de saída no lado da bateria V_{bat}	73
Figura 42 – Operação do conversor boost clássico na primeira etapa.	77
Figura 43 – Operação do conversor Boost na segunda etapa.	78
Figura 44 – Diagrama de blocos dos controladores para o conversor proposto.	85
Figura 45 – Diagrama de blocos de funcionamento do conversor proposto.	87
Figura 46 – Controlador PI multimalhas de tensão e corrente para a bateria.	89
Figura 47 – Diagrama de Bode para controle da corrente no indutor de interface com a bateria.	90
Figura 48 – Diagrama de Bode para controle da tensão na bateria em função da corrente no indutor de interface com a bateria.	90
Figura 49 – Controle cascata para o barramento CC.	91
Figura 50 – Diagrama de Bode para controle da corrente do indutor I_{Ly} em malha fechada.	92
Figura 51 – Diagrama de Bode para controle da tensão do barramento v_C em malha fechada.	92
Figura 52 – Controle cascata para o barramento CC via sistema fotovoltaico.	93
Figura 53 – Diagrama de Bode para controle da corrente do barramento CC.	94
Figura 54 – Diagrama de Bode para controle da tensão do barramento CC.	94
Figura 55 – Circuito da carga do inversor.	95
Figura 56 – Diagrama de Bode do controlador PR da carga.	98
Figura 57 – Resposta de tensão do controlador PR.	98
Figura 58 – Exemplo de método de rastreamento do ponto de máxima potência P&O.	102
Figura 59 – Circuito esquemático principal.	105
Figura 60 – Validação da tensão na bateria: (a) $d_y = 0,12$, (b) $d_y = 0,1224$	110
Figura 61 – Validação da tensão no barramento CC do conversor: (a) $d_y = 0,12$, (b) $d_y = 0,1224$	110
Figura 62 – Validação das correntes de saída do indutor de interface com a bateria: (a) $d_y = 0,12$, (b) $d_y = 0,1224$	111
Figura 63 – Validação da tensão na bateria: (a) $d_y = 0,12$, (b) $d_y = 0,1176$	111
Figura 64 – Validação da tensão no barramento CC do conversor: (a) $d_y = 0,12$, (b) $d_y = 0,1176$	112
Figura 65 – Validação das correntes de saída do indutor de interface com a bateria: (a) $d_y = 0,12$, (b) $d_y = 0,1176$	112
Figura 66 – Curvas I-V e P-V do sistema fotovoltaico para variação de irradiância: (a)I-V, (b)P-V.	113

Figura 67 – Comportamento da tensão, corrente e potência do painel utilizado na dissertação, quando submetido ao método P&O de MPPT.	114
Figura 68 – Falhas e causas de falhas em conversores eletrônicos de potência: (a) Principais causas de falhas, (b) Fatores que influem nas falhas.	115
Figura 69 – Comportamento de tensões e correntes para uma transição de modos de operação.	116
Figura 70 – Estado de carga do banco de baterias SOC.	117
Figura 71 – Comportamento de potências e correntes para uma transição de modos de operação.	118
Figura 72 – Comportamento de tensões CA, modulantes e potência CA para o modo de operação três.	119
Figura 73 – Esforços de corrente nos IGBTs da topologia proposta para o conversor. . .	120
Figura 74 – Esforços de corrente nos diodos de <i>Silicon Carbide</i> da topologia proposta para o conversor.	121
Figura 75 – Esforços de tensão corrente nos IGBTs e nos diodos da topologia proposta para o conversor.	123
Figura 76 – Drivers: (a) Acionamento dos IGBTs, (b) Sensores de instrumentação. . . .	125
Figura 77 – Sensores de tensão e corrente: (a) Leitor de tensão 1, (b) Leitor de tensão 2, (c) Leitor de corrente 1, (d) Leitor de corrente 2.	126
Figura 78 – Placa de instrumentação de sinais e de interface com o computador e com o DSP: (a) Visão 1, (b) Visão 2, (c) Visão 3, (d) DSP utilizado.	127
Figura 79 – Placa de tempo morto e o conversor prototipado: (a) Placa de tempo morto, (b) Vista 1 do conversor, (c) Vista 2 do conversor, (d) Vista 3 do conversor, (e) Vista 4 do conversor, (f) Vista 5 do conversor.	128
Figura 80 – Tensão nos diodos e na saída CA.	129
Figura 81 – Tensão nos IGBTs 1, 2, 3 e na saída CA.	129
Figura 82 – Tensão nos IGBTs 4, 5 e na saída CA.	130
Figura 83 – Tensão na saída CA para uma resistência de 15 Ω	130
Figura 84 – Tensão na saída CA para uma resistência de 32 Ω	131
Figura 85 – Tensão na saída CA para uma transição de carga de 46 para 32 Ω	132
Figura 86 – Variáveis medidas no conversor, com degraus de corrente na bateria.	133
Figura 87 – Variáveis medidas no conversor, com degraus de corrente no lado do PV. . .	134
Figura 88 – Degrau na tensão do barramento CC, sendo controlado pelo PV.	134
Figura 89 – Responsabilidade percentual de cada MOSFET e diodo pelas perdas totais dos semicondutores no circuito: (a) Topologia convencional, (b) topologia proposta.	136
Figura 90 – O circuito da topologia convencional de inversor.	137
Figura 91 – Circuito da topologia proposta.	138

Figura 92 – Tensões e potência alternadas, bem como as perdas de energia: (a) Topologia convencional, (b) topologia proposta. 139

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparativo entre topologias de arranjos de módulos fotovoltaicos.	29
Tabela 2 – Comparação entre diferentes tipos de baterias.	42
Tabela 3 – Estados de operação do conversor proposto	56
Tabela 4 – Estresse de corrente média nos semicondutores da topologia proposta. . . .	103
Tabela 5 – Parâmetros dos controladores desenvolvidos.	104
Tabela 6 – Dados para dimensionamento e simulação do circuito do conversor.	105
Tabela 7 – Dados para dimensionamento e simulação do sistema fotovoltaico.	106
Tabela 8 – Dados para dimensionamento do banco de baterias.	107
Tabela 9 – Esforços de corrente nos semicondutores da topologia proposta.	122
Tabela 10 – Esforços de tensão nos semicondutores da topologia proposta.	124
Tabela 11 – Resumo dos cálculos de eficiência para os modos de operação do conversor	135

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	Objetivo	17
1.2	Motivação e Justificativa	18
1.3	Organização	19
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	21
2.1	Topologias de arranjo dos módulos fotovoltaicos	21
2.2	Tipos de inversor quanto à conexão com a rede	30
2.3	Principais topologias de conversores CC-CA	33
2.3.1	Topologia Z-Source	33
2.3.2	Topologia Quasi-ZSI	35
2.3.3	Topologia Y-Source	35
2.3.4	Topologia Híbrida qZSI com bateria	36
2.3.5	Topologia SSI	38
2.4	Banco de baterias	41
2.4.1	Modelo elétrico ideal da bateria	45
2.4.2	Modelo básico de Thévenin	46
2.4.3	Estágios de carga de baterias de chumbo ácido de 12 V	47
2.4.4	Estágios de carga de baterias de LiFePO ₄	49
3	MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR PROPOSTO	54
3.1	Modelo do inversor proposto	55
3.2	Modulação do inversor proposto	59
3.3	Modelagem do conversor proposto	65
3.4	Modelagem da interface entre o sistema fotovoltaico e o barramento CC do conversor	76
3.4.1	Análise Boost	76
3.4.2	Matriz de estados média e modelo em regime permanente	78
3.4.3	Modelo de pequenos sinais e função de transferência	79
3.5	Dimensionamento de componentes da topologia proposta	80
3.5.1	Capacitores e indutores	80
3.6	Modos de operação do conversor	82
3.7	Projeto dos controladores do conversor	88
3.7.1	Controlador de carga da bateria	88
3.7.2	Controlador do barramento CC através da bateria	91
3.7.3	Controlador do barramento CC pelo sistema fotovoltaico	93
3.7.4	Controlador Proporcional Ressonante	95
3.7.5	Controladores em cascata e método de discretização de controladores	99

3.8	Método de rastreamento do ponto de máxima potência	101
3.9	Esforços de corrente nos componentes do circuito	103
4	RESULTADOS E SIMULAÇÕES	104
4.1	Dimensionamento do banco de baterias	106
4.2	Dimensionamento do sistema de módulos fotovoltaicos	109
4.3	Validação do modelo do inversor	109
4.4	Rastreamento do ponto de máxima potência gerado pelos módulos	113
4.5	Modos de operação do inversor	115
4.6	Esforços de corrente nas chaves e nos diodos do conversor	120
4.7	Esforços de tensão nas chaves e nos diodos do conversor	122
4.8	Resultados experimentais	125
4.9	Estimativa da eficiência do conversor proposto	135
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	140
5.1	Conclusão geral	140
5.2	Propostas para trabalhos futuros	141
5.3	Trabalhos publicados	141
	REFERÊNCIAS	142
	APÊNDICE A - CONVERSOR NO MODO BUCK	151
	APÊNDICE B - CONVERSOR NO MODO BOOST	153
	APÊNDICE C - CONVERSOR CARREGADOR DE BATERIA	154

1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento econômico, industrial e a concentração populacional em grandes cidades, têm levado a um aumento na demanda por energia e atualmente ainda é considerável a participação das fontes não renováveis na matriz energética (IEA, 2021).

O crescimento do uso das energias renováveis, como a fotovoltaica, tem atraído atenção para pesquisas sobre conversão de energia, que viabilizem o melhor custo benefício para os consumidores (Lee; Heng, 2017). Ainda, referente às fontes alternativas, a tendência é que haja expansão e integração de diversas fontes de energia na rede de distribuição de energia das concessionárias de energia, requerendo assim inversores de energia híbridos adaptados para trabalhar em microrredes de energia (Fuente et al., 2013).

Os sistemas de geração fotovoltaica apresentam diversas vantagens, como não produzir ruído ou gases poluentes, o combustível é renovável, são seguros e confiáveis, além de as instalações terem alta vida útil (Brovanov; Shults; Sidorov, 2014). No entanto, a energia solar fotovoltaica apresenta problemas quanto à geração, pois esta é intermitente, sendo influenciada por dias nublados, chuvosos e períodos noturnos. A integração do sistema de geração com elementos armazenadores de energia diminui as incertezas e aumenta a confiabilidade do sistema de geração (Meneguetti, 2020). A integração de elementos de armazenamento de energia com o sistema de geração fotovoltaica passa pelo projeto de inversores híbridos multifuncionais.

Conversores de energia CC-CC são utilizados para converter um nível de tensão contínua em outro, adequado à carga utilizada; por outro lado, existem os conversores CA-CA e CC-CA e CA-CC. Conversores CC-CA são normalmente utilizados em sistemas fotovoltaicos de geração, possuem dois estágios de conversão para integração dos sistemas fotovoltaicos com a rede elétrica ou alimentação de cargas CA isoladas (Erickson; Maksimovic, 2001).

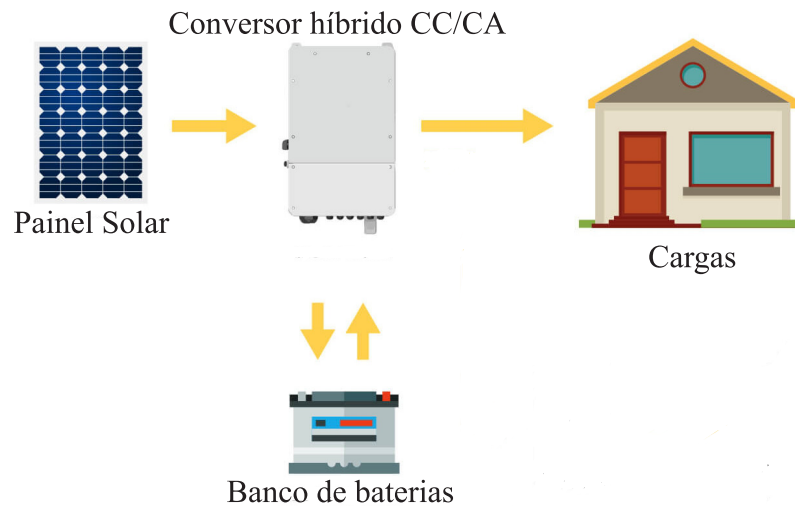
Durante os últimos anos as topologias de conversores de estágio único têm se desenvolvido rapidamente, vindo a substituir a arquitetura convencional de dois estágios de conversão no intuito de diminuir o tamanho, peso e volume do inversor conforme destacado no trabalho de Rodrigues, Chaves e Grigoletto (2020) e em outras literaturas recentes (Abdelhakim et al., 2017; Lee et al., 2019).

1.1 Objetivo

O principal objetivo do trabalho é desenvolver um conversor híbrido para processar a energia gerada por módulos fotovoltaicos e que armazene parte da energia gerada em um banco de baterias. O conversor funcionará sem injeção de energia na rede da concessionária, tendo uma entrada em corrente contínua para a energia gerada pelos módulos fotovoltaicos e outra entrada para a conexão com o banco de baterias; sendo assim, pode funcionar com mais de uma fonte de

energia. A topologia híbrida de inversor poderá ser aplicada em microrredes de energia e poderá ser utilizada em ambientes isolados da rede de energia elétrica da concessionária de energia. O objetivo da dissertação também pode ser resumido pela figura 1.

Figura 1 – Diagrama de blocos ilustrativo da topologia proposta no trabalho.



Fonte: Adaptado de (Neosolar, 2021).

1.2 Motivação e Justificativa

Algumas áreas do Brasil se localizam em pontos isolados do sistema elétrico interligado e seus habitantes carecem de energia elétrica para desenvolverem suas atividades. Aldeias indígenas isoladas, assentamentos rurais afastados e habitantes de áreas de conservação ecológica são exemplos de locais onde existe carência na infraestrutura de distribuição elétrica, são alguns dos afetados por problemas de fornecimento de energia.

Desta forma, a implantação de uma microrrede de energia com armazenamento de energia em banco de baterias seria uma solução para parte dos problemas de fornecimento de energia. A atuação *Off-Grid* ou híbrida sem injeção de energia, se consolida como tendência por ser uma alternativa que não gera custos devido à injeção de energia na rede, sendo que essa injeção passará a ser precificada, devido ao fato de a concessionária ter gastos para efetuar a manutenção da rede elétrica de transmissão e de distribuição de energia (Brasil, 2022). Assim, a topologia de inversor a ser desenvolvida neste trabalho vem a se tornar uma alternativa menos custosa do ponto de vista de aquisição e instalação, se comparada às topologias existentes de um e dois estágios de conversão, além de gerar retornos financeiros para o usuário final, dado que o mesmo não pagará taxas de manutenção da rede devido à injeção de energia gerada pelo sistema fotovoltaico.

Dentre os vários tipos de inversores fotovoltaicos existentes, principalmente no híbrido que é foco deste trabalho, pode-se usar a estratégia *Grid-Zero* para não injetar energia na rede da concessionária ou na rede local. Na topologia de inversor estudada os módulos fotovoltaicos (PV) atuam em conjunto com um banco de baterias e seu objetivo é atender ao autoconsumo do momento e armazenar a energia excedente em um banco de baterias, não estando conectado com a rede de energia da concessionária, sendo que quando não há geração a energia do banco de baterias será utilizada para alimentar as cargas CA ligadas na saída do inversor até um determinado limite de tempo, conforme o nível de carga do banco de baterias e conforme a quantidade de cargas elencadas como essenciais para o atendimento ao usuário.

Inversores do tipo *Grid-Zero* ou híbrido *Off-Grid* tendem a ser uma tendência no ramo de inversores devido ao problema da inversão do fluxo de potência nos transformadores da rede de distribuição que causa muitas reprovos em projetos de implantação de fontes renováveis de energia em virtude de as concessionárias terem de se submeter ao artigo 73 da resolução 1000 da ANEEL (2021) que diz que a concessionária deve avaliar o grau de perturbação das instalações dos consumidores e demais usuários do sistema de distribuição.

Além disso, a resolução 1059 da ANEEL (2023) orienta que uma das melhores formas de reduzir o problema do fluxo reverso nos transformadores é reduzir a potência injetável na rede da concessionária pelas unidades consumidoras de forma permanente ou então reduzir a potência injetada em dias e horários pré-estabelecidos, o que pode requerer aparelhos extras operando em conjunto com o inversor *On-Grid* para regular a injeção de energia na rede da concessionária, bem como a implantação de sistemas de armazenamento de energia para injeção de energia no horário da noite e controlado por um aparelho controlador de injeção de fluxo de energia. A melhor opção para controlar a injeção de potência na rede de distribuição é o uso de inversores híbridos *Grid-Zero*, pois não necessitam de aparelhos adicionais para controlar a energia excedente gerada.

1.3 Organização

Este trabalho está organizado em capítulos, onde o capítulo um apresenta a introdução com um resumo sobre o cenário da energia solar fotovoltaica no campo das fontes de energia, sendo que após é feita uma classificação de tipos de conversores de energia e na introdução é destinada uma seção para a justificativa do trabalho, outra para o modo de organização e outra para o objetivo do trabalho em questão.

No Capítulo 2 é realizada a revisão bibliográfica do trabalho, com a apresentação das topologias de arranjo de módulos fotovoltaicos, dos tipos de inversores quanto a conexão com a rede, das principais topologias de inversores de um estágio, dos tipos e classificações de baterias. O capítulo 3 apresenta a modelagem matemática do conversor proposto, com descrição

do modelo, modulação, modelagem em espaço de estados, dimensionamento de banco de baterias, dimensionamento do arranjo fotovoltaico, dimensionamento de indutores e capacitores do circuito, descrição dos modos de operação, projeto de controladores e método de rastreamento do ponto de máxima potência.

No Capítulo 4 são mostrados os resultados obtidos por meio de simulação e através do ensaio do protótipo construído, com a exposição do circuito esquemático do inversor, gráficos de validação do modelo de espaço de estados, gráficos de resposta dos controladores projetados, gráficos que mostram o comportamento experimental das chaves semicondutoras durante a operação do conversor, gráficos que demonstram o comportamento experimental da resposta dos controladores projetados e gráficos mostrando os resultados do método de rastreamento do ponto de máxima potência. No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões do trabalho desenvolvido, sugestões de trabalhos futuros e uma publicação produzida acerca do trabalho desenvolvido na dissertação.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Os sistemas convencionais de conversão de energia CC-CA são geralmente baseados em topologias de dois estágios, sendo o primeiro um conversor CC-CC para aumentar o nível da tensão necessária para o barramento CC; já o segundo estágio é o inversor CC-CA, que disponibiliza tensão alternada para as cargas ou conexão com a rede elétrica (Lee et al., 2019). Em termos de conversão de energia CC-CA, em muitos casos a fonte de tensão contínua da entrada está abaixo da tensão de pico exigida na saída CA (Zohrabi et al., 2020; Kan et al., 2015).

As topologias de conversores de dois estágios apresentam algumas desvantagens, sofrendo com baixa eficiência devido à potência dissipada no conversor CC-CC e no inversor CC-CA (Lee et al., 2019); nesse sentido, algumas alternativas de conversor tentam minimizar tais perdas, como, o uso de um conversor *Boost* entrelaçado no lugar do estágio do conversor CC-CC ou o uso de inversores de estágio único (Zhao et al., 2012).

Recentemente, foram propostas na literatura topologias de conversores de energia que fazem o uso de um único estágio de conversão para conectar uma carga à rede elétrica. Essa ideia de um único estágio de conversão propicia a diminuição do volume do conversor bem como a redução no número de componentes semicondutores, que conseqüentemente acarreta diminuição no custo para a implantação do sistema de conversão de energia, conforme o trabalho de Rodrigues, Chaves e Grigoletto (2020). A seguir são descritas as principais topologias de um único estágio de conversão, encontradas na literatura.

2.1 Topologias de arranjo dos módulos fotovoltaicos

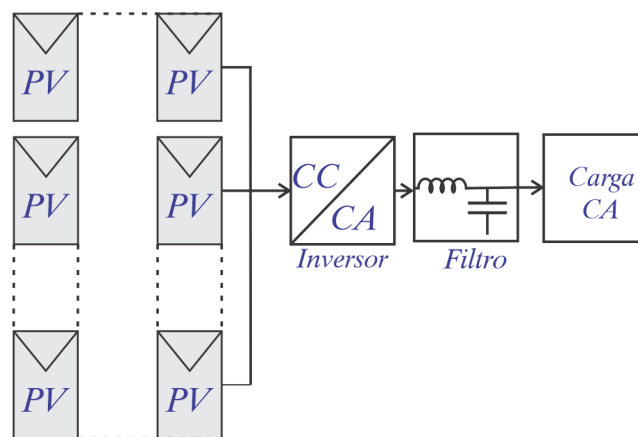
Um inversor monofásico tem normalmente a desvantagem de necessitar de um grande capacitor eletrolítico na entrada do inversor, sendo que tais elementos afetam significativamente a eficiência, custo e vida útil do inversor e alguns fabricantes investem em fabricação de pequenos inversores trifásicos para reduzir o tamanho do capacitor eletrolítico (Calais et al., 2002). Paralelamente a essas pesquisas de compactação de inversores, também foram desenvolvidas novas topologias de conexão dos módulos PV ao inversor fotovoltaico, visando aumento da eficiência dos conversores, diminuição de investimento e maior flexibilidade de projeto e expansão dos sistemas PV; nesse contexto, os sistemas fotovoltaicos conectados a rede elétrica podem ser arranjados de diversas maneiras para gerar a potência necessária ao suprimento de demanda das cargas. Dentre as topologias existentes para conexão têm-se as seguintes: *Central Inverter*, *String Inverter*, *Module integrated*, *Team Concept*, *Multi-String Inverters* (Cândido, 2010).

A configuração *Central Inverter* é a mais antiga e utilizada em sistemas PV, sendo utilizada para sistemas conectados a rede pública de energia (Cândido, 2010). Esse sistema tem placas conectadas em série ou em paralelo interligadas a um único inversor responsável por atender a demanda de energia das cargas, ou injetar energia na rede pública de energia, quando

existir conexão com a mesma (Blaabjerg; Chen; Kjaer, 2004). Além disso, essa topologia utiliza diodo de potência em cada *string* de modo a impedir a circulação de corrente entre as *strings* e minimizar efeitos de sombreamento parcial (Cândido, 2010).

A topologia *Central Inverter* é robusta, no entanto, as perdas são normalmente mais elevadas nessa configuração, se comparadas com as outras, principalmente pelas perdas de *mismatch*, que podem reduzir a saída geral do sistema (Calais et al., 2002) e pela necessidade do emprego de diodos de *string* que naturalmente possuem perdas; além disso, o rastreamento do ponto de máxima potência não é otimizado, existindo poucas opções de expansibilidade e adaptabilidade dos sistemas instalados; além disso, condutores são dimensionados para altos níveis de potência (Cândido, 2010). Na Figura 2 é mostrada a topologia inversor centralizado.

Figura 2 – Topologia de *Central Inverter*.



Fonte: Adaptado de Cândido (2010).

A principal das desvantagens da topologia citada na Figura 2, é a informação de que não é possível fazer o rastreamento do ponto de máxima potência, individualmente por módulo. Além disso, o inversor exige altas tensões de entrada e para isso se faz necessária a conexão de muitos módulos em série, somado a isso é difícil os módulos virem de fábrica com características iguais e também que todos os módulos estejam submetidos ao mesmo nível de radiação solar, em função de sombreamento e nuvens; tais condições dizem que a corrente que irá circular em cada *string* será caracterizada em função do painel com as piores características elétricas ou pelo painel com menor índice de radiação solar.

Assim, a eficiência geral de conversão do arranjo fotovoltaico *Central Inverter* diminuirá consideravelmente e serão observados problemas conhecidos como "pontos quentes" nas células sombreadas, pois estas atuam como carga para os módulos com nível de radiação maior (Cândido, 2010). Entre outras desvantagens e deficiências do sistema central, tem-se: perdas de *mismatch* ao usar o método MPPT para um grupo grande de módulos PV, perdas e risco de arco elétrico na fiação CC (Calais et al., 2002).

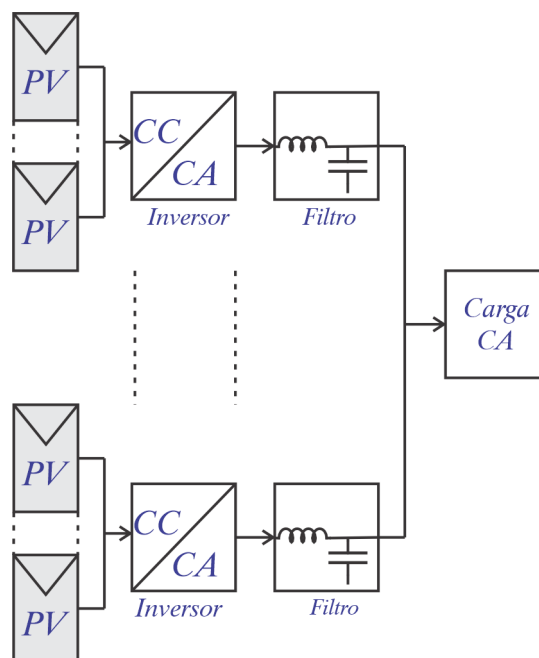
Embora a topologia central seja robusta, altamente eficiente e barata, sua principal

desvantagem é o fator de potência entre 0,6 e 0,7 que deve ser compensado por filtros especiais, bem como a presença de alto conteúdo harmônico na corrente de saída, devido à alta faixa de potência, além disso, expansões ou flexibilizações do projeto também se tornam mais difíceis. As desvantagens listadas para a topologia *Central Inverter*, podem ser superadas ou contornadas com o uso de módulos integrados, ou inversores orientados com conforme a topologia *String Inverter* (Calais et al., 2002).

As pesquisas em torno de novos inversores têm visado reduzir os seus custos e para isso, na topologia *String Inverter*, é necessário combinar o maior rendimento energético de um inversor *string* com os custos mais baixos de um inversor central. Conversores CC-CC de baixa potência são conectados a *strings* fotovoltaicas individuais e cada *string* PV tem seu próprio rastreador de MPPT que otimiza de forma independente a saída de energia de cada *string* PV. Em termos de critérios de expansibilidade, em uma certa faixa de potência, apenas deve ser incluída uma nova *string* com um conversor CC-CC. Todos os conversores CC-CC são conectados por meio de um barramento CC a um inversor central da *string* (Calais et al., 2002).

A topologia denominada de *String Inverter* é formada por um conjunto de unidades do tipo *Central Inverter* de potências menores, sendo que as saídas dos conjuntos são interligadas para alimentação das cargas da unidade consumidora. Caso a tensão de entrada não for alta o suficiente, pode ser necessário um estágio amplificador chamado de *Two Stage* fazendo uso de um conversor *Boost* CC-CC ou de um transformador presente em um conversor CC-CC de alta frequência (Cândido, 2010). A topologia de *String Inverter* é mostrada na Figura 3.

Figura 3 – Topologia de *String Inverter*.



Fonte: Adaptado de Cândido (2010).

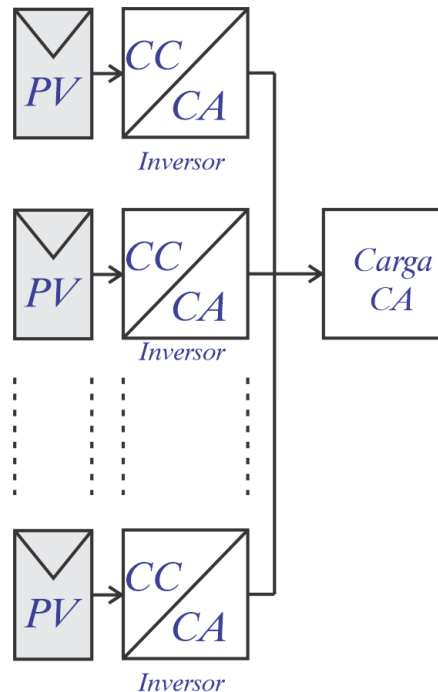
Quando é utilizada a configuração de único estágio, o número de componentes é reduzido e a eficiência elevada; porém, são utilizados grandes capacitores eletrolíticos no barramento CC para desacoplar módulos fotovoltaicos do estágio de saída de potência. A presença desses capacitores acaba sendo uma desvantagem do sistema, levando a redução da vida útil dos inversores (Cândido, 2010).

As configurações de *Two Stage*, fazem o uso de um conversor CC-CC de entrada para desacoplar as placas das ondulações da potência de saída, sendo que esse acréscimo reduz minimamente a eficiência global do sistema, mas é vantajoso devido ao fato de poder operar sob uma larga faixa de tensão de entrada. Além disso, o número de módulos necessários para formar uma *string* torna-se mais flexível, no entanto, nessa topologia não são usados diodos de *Bypass*, portanto não há perdas associadas aos mesmos e o rastreamento do ponto de máxima potência pode ser realizado individualmente para cada arranjo e a eficiência global do sistema tende a aumentar quando comparada com a topologia centralizada (Cândido, 2010). Somada a esta vantagem, há a maior versatilidade e possibilidade de expansão, pois arranjos menores estão conectados a cada inversor.

O inversor central da topologia *String Inverter*, é um inversor PWM baseado na tecnologia IGBT, que é barata e amplamente utilizada em sistemas de acionamento e inclui todas as funções de supervisão e proteção. Dependendo do tamanho da *string*, a tensão de entrada varia entre 125 a 750 V e o inversor tem uma potência máxima de 5 kW (Calais et al., 2002).

A amplificação de tensão na topologia *String Inverter* é uma parte do inversor *string* para permitir que menos módulos sejam conectados ao inversor. A amplificação de tensão pode ser realizada com um conversor *Boost* CC-CC, ou com um transformador embutido em um conversor CC-CC de alta frequência. Não há perdas associadas aos diodos de *string* e um MPPT separado pode ser aplicado para cada *string*. Através da análise da configuração percebe-se que ela aumenta a eficiência geral, quando comparada ao inversor centralizado (Blaabjerg; Chen; Kjaer, 2004).

A topologia *Module Integrated*, também conhecida como módulo CA, é a mais descentralizada de todas as topologias, possuindo um inversor para cada painel fotovoltaico, permitindo assim um excelente rastreamento do ponto de máxima potência, evitando problema de sombreamento parcial dos módulos ou por diferenças elétricas entre as células fotovoltaicas. Ao final, todos os inversores são conectados em paralelo e colocados junto à carga ou conectados a rede (Cândido, 2010). Na Figura 4 é mostrada a topologia módulo integrado.

Figura 4 – Topologia de *Module Integrated*.

Fonte: Adaptado de Cândido (2010).

A topologia módulo CA é extremamente versátil e expansível, devido ao fato de apenas um conjunto painel fotovoltaico/inversor ser necessário para começar ou expandir o sistema. Não existe fiação extensa no lado CC do sistema, devido ao fato de normalmente o inversor ser acoplado no lado traseiro de cada módulo e dentro da caixa de conexões do mesmo. Entre as vantagens da topologia módulo CA, pode-se listar as seguintes: maior confiabilidade, devido ao fato de o *hardware* ser distribuído; simplicidade, devido ao fato de não haver componentes ou cabos de alta tensão no lado CC; maior inserção no mercado, pois apenas um painel é necessário para começar o sistema; o algoritmo MPPT é individualizado, possibilitando uma orientação distinta para cada painel e soluciona o problema de sombreamento parcial e de circulação de corrente entre *strings*; a produção em massa proporciona redução nos custos de fabricação dos inversores; proporciona padronização, visando a redução nos custos de projeto e instalação; proporciona maior segurança, pois os sistemas dessa topologia apresentam baixos níveis de tensão se comparados aos sistemas convencionais (Cândido, 2010).

A desvantagem da topologia módulo CA é que devido à baixa tensão de entrada é necessário um conversor CC-CC ou um transformador para elevar os níveis de tensão conforme as necessidades da carga, sendo que a inclusão deste estágio elevador eleva os custos do sistema (Cândido, 2010).

Uma vantagem adicional da topologia módulo CA é que a mesma permite a utilização de módulos dispostos em diferentes orientações e de diferentes potências, no entanto, se a potência dos módulos for padronizada para uma produção em larga escala os custos de instalação

do sistema fotovoltaico podem reduzir (Cândido, 2010). A perda de potência do sistema, com módulos integrados, é diminuída devido às perdas reduzidas por *mismatch* entre os módulos, no entanto, as perdas constantes no inversor podem ser as mesmas do inversor *string* (Blaabjerg; Chen; Kjaer, 2004).

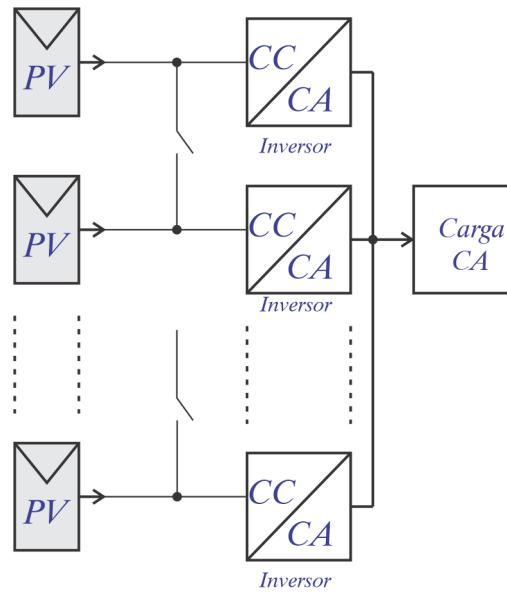
Sistemas fotovoltaicos usando módulos integrados têm inversores com potências de pico geralmente inferiores a 500 W e consistem em alguns módulos fotovoltaicos. Conseqüentemente, os níveis de tensão CC são baixos e para atingir os níveis de tensão da rede, as topologias de inversores integrados ao módulo requerem um elemento elevador de tensão dentro das etapas de conversão de energia de CC para AC (Myrzik; Calais, 2003).

Os inversores de módulo integrado e orientado, fornecem a maior flexibilidade de projeto ao sistema e cada módulo tem seu próprio MPPT de rastreamento, além disso, nenhuma fiação CC é necessária. A maneira fácil de colocar e tirar o módulo, é uma característica atraente, assim como sua capacidade de formar um sistema PV com baixo custo de investimento, como, na implantação e na expansão do sistema. No entanto, a principal desvantagem desses inversores é o alto custo por Watt e outras desvantagens que podem aumentar o preço do sistema são a substituição cara e difícil em caso de falha do inversor. Esses inversores operam diretamente em um ou vários módulos fotovoltaicos com potência abaixo de 500 W cada, sendo que a tensão do painel fotovoltaico é geralmente entre 30 - 150 V, sendo que esses níveis de baixa tensão requerem um elemento de ajuste de voltagem para elevação da tensão, permitindo variações da topologia original de módulo CA, com ou sem transformador (Calais et al., 2002).

Além das topologias já citadas, outra que merece destaque é a *Team Concept*, cujo conceito de equipe proporciona um melhor aproveitamento dos inversores em baixa carga, combinando a topologia *String Inverter* com o conceito de mestre-escravo, sendo que a topologia tem as mesmas características da topologia módulo CA e agrega um sistema de gerenciamento que decide quantos módulos estarão conectados a cada inversor para uma determinada condição de radiação solar; além disso, os inversores são conectados na forma mestre-escravo e cada *string* opera independentemente com seu próprio controlador MPPT (Calais et al., 2002).

Assim, quando a radiação solar é baixa, o sistema conecta vários módulos ao mesmo sistema inversor, fazendo com que o inversor trabalhe o mais próximo possível da potência na qual a sua eficiência é máxima, enquanto isso alguns inversores do sistema permanecem ociosos (Myrzik; Calais, 2003). Conforme a radiação solar aumenta, os módulos vão se rearranjando, formando pequenos *strings*, e quando a radiação for máxima o sistema rearranja-se com a mesma configuração da topologia módulo CA, um painel por inversor. Essa topologia também compartilha das mesmas desvantagens da topologia de módulo CA, porém, apresenta um grau de complexidade do sistema de controle e gerenciamento de energia, o que leva a custos maiores de projeto e *hardware* (Cândido, 2010). Na Figura 5 é mostrada a topologia *Team Concept*.

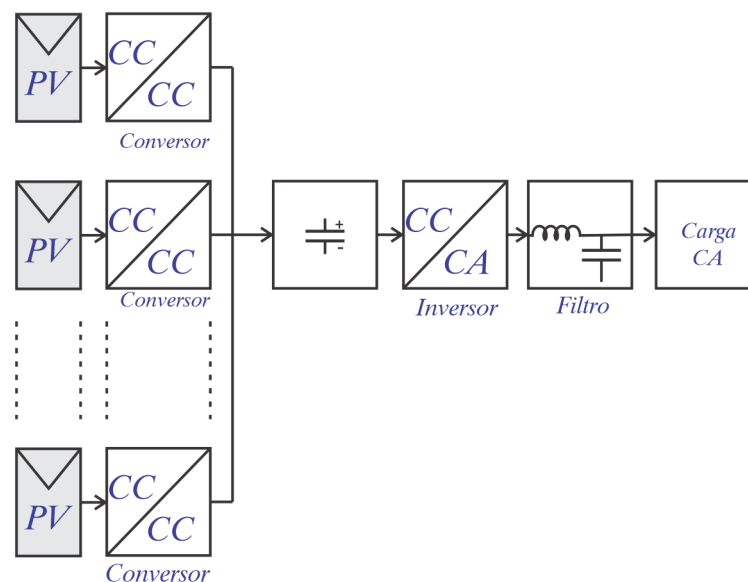
Figura 5 – Topologia *Team Concept*.



Fonte: Adaptado de Cândido (2010).

A topologia *Multi-String Inverters*, foi desenvolvida para combinar a vantagem do maior rendimento energético de uma topologia *String Inverter* com os custos mais baixos de uma topologia *Central Inverter* (Myrzik; Calais, 2003). O inversor *multi-string* é um aperfeiçoamento do *string-inverter*, onde várias *strings* são interfaceados com seu próprio conversor CC-CC para um inversor CC-CA comum a todas *strings* (Walker; Sernia, 2004).

Figura 6 – Topologia *Multi-String Inverter*.



Fonte: Adaptado de Cândido (2010).

O estágio de entrada da topologia *multi-string* é implementado de forma descentralizada e proporciona todos os benefícios do rastreamento individual do ponto de máxima potência, como: solucionar os problemas de sombreamento parcial dos módulos ou *mismatch*; possibilidade de

dispor os arranjos em diferentes orientações e arranjos com potências distintas (Cândido, 2010). Cada *string* PV tem seu próprio rastreador MPPT, que otimiza de forma independente a saída de energia de cada *string* PV. Todos os conversores CC-CC são conectados via barramento CC através de um inversor central com o restante da rede, sendo tal inversor baseado na tecnologia PWM. Dependendo do tamanho da *string*, a tensão de entrada varia entre 125 e 750 V (Myrzik; Calais, 2003). Na Figura 6 é mostrada a topologia *Multi-String Inverter*.

Por possuir um estágio CC-CC amplificador, o inversor *multi-string* permite que arranjos com poucos módulos e baixa tensão de entrada sejam suficientes para alcançar a tensão de entrada desejada para o inversor. As características de modularidade e robustez aumentam consideravelmente com esta topologia, pois pode ser expandida apenas com a inclusão de um conjunto arranjo de módulos/conversor CC-CC e a falha de um dos subsistemas não influencia no funcionamento geral do sistema. A possibilidade de expansão do sistema *multi-string* fica limitada pela potência nominal do inversor (Cândido, 2010). Assim, o usuário pode iniciar sua própria usina fotovoltaica com alguns módulos e outras ampliações são feitas facilmente com a inclusão de um novo conversor CC/CC, com módulos fotovoltaicos, conectado à plataforma existente, com todas as conexões elétricas feitas em um único conector no painel traseiro de cada módulo; sendo assim, com essa topologia é alcançada a flexibilidade de projeto (Blaabjerg; Chen; Kjaer, 2004).

Na topologia *multi-string* é usado um inversor para processar a potência de todo o sistema fotovoltaico, o que torna essa topologia vantajosa do ponto de vista de robustez e economicidade do sistema. O ponto negativo da configuração *multi-string* é a necessidade de usar um capacitor eletrolítico, que normalmente falha e acaba reduzindo a confiabilidade do inversor, no barramento CC para interfacear os conversores CC-CC dos estágios de entrada com o sistema do inversor, dado que toda a energia gerada pelos arranjos PV é direcionada para o barramento CC (Cândido, 2010).

Além do capacitor eletrolítico na entrada, outra desvantagem encontrada nessa topologia é a sutil queda na eficiência global do sistema em virtude da adição de mais um estágio de amplificação no sistema. Caso sejam considerados os ganhos adicionais em energia nas situações de sombreamento desigual dos módulos, a queda na eficiência global dos módulos pode ser insignificante (Cândido, 2010). Na topologia *multi-string* a perda de potência devido às perdas de *mismatch* entre os módulos, é reduzida, mas as perdas constantes no inversor podem ser as mesmas para o inversor da topologia *String Inverter*. Além disso, a topologia traz a possibilidade de uso dos módulos como um *plug-in* por usuários sem conhecimento especializado (Blaabjerg; Chen; Kjaer, 2004).

Resumindo as topologias de arranjo de módulos fotovoltaicos e seus devidos inversores, pode-se chegar na Tabela 1.

Tabela 1 – Comparativo entre topologias de arranjos de módulos fotovoltaicos.

Topologias	Vantagens	Desvantagens
<i>Central Inverter</i>	Robusta	Perdas elevadas
	Barata	Altas tensões de entrada
	Único inversor	Não rastreia MPPT individual
<i>String Inverter</i>	Não há perdas associadas aos diodos de string	São utilizados grandes capacitores eletrolíticos no barramento CC para desacoplar os módulos fotovoltaicos da saída em potência alternada, reduzindo a vida útil dos inversores.
	Aumenta a eficiência geral quando comparada a topologia Central Inverter	
	Opera em uma larga faixa de tensão de entrada	
<i>Module Integrated</i>	Maior confiabilidade e simplicidade. Apenas um painel é necessário para começar o sistema. O algoritmo MPPT é individualizado.	Necessidade de um conversor CC-CC ou um transformador para elevar os níveis de tensão.
	Permite a utilização de módulos dispostos em diferentes orientações e de diferentes potências.	
	Opera em baixos níveis de tensão	
<i>Team Concept</i>	Cada string tem seu controlador MPPT	Alto custo do sistema
	Agrega um sistema de gerenciamento que define quantos módulos estarão conectados a cada inversor para uma determinada condição de irradiância de modo que cada inversor opere o mais próximo possível do MPPT, maximizando assim a eficiência de cada inversor	Complexidade do sistema de controle e gerenciamento de energia.
	Proporciona melhor aproveitamento dos inversores em baixa potência.	
<i>Multi-String Inverter</i>	Alta eficiência	Necessidade de usar um capacitor eletrolítico, que normalmente falha e acaba reduzindo a confiabilidade do inversor, no barramento CC.
	Baixa custo	Sutil queda na eficiência global do sistema em virtude da adição de mais um estágio de amplificação no sistema.
	Robusta	Possibilidade de expansão limitada a potência nominal do inversor.

Fonte: Elaborado pelo autor.

2.2 Tipos de inversor quanto à conexão com a rede

Os sistemas de fornecimento de energia elétrica evoluem constantemente em termos tecnológicos, com a integração de recursos energéticos distribuídos como a energia fotovoltaica (PV), estações de carregamento para automóveis elétricos, e sistemas de armazenamento de baterias (Wang; Blaabjerg, 2019). Todos esses componentes ativos são conectados à rede de distribuição por meio de conversores eletrônicos de potência, levando a uma maior interação e ressonância de média frequência devido à interação entre as malhas de controle dos conversores. Nas piores condições, com baixo amortecimento na frequência de ressonância, esse fato pode levar a instabilidades harmônicas que afetam a confiabilidade do sistema (Simon et al., 2021).

O aumento na demanda por energia elétrica fez surgir a necessidade de utilizar uma quantidade excessiva de combustíveis fósseis, como petróleo, carvão e gás natural que são recursos não renováveis e poluentes. Além desse fator, deve-se considerar o aumento na população mundial nas próximas décadas, que conseqüentemente leva a uma maior demanda por energia; considerando que as energias fontes de energia não renováveis têm ocasionado a um aumento na poluição, a busca por fontes de energia limpas, renováveis e sustentáveis tem se intensificado. Dentro desse contexto, a energia solar fotovoltaica e a energia eólica têm se destacado devido ao fato de ser acessível, limpa e com custo de manutenção baixo (Jenkins, 1995).

Apesar das vantagens, muitas fontes renováveis têm problema com a intermitência na geração de energia, sendo assim, muitos sistemas convencionais são combinados com outras fontes (como, um banco de baterias), de modo a formar um sistema híbrido para suprir a demanda da unidade na insuficiência de um tipo de uma fonte de energia. O sistema de armazenamento de energia fornecerá energia para suprir a necessidade das cargas da unidade consumidora, enquanto o sistema de geração for insuficiente, já quando a potência gerada por maior que a potência demandada pelas cargas, ocorrerá o armazenamento de energia; sendo assim, a operação do sistema fotovoltaico se torna mais confiável. Fontes renováveis de energia têm custo inicial de implantação alto (Wang; Singh, 2009), assim, como o dimensionamento e o planejamento de integrá-las a rede elétrica existente.

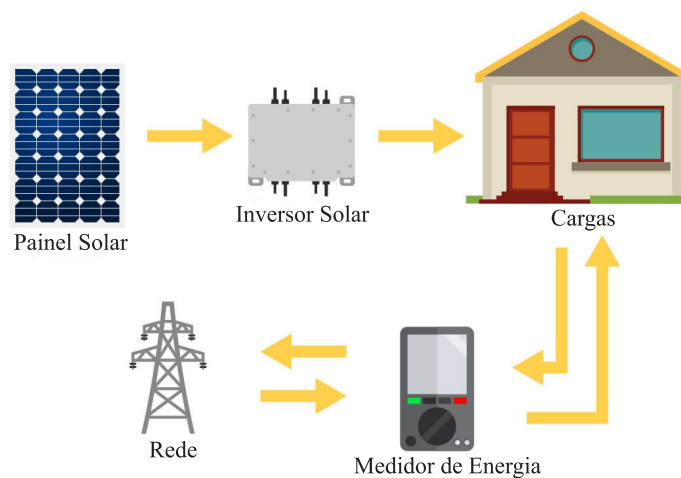
O superdimensionamento de um sistema fotovoltaico fornece alta confiabilidade, mas, por outro lado, leva a um maior custo enquanto o subdimensionamento causa limitações ao sistema como déficit de energia. No que se refere a sistemas híbridos de geração, existem muitas vantagens, como, a complementaridade entre fontes, como a energia solar e a eólica. Os autores (Filho et al., 2016) investigaram um sistema autônomo híbrido de integração entre sistema eólico e fotovoltaico, em que não há acesso à eletricidade; nesse estudo foi maior a produção solar durante o dia e a produção eólica foi maior durante a noite.

Além disso, sistemas de geração híbridos são mais acessíveis, fornecendo um custo de energia muito competitivo, sendo tal custo comparado (a depender da localização da carga e

do preço da energia da rede da concessionária) ao custo da energia obtida de um único sistema renovável de energia (Celik, 2002). O sistema de geração fotovoltaica *Off-Grid* é recomendado para locais que são remotos da rede, onde o custo de estender a transmissão linha aérea é muito alta (Kumar et al., 2017). Sistemas fotovoltaicos conectados a rede são aplicáveis a locais já atendidos pela rede elétrica. Custo total do sistema, confiabilidade e emissões de gases de efeito estufa representam índices de desempenho importantes no design do híbrido sistema de energia. Assim, ao projetar um sistema fotovoltaico deve-se usar uma técnica de otimização multiobjetivo para projetos adequados as características da unidade consumidora (Abuelrub et al., 2020).

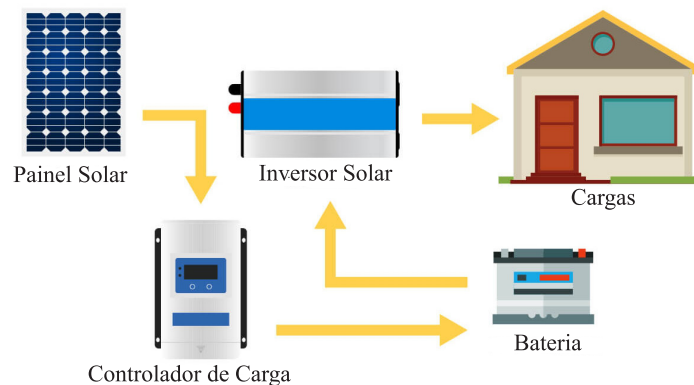
Os inversores fotovoltaicos se subdividem no tocante a conexão com a rede da concessionária de energia, podendo serem do tipo *On-Grid*, *Off-Grid* e híbrido (*On-Grid*, *On-Grid* e *Off-Grid*, carregador *On-Grid* e carregador *Off-Grid*) (Ghenai; Bettayeb, 2019). O inversor do tipo híbrido pode juntar a fonte de energia provinda das placas fotovoltaicas, com a energia provinda de banco de baterias e ainda, com a possibilidade de utilizar a rede da concessionária para carregar as baterias do sistema de armazenamento e para prover alimentação da unidade consumidora através da rede da concessionária nos períodos em que não houver energia armazenada no banco de baterias.

Figura 7 – Diagrama de blocos ilustrativo da topologia de inversor *On-Grid*.



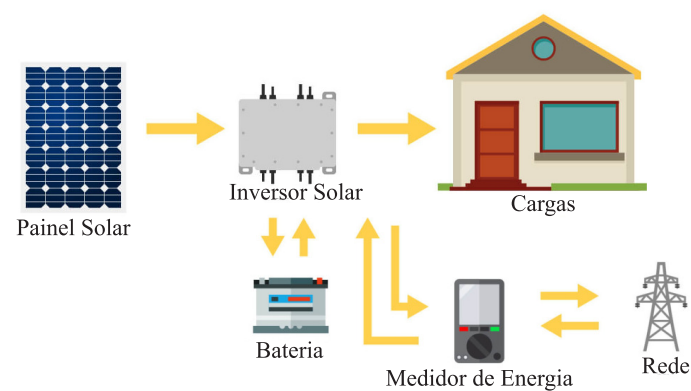
Fonte: Adaptado de (Neosolar, 2021).

O inversor do tipo *Off-Grid*, mostrado na Figura 8, se diferencia do inversor do tipo híbrido (tanto do *On-Grid*, mostrado na Figura 9, como do carregador *On-Grid*, mostrado na Figura 10), pelo fato de não estar conectado na rede de energia da concessionária e assim, conseqüentemente, as cargas estão ligadas exclusivamente na saída do inversor *Off-Grid* e o inversor requer o projeto externo ao inversor, de um sistema de automação para controlar sua interação com sistema de armazenamento e com as cargas. O nível de carga das baterias do sistema de armazenamento é mantido pela energia das placas solares (Ghenai; Bettayeb, 2019).

Figura 8 – Diagrama de blocos ilustrativo da topologia de inversor *Off-Grid*.

Fonte: Adaptado de (Neosolar, 2021).

Nas instalações em que é usado o inversor carregador *Off-Grid*, ele está ligado na rede de energia originada no sistema fotovoltaico, devendo transferir automaticamente a alimentação da unidade consumidora do banco de baterias para a rede do sistema fotovoltaico em momentos em que a energia armazenada no banco for insuficiente para atender a carga demandada ou efetuar a transferência em momentos em que o nível de geração fotovoltaica está adequado à carga e não se faz necessário usar a energia armazenada no banco de baterias. O inversor *On-Grid* injeta energia na rede da concessionária, conforme pode ser visto na Figura 7, e o inversor carregador *On-Grid*, também conhecido como *Zero Grid*, não injeta energia na rede de energia da concessionária, sendo que apenas a utiliza para carregar as baterias em determinados momentos ou para alimentar a unidade consumidora, conforme a disponibilidade da geração fotovoltaica.

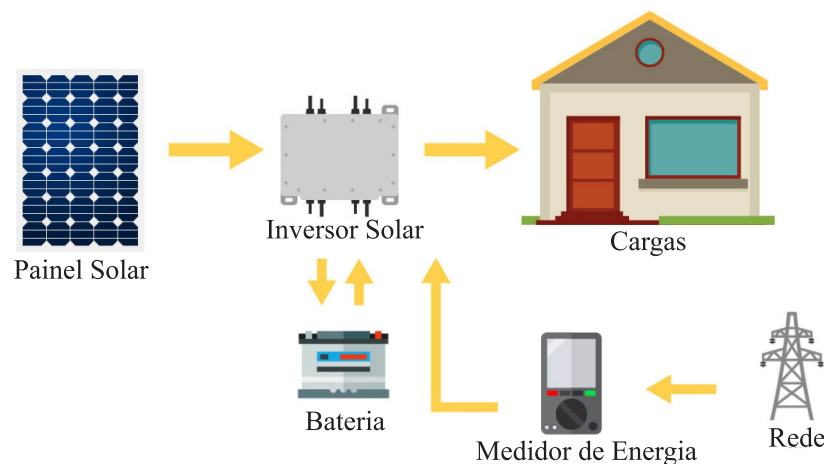
Figura 9 – Diagrama de blocos ilustrativo da topologia de inversor híbrido *On-Grid*.

Fonte: Adaptado de (Neosolar, 2021).

O *firmware* gravado no inversor fotovoltaico híbrido *On-Grid* é elaborado para que o

mesmo injete potência na rede da concessionária e o *firmware* gravado no inversor carregador híbrido *Off-Grid* é elaborado para que o inversor transfira automaticamente a alimentação da unidade consumidora do banco de baterias para a rede do sistema fotovoltaica, quando a energia do banco de baterias for insuficiente para manter a unidade consumidora. Com a aprovação de leis como a LEI 14.300, de 6 de janeiro de 2022, até 31 de janeiro de 2045 as instalações fotovoltaicas existentes estão isentas de cobrança pelo uso da rede da concessionária para injetar potência na rede e a partir de 07 de janeiro de 2023 quem instalar um sistema de geração fotovoltaica passará a arcar com uma taxa pelo uso do sistema de distribuição para injeção de potência na rede da concessionária, sendo que a partir desta data, o uso de inversores híbridos e/ou *Off-Grid* poderá se tornar vantajoso do ponto de vista financeiro (Brasil, 2022).

Figura 10 – Diagrama de blocos ilustrativo da topologia de inversor híbrido carregador *On-Grid*.



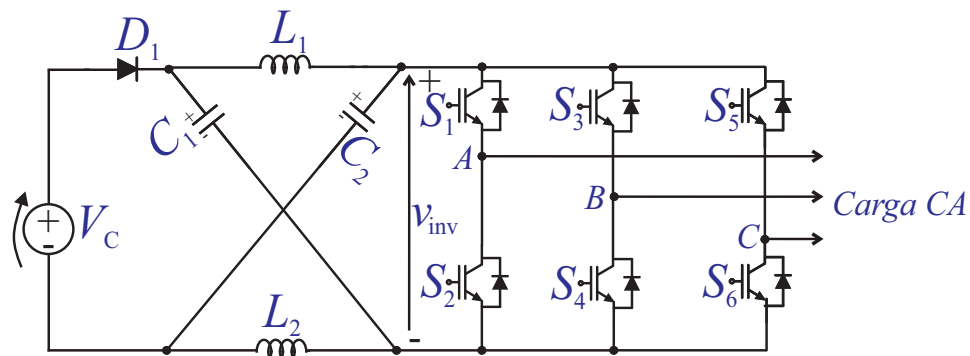
Fonte: Adaptado de (Neosolar, 2021).

2.3 Principais topologias de conversores CC-CA

2.3.1 Topologia Z-Source

O inversor fonte de impedância ZSI, faz parte dos denominados conversores de estágio único e, portanto, com menor número de componentes de chaveamento se comparado às modelagens de duplo estágio de conversão, como o Full-Bridge (Peng, 2003). Além dessas características, o inversor fonte de impedância apresenta o chamado estado de *shoot-trough*, onde as chaves semicondutoras do mesmo braço entram em condução ao mesmo tempo, também conhecido como estado de curto-circuito e no qual o conversor opera no modo *Boost*, sendo assim em operação completa pode operar no modo *Buck* e *Boost* (Peng, 2003; Acosta, 2019; Cocco, 2021). Na Figura 11 pode ser visto o circuito da topologia ZSI.

Figura 11 – Conversor Z-Source de único estágio.



Fonte: Adaptado de Peng (2003).

O inversor ZSI tem dois capacitores e dois indutores na entrada CC, e a impedância dos mesmos é alta; além disso, esta topologia de conversor também possibilita um único estágio para aplicação do rastreamento de máxima potência e não necessita de *dead time* para atuar durante o chaveamento das chaves semicondutoras. O ZSI pode ser usado no modo *Buck* e no modo *Boost*, sendo de operação mais segura e confiável, além de ter perdas de potência baixas e, conseqüentemente, alta eficiência. Adicionalmente, o ZSI pode ser usado como alimentador de corrente ou tensão para configuração de dois níveis ou multi-níveis. Apesar das vantagens do inversor ZSI originalmente proposto, como o menor número de chaves semicondutoras e flexibilidade no aumento ou redução de tensão na carga; o mesmo apresenta estresse de corrente nas chaves superiores e baixo rendimento para potências menores, devido as altas perdas de chaveamento para os estados de *shoot-through* (Farhangi; Farhangi, 2006; Franke; Oestreich; Fuchs, 2010). Para produzir o estado de *shoot-through* é necessário estados adicionais ao conversor ZSI (Acosta, 2019).

Comparando o inversor ZSI com VSI, pode-se afirmar que segundo só pode ser usado operando no modo *Buck* ou no modo *Boost* por intermédio de transformador ou conversor CC-CC, mas não os dois modos concomitantemente e sem o uso de componentes adicionais (Shen et al., 2004). As perdas de potência são altas devido ao filtro, o que acaba ocasionando baixa eficiência. Os inversores VSI e CSI são os inversores tradicionais usados para converter CC para CA, sendo que o VSI e CSI podem ser usados somente para abaixar ou elevar a tensão de entrada e não para a função abaixador-elevador. Nos inversores tradicionais as chaves superiores e inferiores de cada perna de fase não podem ser acionados simultaneamente, caso contrário ocorrerá um disparo. O tempo morto nos sinais de modulação deve ser fornecido e, portanto, pode apresentar distorções harmônicas na forma de onda da tensão de saída. No inversor ZSI não é necessário transformador de elevação para o conversor operar no modo *Boost*, além de não necessitar zona morta e a THD do sinal é reduzida (Erickson; Maksimovic, 2001).

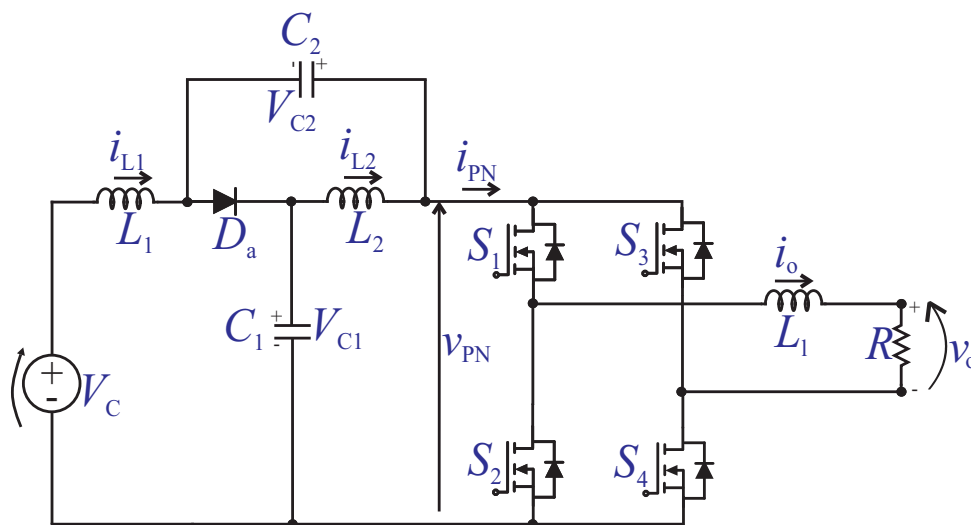
O inversor ZSI demonstrou ser uma topologia competitiva e de alta eficiência para apli-

cações em sistemas PV residenciais, devido a sua capacidade de operar como elevador/abaixador e produzir uma tensão alternada em um único estágio de conversão sem introduzir mais chaves (Shen et al., 2007; Huang et al., 2006).

2.3.2 Topologia Quasi-ZSI

Posteriormente a invenção do inversor ZSI, foram propostas novas topologias para melhoria de características da topologia ZSI original, sendo que dentre essas temos a *Quasi-Z-Source-Inverter*, que foi descrita por (Li et al., 2009) e quando comparada com a topologia ZSI, apresenta simplificação do circuito, reduzido número de componentes e apresenta menor corrente de partida durante acionamento do conversor, menor distorção harmônica para ganhos pequenos, corrente de entrada contínua e menor nível de interferência eletromagnética (Tong; Ramadan; Logenthiran, 2019; Acosta, 2019; Li et al., 2009). Na Figura 12 pode ser visto o circuito da topologia *Quasi-Z-source*, que apresenta problemas de razão cíclica não variável que leva a sobretensão nas chaves semicondutoras durante a comutação (Vijayaraghavan; L., 2017).

Figura 12 – Topologia Quasi-ZSI monofásica.



Fonte: Adaptado de Nguyen e Choi (2017).

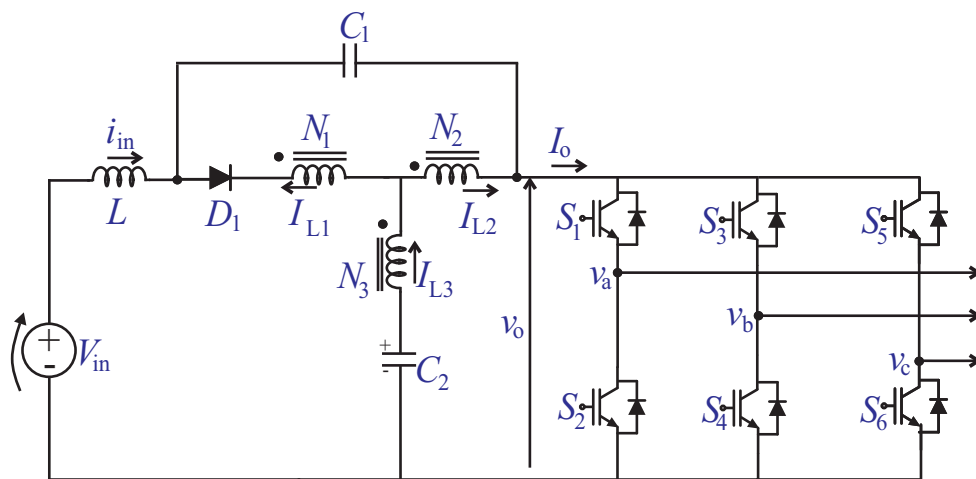
2.3.3 Topologia Y-Source

Uma das topologias criadas para melhoria da ZSI, foi a *Y-Source* (Hakemi; Sanatkar-Chayjani; Monfared, 2017) que se vale de um diodo, um capacitor e três transformadores para realizar a conversão de CC-CA para possibilitar o modo de elevação de tensão e para isso, utilizando para isso uma pequena razão cíclica (Siwakoti et al., 2015). Embora tenha a vantagem de utilizar menor razão cíclica, essa topologia tem a desvantagem de apresentar maior corrente

de acionamento, além de ter maiores picos de tensão no barramento CC e corrente de entrada descontínua (Acosta, 2019).

Na tentativa de minimizar os problemas da topologia *Y-Source*, foi proposta a topologia *Improved Y-Source* que faz análise e cria um modelo de pequenos sinais para descrever a operação do inversor em um modelo médio de espaço de estados (Hongpeng et al., 2017). O modelo em espaço de estados obtém as funções de transferência do sistema, possibilitando estudar diferentes variações de parâmetros e seu impacto na estabilidade do sistema; o que facilita a escolha de componentes do inversor, bem como suas variáveis de controle. Na Figura 13 pode ser visto o circuito da topologia *Improved Y-Source*.

Figura 13 – Inversor *Improved Y-Source*.



Fonte: Adaptado de Ahrabi e Banaei (2016).

Embora a topologia *Improved Y-Source* apresente melhorias comparado ao conversor anterior, a modulação usada no I-YSI pode gerar componentes de alta frequência na corrente da rede, conseqüentemente, correntes de fuga no sistema, sendo que essas podem desarmar os DRs da instalação elétrica. A corrente de fuga também pode causar distorções na corrente da rede, gerando interferência eletromagnética e incêndios (Acosta, 2019).

2.3.4 Topologia Híbrida qZSI com bateria

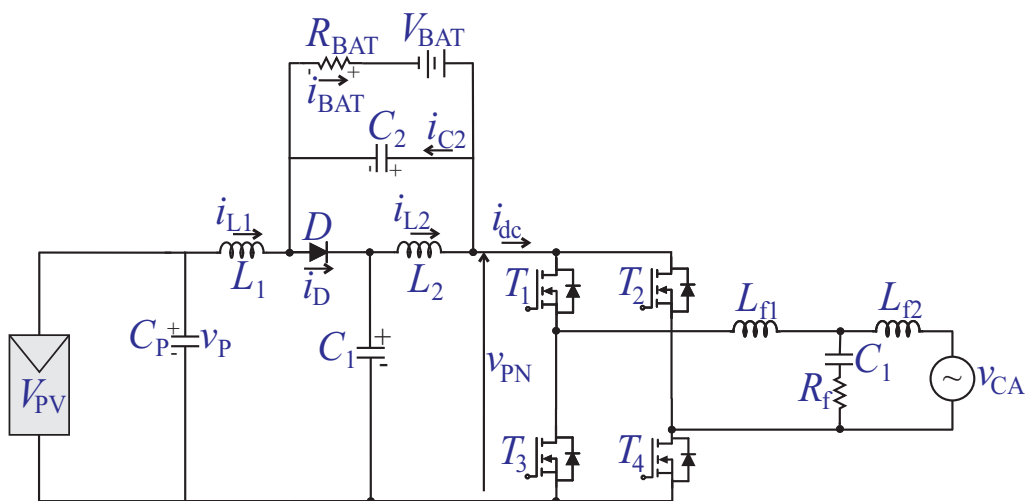
Os inversores Z-Source são capazes de operar com um sistema de armazenamento de energia, mas eles apresentam uma entrada descontínua de corrente e para o sistema fotovoltaico isso não é desejável, além de a faixa de tensão de armazenamento ser muito alta; já no qZSI a entrada de corrente é contínua e a faixa de tensão de armazenamento é mais baixa, o que torna essa topologia mais vantajosa para usar com banco de baterias (Cintron-Rivera et al., 2011).

Os benefícios do qZSI original podem ser estendidos com integração de armazenamento de energia na estrutura do conversor sem elementos passivos e semicondutores adicionais, visto

que a bateria pode ser conectada em paralelo com um dos capacitores do circuito. A energia armazenada na bateria é usada para suavizar a potência de saída do conversor e para fornecer energia quando não há geração, sendo que em momentos em que há geração de energia além do consumido pelas cargas, o excedente será armazenado na bateria (Kroics et al., 2017). O circuito esquemático da topologia qZSI é mostrado na Figura 14.

Adicionar uma bateria em paralelo a um dos capacitores do conversor qZSI é uma solução razoável para viabilizar o armazenamento de energia pela topologia, pois não são necessários elementos adicionais, mas existem limitações que devem ser levadas em consideração. Um dos problemas é a ondulação de corrente na bateria que pode ser resolvida aumentando o volume de componentes passivos, mas isso fará com que a topologia seja pouco atraente devido ao fato de aumentar o tamanho, volume e custo do inversor. Outra limitação importante é a operação limitada da topologia quando não há fonte de tensão de entrada ou quando não há geração de energia fotovoltaica, sendo que este problema pode ser resolvido introduzindo elementos adicionais nos circuitos, mas também torna o conversor mais complexo e conseqüentemente, mais caro (Kroics et al., 2017). O inversor de topologia híbrida qZSI mostra eficiência aceitável, no entanto, soluções baseadas nessa topologia podem ter problema com densidade de potência e volume do conversor, quando comparadas a outras topologias de mercado (Afshari, Hossein and Husev, Oleksandr and Matiushkin, Oleksandr and Vinnikov, Dmitri, 2022).

Figura 14 – Inversor qZSI com bateria.



Fonte: Adaptado de Kroics et al. (2017).

Apesar dos pontos positivos da topologia qZSI com bateria, existem topologias tradicionais que incluem armazenamento de energia nos inversores através do uso de conversores CC-CC bidirecionais, chamados de carregadores. Estas topologias, que tornam maior o custo de instalação do inversor, diminuem a eficiência e adicionam problemas de confiabilidade, que retraem a expansão do uso de banco de baterias em conjunto com os inversores (Liu et al., 2012).

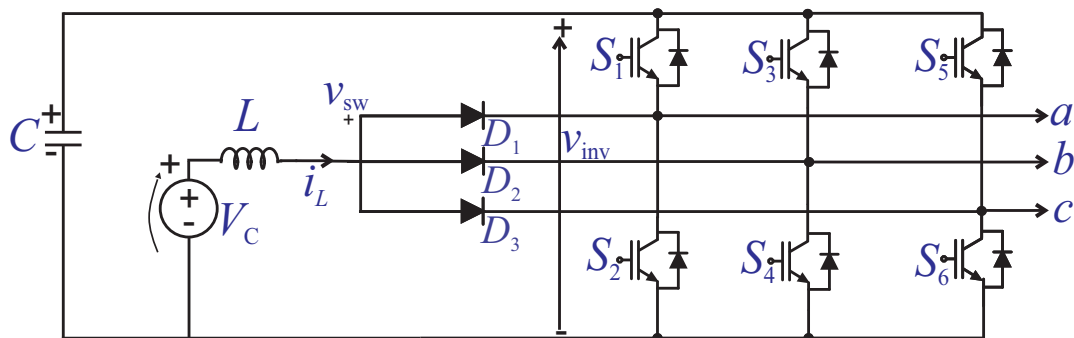
Inversores do tipo qZSI podem ter dispositivos ligados concomitantemente no mesmo

braço do conversor sem queimar nenhum dos mesmos e isso se deve ao estado de *shoot-through*, benéfico para o uso de baterias, pois a tensão e a corrente delas podem ser controladas automaticamente sem uso de cargas extras ou circuitos de descarga. Os principais modos de operação do qZSI com bateria são o modo de baixa potência PV, onde a bateria é descarregada para atender a demanda da carga e o modo de geração excedente de energia PV, onde a bateria é carregada (Cintron-Rivera et al., 2011; Liu et al., 2012).

2.3.5 Topologia SSI

O inversor monofásico de fonte dividida é uma topologia de conversão *Boost* CC-CA que apresenta reduzido número de chaves semicondutoras e se vale de comutações em alta frequência via diodos. Além disso, é utilizada modulação híbrida por largura de pulso que limita os harmônicos de tensão para se concentrarem em torno da frequência de comutação e seus múltiplos. Na configuração básica do SSI, quando a modulação PWM gera a saída em CA, ela acaba fazendo com que o indutor seja carregado com um ciclo de trabalho constante (Acosta, 2019). Quando comparado com as topologias de inversor existentes, a SSI oferece os benefícios adicionais de número reduzido de comutações, melhoria no ganho de tensão, necessidade de filtro de saída reduzido e eficiência de energia aprimorada (Abdelhakim; Mattavelli, 2016). O inversor SSI básico pode ser visto na Figura 15.

Figura 15 – Conversor SSI de um único estágio.



Fonte: Adaptado de Abdelhakim e Mattavelli (2016).

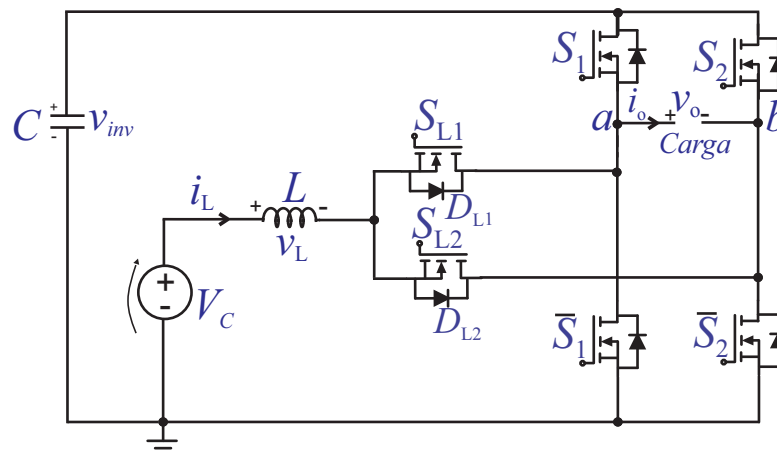
O inversor SSI pode operar no modo elevador de tensão em apenas um estágio, tendo como vantagem em relação ao ZSI e outras topologias correlatas, o fato de usar menos componentes passivos e armazenadores de energia, além de não ser necessário estágios adicionais para produzir o estado de *shoot-through* e de o estresse de tensão nas chaves ser reduzido para ganhos acima de 1,15 (Acosta, 2019; Abdelhakim; Mattavelli, 2016).

O inversor SSI é altamente compacto e requer apenas um indutor *Boost* e um capacitor no link CC. Quando o indutor *Boost* é carregado com ciclo de trabalho variável, a corrente do indutor apresenta componentes harmônicos de baixa frequência indesejáveis, resultando em um incremento de seu valor médio, o que dá origem a uma alta perda de condução; além

disso, essa topologia apresenta um estresse assimétrico de corrente entre as chaves superiores e inferiores de cada braço. Neste caso, uma modulação PWM híbrida quase-senoidal e constante é preferencialmente adotada para superar esses inconvenientes. No entanto, há uma restrição acompanhada de tal forma que os harmônicos na tensão de saída são obrigados a se concentrar em torno da frequência de chaveamento e seus múltiplos (Lee; Heng, 2017; Abdelhakim et al., 2018).

No inversor de fonte dividida, a fonte CC de entrada é separada do link CC e a tensão passa pelo estágio *Boost*, através do carregamento do indutor *Boost*, conforme mostrado na Figura 15. O primeiro inversor SSI pesquisado utiliza dois diodos para conectar um indutor *Boost* a uma ponte H (Ribeiro; Pinto; Borges, 2010; Nahavandi; Roostae; Azizi, 2016), sendo que como variação da topologia original, os dois diodos podem ser substituídos por um diodo de cátodo comum que é mais facilmente encontrado comercialmente e assim acaba-se reconfigurando a fonte CC de entrada (Abdelhakim et al., 2018). O maior grau de compactação desta variação topológica, torna necessário o uso de fonte CC isolada para isolar os terminais negativos tanto da fonte CC como do link CC. Outra modificação do SSI original, chamada de SSI3 e conforme mostrado na Figura 16, pode ser feita substituindo os dois diodos por dois MOSFETs de potência operando no modo de retificação síncrona, sendo que essa modificação contribui para o fluxo bidirecional de potência e resolve o problema das perdas devido à alta frequência de comutação dos diodos, consequentemente evitando perdas de eficiência do inversor (Lee; Heng, 2017).

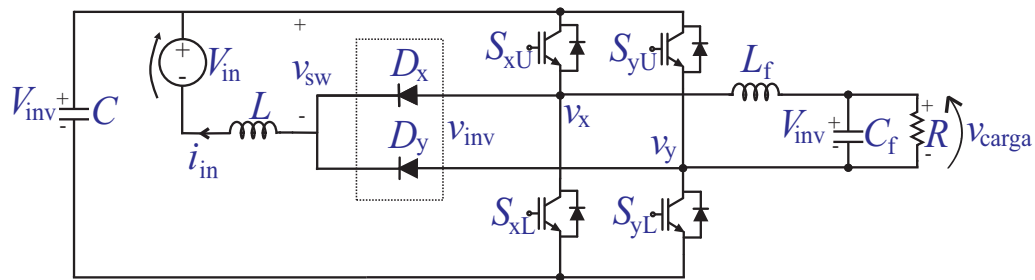
Figura 16 – Conversor SSI3 monofásico.



Fonte: Adaptado de Lee e Heng (2017).

Como já mencionado anteriormente e conforme a Figura 17, uma alternativa ao uso de mais diodos no bloco central do circuito do SSI original, é o uso de dois diodos de cátodo comum para a versão monofásica do inversor, visto que comercialmente tais diodos são encontrados em um único bloco e assim, o inversor pode ter o volume reduzido (Abdelhakim et al., 2018).

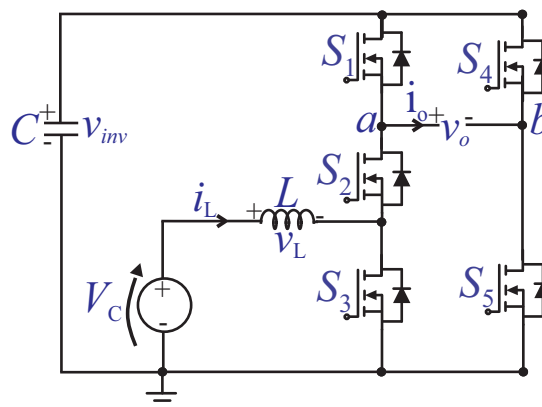
Figura 17 – Conversor com topologia alternativa a SSI de um único estágio.



Fonte: Adaptado de Abdelhakim et al. (2018).

A topologia SSI básica foi modificada pela topologia S^3I (Lee et al., 2019) que exibe uma simplificação do circuito do SSI original e que permite o dobro do ganho com uma modulação que apresenta harmônicas no dobro da frequência de comutação, o que leva a redução do volume dos filtros de conexão com a rede. A Figura 18 exibe o circuito da topologia S^3I .

Figura 18 – Conversor S^3I de um único estágio.



Fonte: Adaptado de Lee et al. (2019).

A topologia S^3I é caracterizada por não poder ocorrer curto-circuito no link CC, fato que é alcançado fazendo com que as três chaves na primeira perna S_1, S_2, S_3 nunca liguem simultaneamente; sendo assim, duas das três chaves precisam ser ligadas para evitar a flutuação dos terminais. Já os dois interruptores de potência na meia ponte S_4, S_5 não devem estar ligados simultaneamente (Lee et al., 2019).

O S^3I é uma variação do conversor SSI original e é uma opção para redução de volume do inversor, além de apresentar menor número de chaves se comparado aos SSIs originais e apresenta a vantagem de exigir um menor requisito de tamanho de filtro de saída, pois os harmônicos se concentram no dobro da frequência de chaveamento ($2 \cdot f_s$) e seus múltiplos. Na topologia S^3I um ganho de tensão específico pode ser obtido operando o inversor com um índice de modulação m muito alto, no entanto, apresentará menor eficiência conforme for aumentando o índice de modulação, assim quando ocorre o aumento da eficiência ocorre a redução de perdas e consequentemente o índice de modulação CA é menor (Lee et al., 2019).

2.4 Banco de baterias

Uma bateria pode ser composta por duas ou mais células conectadas em série ou em paralelo. Uma célula é a unidade básica de uma bateria e capaz de converter energia química em energia elétrica por meio de reações eletroquímicas (Horiba, 2014). As baterias são formadas por quatro pares fundamentais que são o ânodo, o cátodo, o separador e o eletrólito. O ânodo sofre uma reação de oxidação durante o processo de descarga, já no processo de carga sofre uma reação de redução. O cátodo, por sua vez, sofre uma reação de redução durante o processo de descarga e uma reação de oxidação durante o processo de carga. Durante a reação de oxidação ocorre uma perda de elétrons enquanto na reação de redução se tem um ganho de elétrons (Quintero, 2021).

A seleção do material a ser utilizado no ânodo e cátodo da bateria se torna importante para o rendimento da mesma. A seleção do material do ânodo é feita considerando as características de eficiência como agente redutor, boa condutividade, estabilidade, baixo custo, e fácil implementação; enquanto o material do cátodo é selecionado considerando que seja um eficiente agente oxidante, tenha estabilidade ao entrar em contato com o eletrólito e que suporte uma tensão de trabalho (Horiba, 2014).

Tradicionalmente as baterias são classificadas como primárias ou secundárias. As baterias primárias ou não recarregáveis, são aquelas onde a reação química não pode ser revertida, ou seja, só podem ser descarregadas uma vez; já as baterias secundárias ou recarregáveis podem ser descarregadas e carregadas por um número considerável de vezes. As baterias de zinco-carbono, alcalinas (zinco/dióxido de magnésio), zinco/óxido de prata, zinco-ar e as baterias de lítio, são consideradas baterias não recarregáveis enquanto as baterias de ácido de chumbo, níquel-cádmio (Ni-Cd), níquel-hidreto metálico (Ni-MH), íon de lítio (Li-Ion) e polímero de lítio (Li-Po), são consideradas baterias recarregáveis (Quintero, 2021). Na Tabela 2 é feita uma comparação de características entre diferentes tipos de baterias.

Conforme as baterias evoluíram, várias topologias de baterias foram desenvolvidas, sendo que, por exemplo, aplicações de energia sustentável requerem baterias com alta capacidade, que podem absorver energia em tempos de superprodução e devem estar prontas para substituir totalmente a fonte alternativa e sustentável, em momentos de produção insuficiente de energia (Tomasov et al., 2019). Os modelos de baterias servem para demonstração e melhor compreensão dos recursos básicos das baterias, mas eles podem representar limites físicos e são capazes de prever o comportamento da bateria sob diferentes condições. Numerosos modelos foram desenvolvidos para vários propósitos, como, os modelos eletroquímicos que são muito precisos e complexos, sendo usados pelos fabricantes para fins de desenvolvimento e pesquisa. Para simulação de sistemas elétricos, o circuito equivalente mais simples é utilizado, porém, menos preciso (Tomasov et al., 2019).

Tabela 2 – Comparação entre diferentes tipos de baterias.

Especificações	Pb	Ni - Cd	Ni - MH	Íon de Lítio ¹		
				Cobalto	Manganês	Fosfato
Energia específica (Wh/kg)	30-50	45-80	60-120	150-250	100-150	90-120
Resistência interna	Muito baixa	Muito baixa	Baixa	Moderada	Baixa	Muito baixa
Ciclo de vida² (80 % DoD)	200-300	1000 ³	300 – 500 ³	500-1000	500-1000	1000-2000
Tempo de carga⁴	8-16 h	1-2 h	2-4 h	2-4 h	1-2 h	1-2 h
Tolerância de sobrecarga	Alta	Média	Baixa	Baixa. Sem carga lenta		
Autodescarga/mês (temp. amb.)	5 %	20 % ⁵	30 % ⁵	< 5 % Circuitos de proteção consomem 3 %/mês		
Tensão da célula (nominal)	2,0 V	1,2 V ⁶		3,6 V ⁷	3,7 V ⁷	3,2 -3,3 V
Tensão de corte de carga (V/célula)	2,4 - 2,25 V	Detecção de carga completa por sinal de tensão		4,2 V tipicamente Algumas atingem tensão mais alta		3,6 V
Tensão de corte de descarga (V/célula, 1C)	1,75 V	1,00 V		2,5-3,0 V	2,5-3,0 V	2,5 V
Corrente de pico de carga	5 C ⁸ 0,2 C	20 C 1 C	5 C 0,5 C	2 C <1 C	>30 C <10 C	>30 C <10 C
Melhor resultado						
Temperatura de carga	-20 a 50 °C (-4 a 112 °F)	0 a 45 °C (32 a 113 °F)		0 a 45 °C ⁹ (32 a 113 °F)		
Temperatura de descarga	-20 a 50 °C (-4 a 112 °F)	-20 a 65 °C (-4 a 149 °F)		-20 a 60 °C (-4 a 140 °F)		
Requisitos de manutenção	3 - 6 meses ¹⁰ carga máxima	Descarga completa a cada 90 dias quando em uso total		Livre de manutenção		
Requisitos de segurança	Termicamente estável	Termicamente estável, proteção por fusível		Circuito de proteção é obrigatório ¹¹		
Em uso desde	Final de 1800	1950	1990	1991	1996	1999
Toxicidade	Muito alta	Muito alta	Baixa	Baixa		
Eficiência coulômbica¹²	~ 90 %	~ 70 % carga lenta ~ 90 % carga rápida		99 %		
Custo	Baixo	Médio		Alto ⁴		

Fonte: Adaptado de (Buchmann, 2021a).

Os dados da Tabela 2 são baseados em valores médios de baterias disponíveis comercialmente, desconsiderando baterias acima da média (Buchmann, 2021a).

Onde:

1. A mistura de cobalto, níquel, manganês e alumínio aumenta a densidade de energia da bateria em até 250 Wh/kg (Buchmann, 2021a).
2. O ciclo de vida é baseado na profundidade de descarga (DoD). Uma DoD rasa, ou conservadora, prolonga a vida útil do ciclo (Buchmann, 2021a).
3. O ciclo de vida depende da manutenção regular da bateria para evitar o efeito de memória do estado de carga SOC da bateria (Buchmann, 2021a).
4. As baterias de carga ultrarrápida são fabricadas para finalidades especiais (Buchmann, 2021a).
5. A autodescarga é mais alta imediatamente após a carga. A bateria de Ni-Cd perde 10 % de carga nas primeiras 24 horas, depois passa a se autodescarregar a uma taxa de 10 % a cada 30 dias. A autodescarga também é aumentada conforme ocorre o aumento da temperatura e conforme aumenta a idade da bateria (Buchmann, 2021a).
6. 1,25 V é tradicional e 1,20 V é mais comum (Buchmann, 2021a).
7. Os fabricantes podem classificar a tensão como mais alta devido à baixa resistência interna da bateria (Buchmann, 2021a).
8. Capaz de suportar pulsos de alta corrente, principalmente quando alimenta equipamentos que em sua partida demandem uma elevada corrente de *insrush*; no entanto, a bateria necessita de tempo para se recuperar (Buchmann, 2021a).
9. Não carregar baterias de íons de lítio em temperaturas abaixo de zero, pois reduz o desempenho das mesmas (Buchmann, 2021a).
10. A manutenção pode ser na forma de carga de equalização para evitar sulfatação (Buchmann, 2021a).
11. O circuito de proteção possui tensões de corte para valores abaixo de 2,20 V e acima de 4,30 V na maioria das baterias de íons de lítio. As baterias de $LiFePO_4$ tem diferentes configurações de tensão de corte, conforme o fabricante da bateria (Buchmann, 2021a).
12. A eficiência coulômbica é maior com carga mais rápida (em parte devido ao erro de autodescarga), sendo que a eficiência coulômbica expressa a eficiência com que uma bateria entrega energia a uma carga elétrica (Buchmann, 2021a).

13. As baterias de íons de lítio podem ter um custo por ciclo menor do que as baterias de chumbo-ácido (Buchmann, 2021a).

Os modelos baseados em circuitos elétricos usam circuitos equivalentes para capturar as características das baterias usando a combinação de fontes de tensão e corrente, capacitores e resistores. Alguns desses modelos também podem rastrear o estado de carga (SOC) e prever o tempo de vida das baterias usando correntes e/ou tensões detectadas. Os modelos de circuitos elétricos são bons para codesign e cossimulação com outros circuitos e sistemas elétricos. No entanto, ao modelo elétrico básico não integram os comportamentos de capacidade não linear da bateria, levando a uma previsão imprecisa SOC e tempo de vida da bateria (Chen; Rincon-Mora, 2006). Existem aprimorações, como o modelo de Rakhmatov que inclui o efeito de recuperação da bateria (Rakhmatov; Vrudhula, 2001), do modelo elétrico básico, mas que não são viáveis para aplicações em tempo real, pois não há estimativa de desempenho em tempo real para gerenciamento de energia das baterias (Kim; Qiao, 2011).

Em um sistema de energia fotovoltaico com armazenamento de energia as baterias estão constantemente sujeitas a carga ou descarga, que com o passar do tempo causa depreciação do desempenho da bateria, nesse contexto faz-se necessário saber a carga disponível na bateria, por quanto tempo ela será capaz de fornecer a energia necessária e também calcular a vida útil da bateria. Assim, um modelo completo de descrição da bateria, é capaz de monitorar com precisão o desempenho da bateria e parâmetros como SOC e o *State of Health* (SOH) (Sun; Shu, 2011).

Existem várias técnicas através das quais a bateria pode ser modelada, entre as quais existe a elétrica por modelo ideal e modelo Thevenin, cuja precisão está entre eletroquímica e modelos matemáticos, usando elementos elétricos equivalentes como fontes de tensão, resistores e capacitores para co-projeto e co-simulação com outros circuitos elétricos (Sun; Shu, 2011).

As baterias de lítio são soluções importantes utilizadas em sistemas de armazenamento de energia para várias aplicações, incluindo dispositivos móveis e/ou portáteis, aviação, energias renováveis, espaço e veículos eletrificados. A bateria de lítio tem como vantagem a elevada potência e densidade de energia (Baghdadi et al., 2016). Uma desvantagem das baterias de lítio, não exclusiva das baterias de lítio, é sua perda da capacidade de armazenamento de energia e potência com o passar do tempo. A taxa de degradação da bateria é sensível às condições de estado de carga da bateria, temperatura da bateria e profundidade de descarga (Waldmann et al., 2014; Wang et al., 2014).

O envelhecimento de uma bateria é devido a processos de degradação eletroquímica, conforme descrito por Lin, Liu e Guan (2014) e pelos autores Vetter et al. (2005). O processo de degradação tem lugar durante a operação da bateria e também em períodos onde nenhuma corrente é aplicada, levando a uma diminuição da capacidade e a um aumento da resistência interna, podendo, em alguns casos, até ter um aumento da taxa de autodescarga. Tendo por base

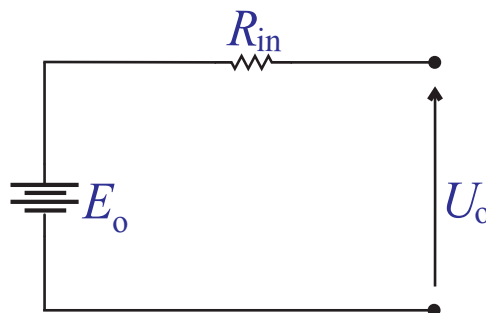
o caráter temporal, os parâmetros do modelo tornam-se dependentes do tempo e a capacidade de armazenamento de energia é reduzida pelo envelhecimento (Guenther et al., 2013). Os principais processos de envelhecimento não se limitam somente a deposição de sólidos nos eletrólitos, perda de material ativo e revestimento de lítio (Waldmann et al., 2014; Broussely et al., 2005; Lin et al., 2001).

A resistência interna da célula muitas vezes aumenta durante o envelhecimento, em parte devido à deposição de produtos de reação na superfície das partículas do eletrodo. Este efeito é mais pronunciado para materiais de eletrodo positivo à base de óxido, como NMC, óxido de alumínio e cobalto de níquel (NCA), óxido de cobalto e lítio (LCO) e óxido de manganês de lítio (LMO), pois operam bem acima da janela de estabilidade do eletrólito (Attia et al., 2022).

2.4.1 Modelo elétrico ideal da bateria

O modelo de circuito equivalente mais simples e mais aproximado, é o modelo elétrico básico. Consiste em uma bateria ideal com tensão de circuito aberto E_o e resistência interna constante R_{in} , sendo que tais valores podem ser obtidos a partir de medições em circuito aberto e medições com carga conectada, quando a bateria está totalmente carregada (Tomasov et al., 2019). O modelo básico tem algumas desvantagens, como, não levar em conta a variação da resistência interna devido ao estado variável da carga, concentração de eletrólito e formação de sulfato. Neste modelo, a energia extraída da bateria é considerada ilimitada ou onde o estado de carga (*SOC*), que indica o percentual de energia acumulada na bateria, é de pouca importância (Sun; Shu, 2011; Tomasov et al., 2019). Neste modelo, a energia extraída da bateria é assumida como *ilimitada* e *SOC* é de pouca importância, o que significa que este modelo é uma aproximação e não pode ser usado para monitoramento em aplicações que demandem maiores requisitos, como veículos elétricos (Sun; Shu, 2011). Para efeitos de cálculo e simplificação matemática, no desenvolvimento dessa dissertação será utilizado o modelo elétrico básico para descrição da bateria. Na Figura 19 é exibido o modelo elétrico ideal da bateria.

Figura 19 – Modelo elétrico ideal de uma bateria.



Fonte: Adaptado de Tomasov et al. (2019).

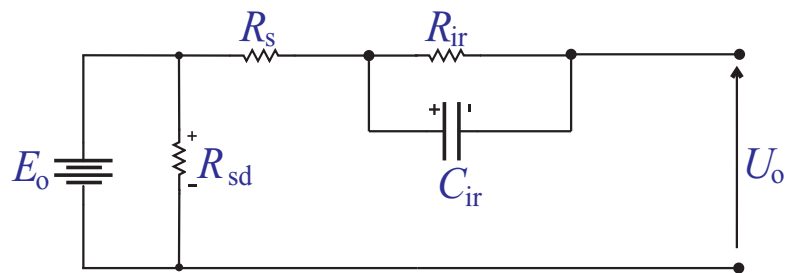
Na Figura 19 é mostrado o modelo elétrico ideal de uma bateria e em tal modelo, R_{in} representa a resistência interna da bateria que existe em função dos materiais utilizados na construção da bateria e varia conforme o ciclo de vida da bateria, E_o representa a tensão em circuito aberto da bateria, ou seja, a tensão quando não há carga conectada entre os terminais de saída. A tensão U_o representa a tensão entre os terminais positivo e negativo da bateria.

2.4.2 Modelo básico de Thévenin

O modelo de bateria baseado em Thévenin usa um resistor em série R_S e um circuito paralelo RC (R_{ir} e C_{ir} para prever a resposta da bateria a eventos de carga transitória em um determinado estado de carga, assumindo a tensão constante de circuito aberto E_o (Chen; Rincon-Mora, 2006). Essa suposição impede de representar o estado estacionário da bateria para variações de tensão, bem como informações de tempo de vida.

O modelo de Thévenin básico é aprimorado em outros modelos elétricos de bateria, capazes de prever resposta CC e tempo de execução, embora ainda os modelos tenham desvantagens (Tomasov et al., 2019). Os modelos híbridos também são apropriados para ambas as aplicações mencionadas, sendo capazes de combinar ambas, além de apresentar precisão e tempo de computação eficiente, mas a desvantagem é a complexidade geral do modelo híbrido (Tomasov et al., 2019).

Figura 20 – Modelo elétrico de Thévenin de uma bateria.



Fonte: Adaptado de Tomasov et al. (2019).

Na Figura 20 é mostrado o modelo de Thévenin da bateria e em tal modelo, R_{sd} representa o fenômeno de autodescarga na bateria e a resistência série R_s representa a resistência interna da bateria e o circuito paralelo RC representa o comportamento transiente da bateria e a constante de tempo para condições transitórias (Sun; Shu, 2011).

Quanto aos modos de (re)carga das baterias, a carga de uma bateria de $LiFePO_4$ é constituída por três etapas: corrente constante, carga de pico e carga de flutuação. No primeiro estágio é inserida uma corrente constante em torno de 0,1 vezes a capacidade nominal da bateria, até que a célula atinja uma tensão máxima que depende muito da bateria e do fabricante. Após atingir o limite de tensão programado inicia-se o estágio tensão constante até que a bateria atinja uma corrente consideravelmente baixa, para ser considerada carregada. No terceiro estágio de

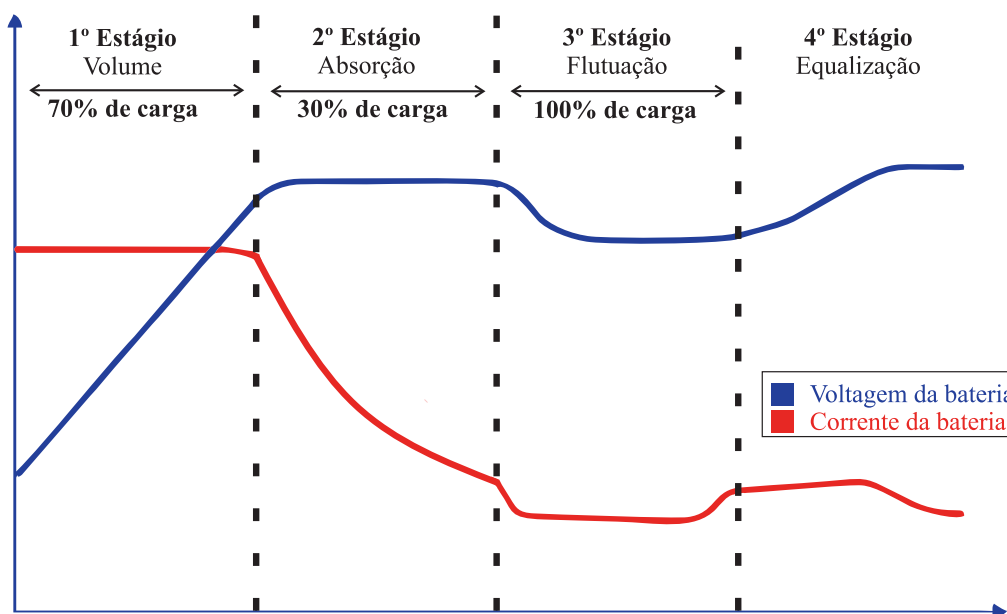
recarga, a carga fica no estágio de flutuação para evitar a autodescarga da bateria, sendo que esta é mantida durante a maioria do tempo em estado de plena carga, assumindo o fornecimento de energia em qualquer falha do sistema principal de alimentação (Ahmed, 2016).

2.4.3 Estágios de carga de baterias de chumbo ácido de 12 V

A carga das baterias se divide em três estágios, sendo o primeiro feito em corrente constante, onde a corrente varia numa taxa de até 20 % da capacidade do banco e a tensão varia da tensão residual que indica bateria descarregada até a tensão em que a bateria entra no modo de carga em tensão constante. O modo de carga em corrente constante é um modo de carga rápida e responsável por um percentual em torno de 70 % da carga da bateria. No estágio de corrente constante é enviada uma corrente constante a bateria, para carregar os 30 % restantes da carga, numa taxa entre 10 % e 20 % da sua capacidade nominal, sendo que se a taxa de carga for superior a 20 % isso pode fazer com que a bateria esquite mais que o aceitável e assim danifique os vasos da bateria. Este estágio de carga ficará ativo por um período de tempo que dependerá diretamente da profundidade de descarga desta bateria (Coelho et al., 2001; Bastos, 2016; FILHO, 2017; Bao; Li; Zheng, 2012).

Na Figura 21 são mostradas de maneira geral, sem especificar valores que podem ser vistos na Tabela 2, as etapas de carga de uma bateria de chumbo-ácido.

Figura 21 – Etapas de carga de uma bateria de chumbo ácido.



Fonte: Adaptado de (Buchmann, 2021c; Neosolar, 2021).

O segundo modo de carga é feito em tensão constante, cuja amplitude assume um valor entre a tensão superior de equalização e a tensão inferior de carga; além disso, a corrente varia a

uma taxa de 2 % da capacidade do banco de baterias. O segundo modo de carga é responsável por cerca de 30 % da carga da bateria. A bateria pode se manter nesse modo por no máximo entre duas ou três horas (Coelho et al., 2001; Bastos, 2016; FILHO, 2017).

O terceiro estágio ocorre após a tensão da bateria atingir um valor ligeiramente superior à tensão de flutuação, sendo que então a tensão sofre uma diminuição e se estabiliza em torno da tensão de flutuação, oscilando entre 13,4 V e 13,8 V. Além do terceiro estágio, pode existir um quarto estado para ser aplicada uma tensão de 15,5 a 17 V, sendo que esse estado é chamado de equalização e quando a bateria não está mais fornecendo o rendimento esperado e ainda não é velha, pode ser dada uma carga de equalização. A carga de equalização também pode ser aplicada quando a tensão dos vasos da bateria estiverem desbalanceados ou então quando a bateria for submetida a uma descarga muito profunda (Coelho et al., 2001; Bastos, 2016; FILHO, 2017).

No modo de tensão constante, é enviada uma tensão constante a bateria e a corrente do primeiro estágio já começa a cair de forma exponencial, pois conforme a bateria vai se carregando a resistência interna vai diminuindo e assim a bateria começa a não aceitar mais corrente. Na maioria das vezes os fabricantes indicam uma tensão de carga constante é um valor entre 14,4 V a 14,8 V, algumas vezes chegando a 15,2 V, sendo que esse valor também depende da forma como utilizamos a bateria, ou seja, se é de forma estacionária ou de forma cíclica. Uma bateria é usada de forma estacionária quando toda a sua capacidade de fornecer energia é utilizada e depois a bateria é completamente carregada, levando um determinado tempo para que a bateria seja utilizada novamente, ou seja, a bateria não é utilizada todos os dias e somente é usada quando necessário (Coelho et al., 2001; Bastos, 2016; FILHO, 2017).

Baterias de uso em energia solar fotovoltaica são utilizadas de forma cíclica, sendo assim, todos os dias são carregadas e descarregadas, logo é utilizado um ciclo por dia. Nesses casos a bateria passa pelos três estágios de carga, sendo o primeiro em corrente constante, o segundo em tensão constante, o terceiro é o estágio de flutuação em que a bateria fica oscilando entre 13,4 e 13,8 V. O segundo estágio é responsável por colocar na bateria os 30 % restante da carga que foi aplicada no primeiro estágio de carga. É no terceiro estágio que realmente a bateria estará carregada e quando não completamos este estágio da forma correta, não temos a bateria carregada por completo, e isto é um dos motivos que reduzem a vida útil de uma bateria (Coelho et al., 2001; Bastos, 2016; FILHO, 2017).

O terceiro estágio de carga é denominado de flutuação e é responsável por manter a carga da bateria quando utilizamos de forma estacionária, ou seja, a tensão limite do segundo estágio é diminuída para uma tensão flutuante em torno de 13,8 V. Nesses casos geralmente pode demorar semanas ou meses para se utilizar um ciclo de carga da bateria e por isso deve-se manter uma tensão que é da ordem de 13,4 a 13,8 V na bateria, para manter a carga dela, pois uma bateria sofre com um efeito de autodescarga e raramente conseguimos chegar neste estágio de carga quando utilizamos uma bateria na energia solar fotovoltaica e como se utiliza de forma

cíclica, não há tempo suficiente para que a bateria fique no estágio de flutuação, exceto se o sistema solar *Off Grid* seja utilizado apenas no período noturno, ou utilize apenas no final de semana (Coelho et al., 2001; Bastos, 2016; FILHO, 2017).

Complementarmente, ao terceiro estágio ainda pode haver um quarto estágio que se refere a carga de equalização da bateria e que pode ser aplicado na sequência do terceiro estado ou então em uma condição em que uma das células da bateria estão descarregadas e se quer equiparar a tensão do mesmo à tensão dos outros vasos da bateria, visando aumento da vida útil da bateria. A carga de equalização também pode ser aplicada quando a bateria está totalmente descarregada, ou seja, com tensão inferior a menor tensão admissível, assim faz-se uma carga completa sem passar por todos os estágios de carga e após a equalização, a bateria estará apta a passar pelo processo de carga. O processo de carga deve ser feito sob condições controladas para não danificar os vasos da bateria e de modo que não ocorra curto-circuito neles (Gonschorowski, 2022).

2.4.4 Estágios de carga de baterias de LiFePO_4

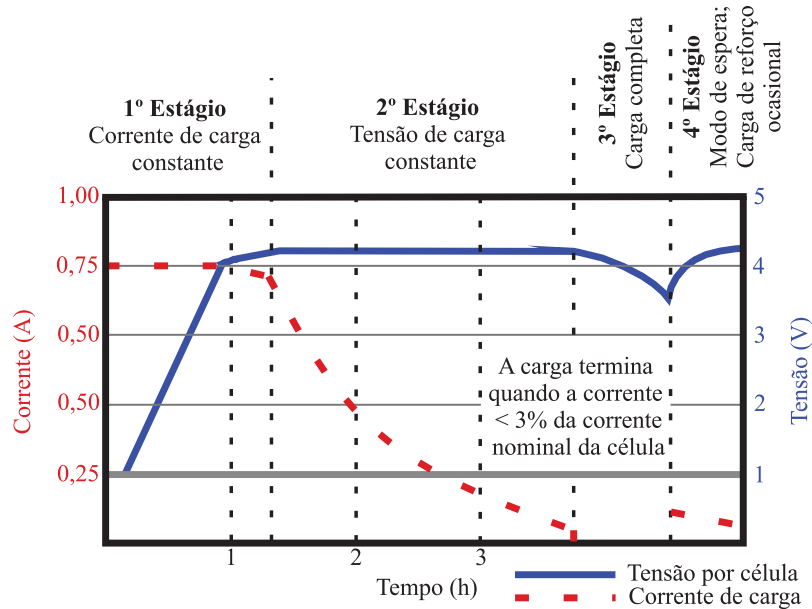
A bateria de Lítio-fosfato tem bom desempenho eletroquímico e baixa resistência interna, devido ao fato de o fosfato utilizado para formar o cátodo, estar em forma de nanoestrutura. Dentre os benefícios mais relevantes da bateria de LiFePO_4 estão a larga faixa de corrente em que podem operar e o seu longo ciclo de vida. Além disso, essa bateria apresenta boa estabilidade térmica e segurança durante a operação (Buchmann, 2021b; Buchmann, 2021a).

A bateria de LiFePO_4 é mais tolerante a condições de sobrecarga e seu material sofre menos estresse se a bateria for carregada totalmente e mantida em alta voltagem por um intervalo de tempo além do mínimo necessário. Por outro lado, a tensão nominal da bateria de LiFePO_4 é mais baixa e da ordem de 3,2 V/célula, reduzindo a densidade energética dessa bateria se comparada com uma bateria de lítio misturada com cobalto. Geralmente, a baixa temperatura reduz o desempenho das baterias e a alta temperatura de armazenamento diminui a vida útil das baterias de lítio (Buchmann, 2021b; Buchmann, 2021a).

A bateria de LiFePO_4 tem uma autodescarga maior do que outras baterias de íons de lítio, embora menor se comparada com outras baterias existentes no mercado. Essa taxa de autodescarga pode levar a problemas de balanceamento das células com o passar da vida útil da bateria. O problema do balanceamento pode ser minimizado com o uso de baterias com células de alta qualidade e o problema também pode ser contornado usando sistemas de controle sofisticados que garantam o correto balanceamento das células da bateria, mesmo que essa última opção possa encarecer o custo do pacote de baterias. Durante o processo de fabricação da bateria a limpeza é importante para manter a longevidade da bateria e a tolerância a umidade não existe, pois diminui os ciclos de vida da bateria (Buchmann, 2021b; Buchmann, 2021a).

Na Figura 22 são mostradas de maneira geral as etapas de carga de uma célula de bateria de íons de Lítio.

Figura 22 – Etapas de carga de uma bateria de Íon de Lítio.



Fonte: Adaptado de (Buchmann, 2021d).

O modelo de descrição da bateria de $LiFePO_4$ utilizado é o modelo baseado em corrente RC, que pode ser usado para expressar com boa precisão os transitórios de uma bateria em uma etapa de carga atual. No entanto, muitas vezes é difícil de extrair os parâmetros usando métodos experimentais ou dados fornecidos pelo fabricante, que algumas vezes podem não estar disponíveis (Ahmed, 2016; Tremblay; Dessaint; Dekkiche, 2007; Tremblay; Dessaint, 2009). O modelo RC de caracterização das baterias de íon de Lítio é melhor detalhado no trabalho de Tremblay, Dessaint e Dekkiche (2007) e no estudo de Tremblay e Dessaint (2009), onde é explicitada a relação não linear I-V.

A tensão da bateria ou banco de baterias de lítio pode ser expressa em função do estado de carga *SOC* da bateria, sendo que a equação que governa o processo de descarga da bateria pode ser expressa conforme (2.1).

$$V_{OC,descarga} = E_0 - K \cdot \frac{Q}{Q - it} \cdot it - K \cdot \frac{Q}{Q - it} \cdot i^* + A * e^{-B \cdot it} \quad (2.1)$$

Durante o processo de carga da bateria a tensão do banco pode ser expressa por (2.2).

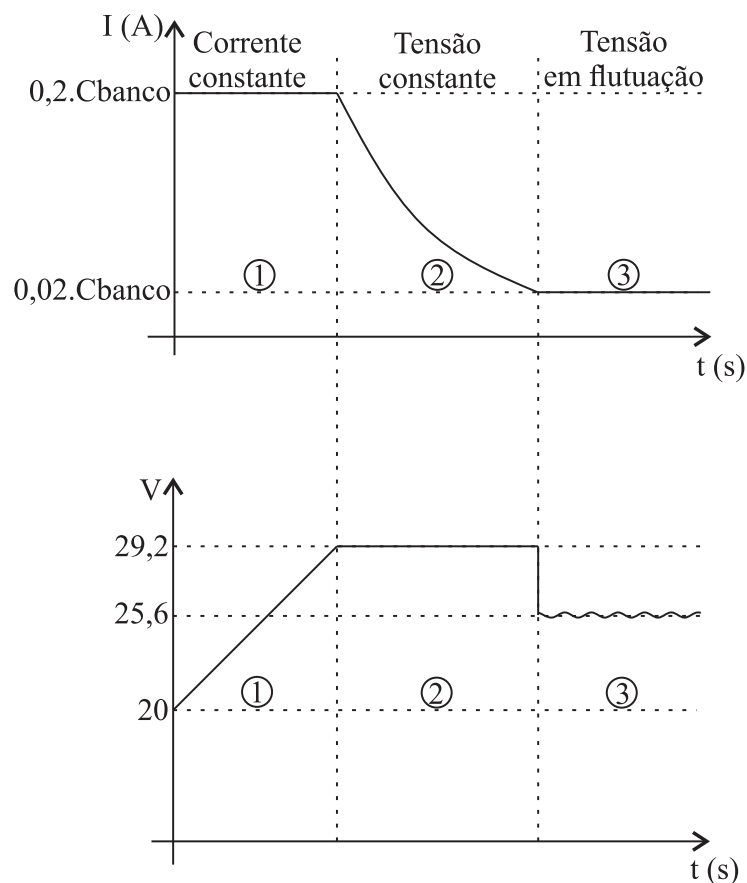
$$V_{OC,carga} = E_0 - K \cdot \frac{Q}{Q - it} \cdot it - K \cdot \frac{Q}{it - 0,1 \cdot Q} \cdot i^* + A * e^{-B \cdot it} \quad (2.2)$$

Nas equações (2.1) e (2.2), Q é a capacidade máxima da bateria em Ah, E_0 é a tensão constante da bateria em Volts, indicada pela tensão de corte ou tensão mínima que a bateria

sempre terá. Já A representa a tensão, em Volts, da zona exponencial de tensão na curva de descarga ou carga e B representa a zona exponencial da constante de tempo inversa, sendo que a unidade de representação desta é dada por Ah^{-1} . Por sua vez, i^* representa a corrente filtrada, mediante um filtro passa baixa, que entra ou sai da bateria, sendo representada em Amperes. it é a carga atual da bateria e é representada por Ah, já K representa o fator de polarização da tensão/resistência e é representado em Volts.

As etapas de carga e descarga do banco de baterias de $LiFePO_4$ utilizado na dissertação estão explicitadas na Figura 23, sendo também a extensão do entendimento acerca do processo de carga mostrado na Figura 22, onde na etapa 1 o banco de baterias carrega com corrente constante, já na segunda etapa carrega com tensão constante e após o banco atingir a tensão nominal de 29,2 V, o banco de baterias entra na etapa 3 onde a tensão na bateria está em flutuação com cerca de 1 % de ripple e a carga está completa.

Figura 23 – Etapas de carga do banco de baterias proposto para ser integrado ao conversor a ser projetado.



Fonte: Adaptado de (OptimumNano, 2015; Buchmann, 2021d).

O modelo exposto por Tremblay, Dessaint e Dekkiche (2007) implementa um circuito elétrico de íons de lítio onde o V_{OC} é derivado como uma função do SOC , quando a corrente for constante e se mostra como um modelo impreciso para descrever a bateria quando a corrente

não é constante. Por sua vez, o modelo implementado por Tremblay e Dessaint (2009) abrange a condição em que a corrente é variável e descreve com precisão o comportamento da bateria, sendo que a tensão V_{OC} é determinada em função do SOC e da corrente filtrada, sendo que o modelo deste último estudo tem um segundo filtro passa-baixa com um transiente mais rápido, além de ser capaz de indicar se a bateria esta carregando ou descarregando; outra função do modelo em questão é o seu uso para evitar erro de simulação, do tipo loop algébrico.

O modelo baseado somente na resistência interna da bateria não faz uso das constantes, pequenas e longas, de tempo transiente associadas ao degrau na corrente de carga. Já o modelo de bateria RC faz uso de tais constantes de tempo (Ahmed, 2016; Tremblay; Dessaint; Dekkiche, 2007). Além disso, o modo de bateria de R tem as vantagens de a resistência interna ser constante durante a carga e a descarga, a capacidade da bateria permanece inalterada, a temperatura não tem efeito no comportamento do modelo, a autodescarga da bateria não é considerada e a bateria não tem efeito de memória. Além disso, a implementação do modelo R de bateria é fácil e a velocidade de simulação é maior, pois não contribui com as constantes de tempo associadas ao modelo RC (Ahmed, 2016).

O valor das constantes K , A , B , E_0 é expresso, respectivamente, por (2.4), (2.3) e (2.5). Nessas equações o valor de V_{full} indica a tensão do banco de baterias completamente carregado, já o valor de V_{exp} indica a tensão no final da zona exponencial, Q_{exp} indica a carga existente no final da zona exponencial, $i_{1C-rate}$ indica a corrente para determinada taxa de descarga completa, mas também pode ser a corrente para descarga de 0,2 C. O valor V_{norm} indica a tensão no final da zona nominal e Q_{norm} indica a carga existente no final da zona nominal de descarga.

$$A = V_{full} - V_{exp}, \quad B = \frac{3}{Q_{exp}} \quad (2.3)$$

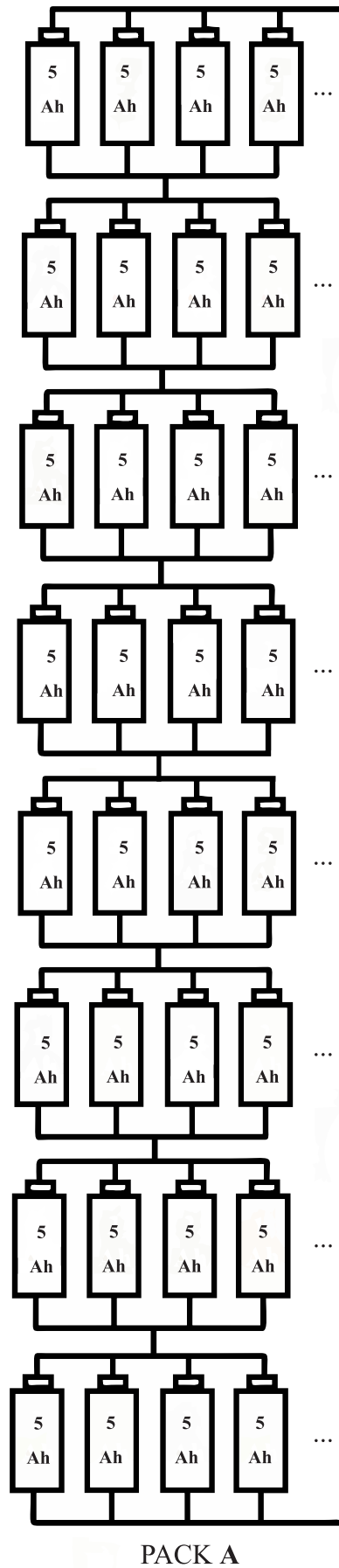
$$K = \frac{(V_{full} - V_{norm} + A \cdot (e^{-B \cdot Q_{norm}} - 1)) \cdot (Q - Q_{norm})}{Q_{norm}} \quad (2.4)$$

$$E_0 = V_{full} + K + R \cdot i_{1C-rate} - A \quad (2.5)$$

Exemplificando a configuração de arranjos de baterias de Lítio, adotada no desenvolvimento da dissertação, temos a mostrado na Figura 24, onde *pack* é um conjunto de baterias onde existem baterias em série NBS e em paralelo NBP.

Ao prototipar o banco de baterias, pode-se optar por diminuir o número de baterias em paralelo em cada *pack* e aumentar o número de *packs* conectados em paralelo, até que atinja a capacidade em Ah projetada para o banco de baterias. No entanto, deve-se atentar para a bitola dos condutores de paralelismo entre os *packs* de modo que sejam capazes de suportar a corrente que poderá fluir pelos mesmos durante um processo de (des)carga do banco de baterias. além disso, deve-se prever um espaço entre os packs para a circulação do ar de modo a efetuar a dissipação de calor originado durante o processo de (des)carga.

Figura 24 – Arranjo de baterias de Lítio.

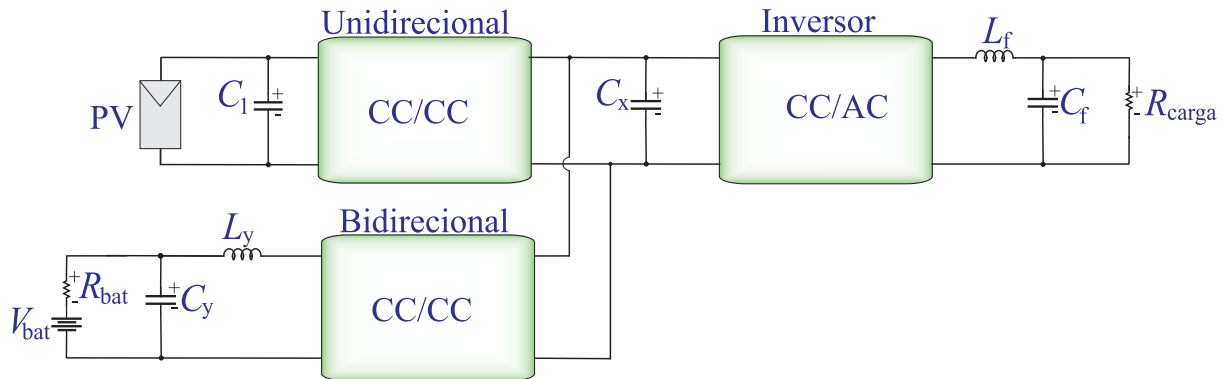


Fonte: Elaborado pelo autor.

3 MODELAGEM MATEMÁTICA DO CONVERSOR PROPOSTO

Os modelos tradicionais de inversores fotovoltaicos operam com dois estágios de conversão, sendo um deles de CC-CC, visando aumentar o nível da tensão, e o outro o CC-CA, que visa compatibilizar os níveis de tensão para cargas elétricas em corrente alternada. Na Figura 25 pode-se ver um modelo básico de inversor fotovoltaico.

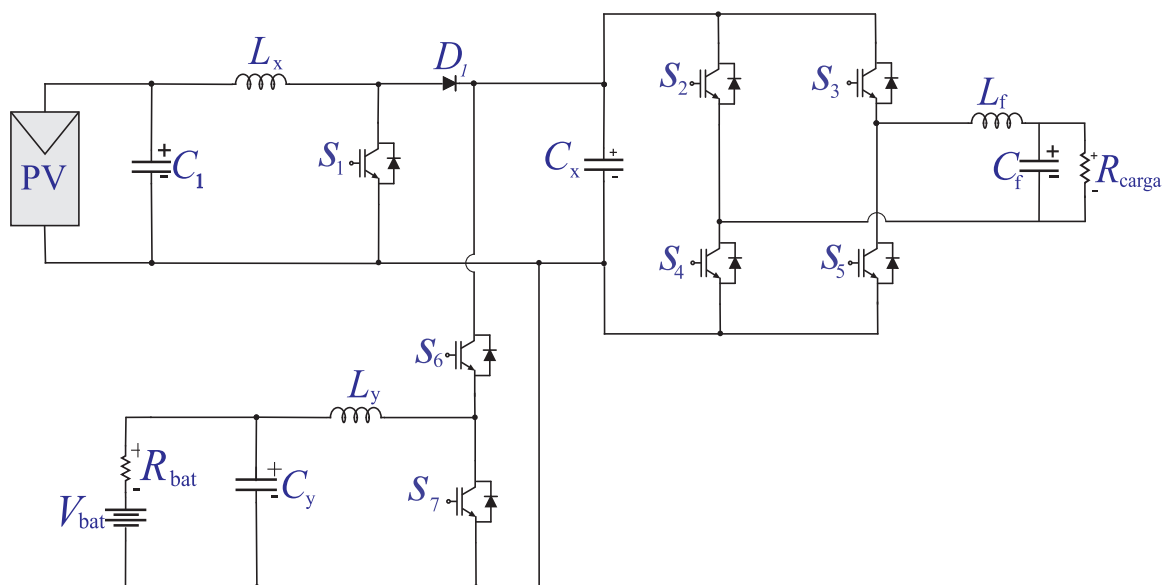
Figura 25 – Diagrama de um sistema de conversão de energia fotovoltaica convencional.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O modelo convencional usa um estágio *Boost* para elevar a tensão CC gerada pelas placas fotovoltaicas e adicionalmente um conversor *Half-Bridge* para fazer a interface com o banco de baterias, para carga ou descarga das mesmas. Além disso, é geralmente empregado um conversor *Full-Bridge* para alimentar as cargas elétricas em corrente alternada.

Figura 26 – Circuito esquemático do modelo convencional de conversor para sistemas fotovoltaicos.



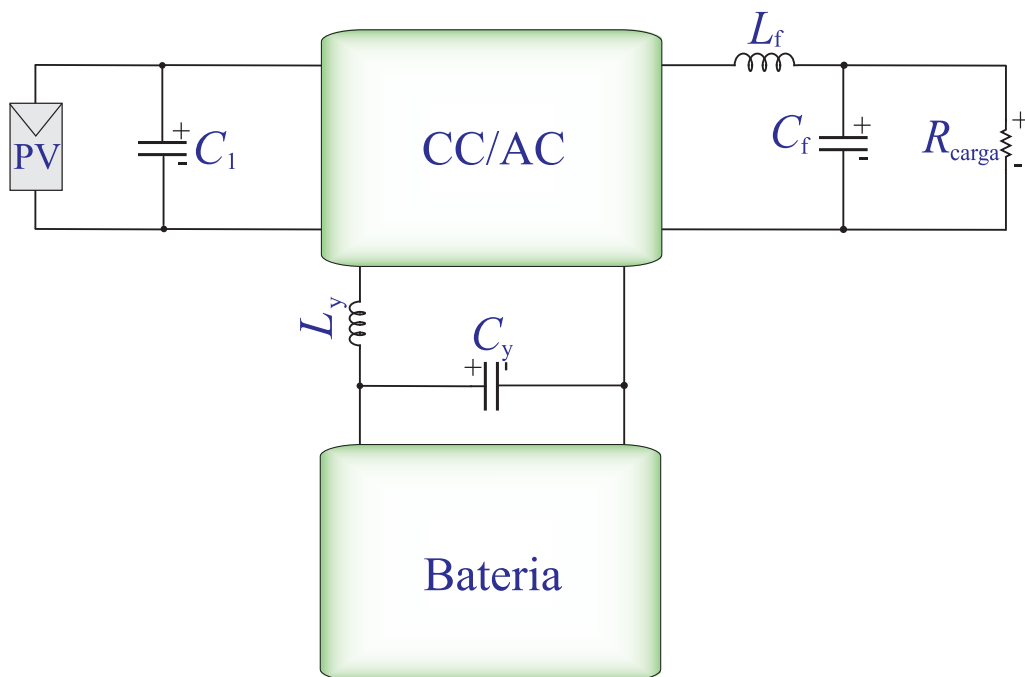
Fonte: Elaborado pelo autor.

O modelo convencional de conversor híbrido para sistemas fotovoltaicos que poderia ser aplicado para alimentar uma carga isolada do sistema elétrico, é mostrado na Figura 26. Nessa topologia pode-se verificar que o inversor, considerando as três etapas de conversão, tem um volume maior devido à existência de sete chaves semi-condutoras que requerem drivers de acionamento, devido à existência de um diodo, três indutores e três capacitores.

3.1 Modelo do inversor proposto

A topologia de conversor de energia proposta nessa dissertação unifica os estágios de processamento da energia oriunda dos módulos, do inversor de saída, da carga e descarga da bateria. Na Figura 27 é possível visualizar o diagrama de blocos simplificado do sistema proposto.

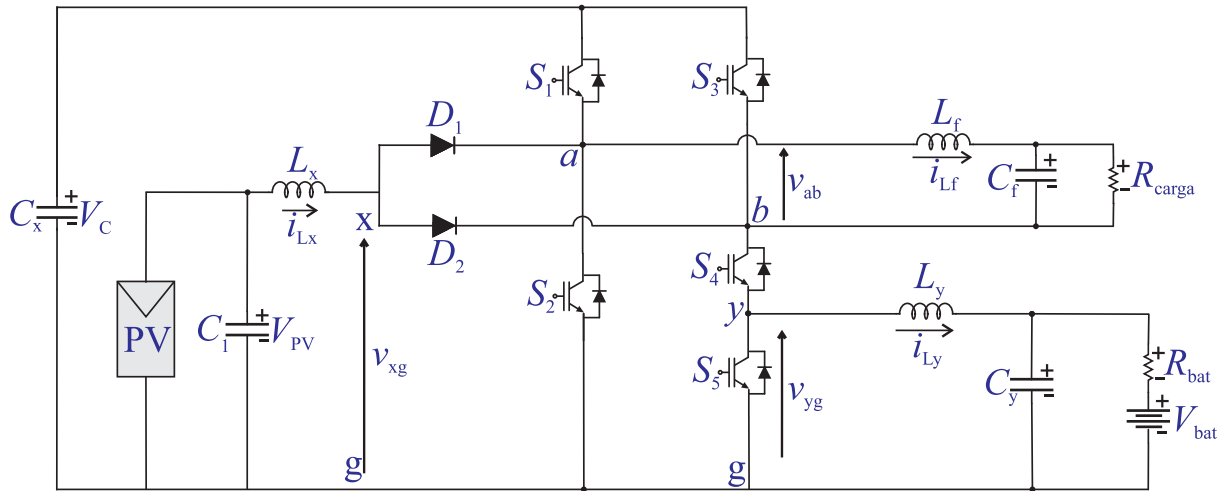
Figura 27 – Diagrama de blocos do inversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O modelo de conversor proposto, conforme pode ser analisado na Figura 28, apresenta três indutores; quatro capacitores, sendo um deles inerente ao barramento CC do conversor; cinco chaves semicondutoras; dois diodos; resultando em um inversor de menor volume e menor custo; já a presença de mais um diodo se comparada esta topologia com a anterior, não necessariamente implica em maiores perdas, dado que na dissertação serão utilizados semicondutores de Carboneto de Silício (SiC).

Figura 28 – Circuito esquemático do inversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Tabela 3 apresenta os estados de comutação da topologia proposta e as tensões v_{ab} , v_{xg} e v_{yg} . Além disso, pode-se concluir na sequência de comutação das chaves do inversor, pode-se verificar que a chave 4 tem seu estado dado pela relação $S_4 = \overline{S_3} \cdot S_5$ e tais vetores de operação das chaves permitem desenvolver a modulação para acionamento do conversor.

Tabela 3 – Estados de operação do conversor proposto

S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	$\frac{v_{ab}}{V_c}$	$\frac{v_{xg}}{V_c}$	$\frac{v_{yg}}{V_c}$	Estado
1	0	0	1	1	1	0	0	V^1
1	0	1	0	1	0	1	0	V^2
1	0	1	1	0	0	1	1	V^3
0	1	0	1	1	0	0	0	V^4
0	1	1	0	1	-1	0	0	V^5
0	1	1	1	0	-1	0	1	V^6

Fonte: Elaborado pelo autor.

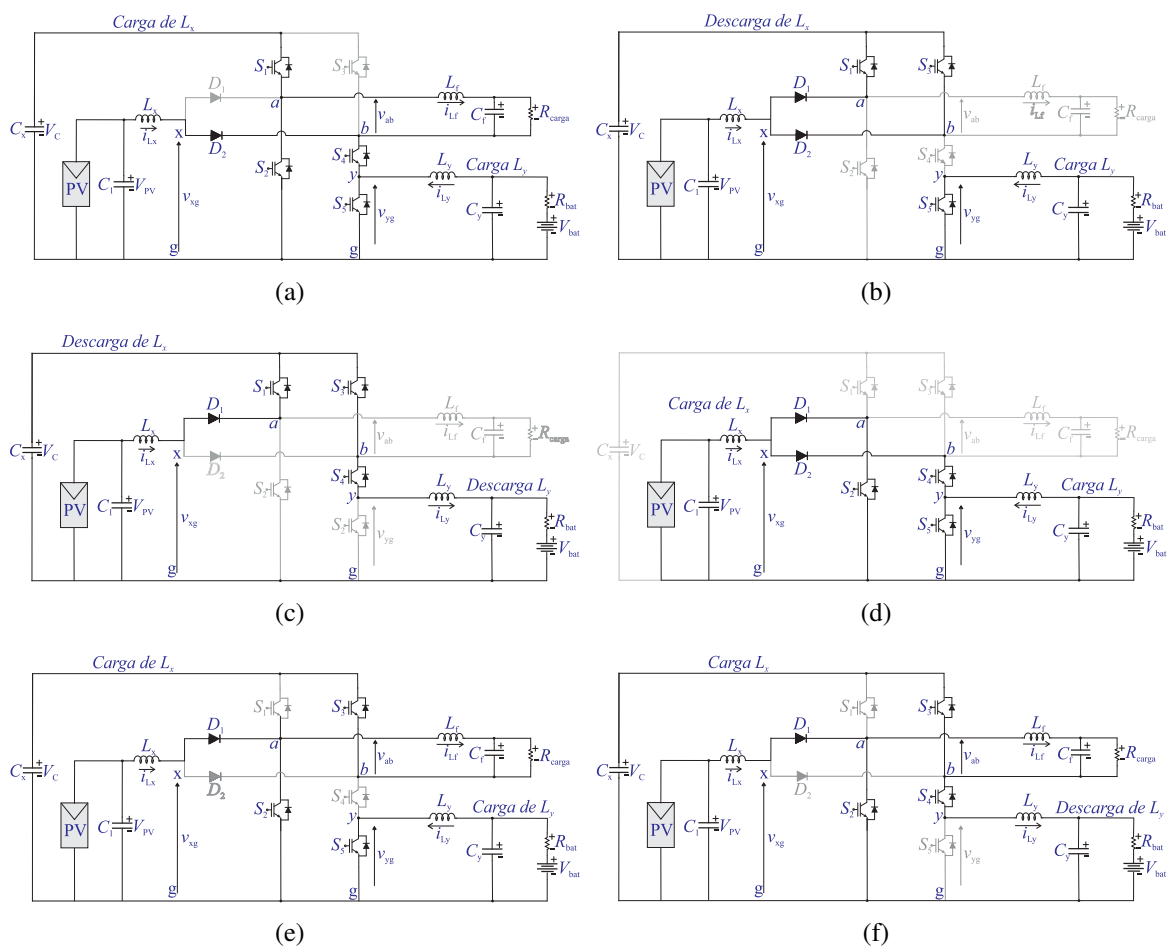
O modelo de conversor proposto leva em consideração que a chave $S_2 = \overline{S_1}$, além de considerar os pontos a e b para a análise de $v_{ab} = v_{ag} - v_{bg}$. A tensão v_{xg} e v_{yg} levam em consideração as tensões entre o ponto x e g e a tensão entre o ponto b e o ponto g , respectivamente.

Os circuitos que representam cada um dos estágios de comutação indicados na Tabela 3, estão indicados na Figura 29, onde no estágio um o sistema de módulos fotovoltaicos alimenta o barramento CC do inversor, que por sua vez, alimenta a carga CA e a bateria. Já no estágio dois, o sistema fotovoltaico alimenta o barramento CC do inversor, mantendo o seu nível de tensão. Por outro lado, ocorre a carga do indutor de interface com a bateria e a descarga do indutor L_x . Já no estágio três da Figura 29 a bateria auxilia a manter o nível de tensão do barramento CC juntamente com o sistema fotovoltaico ou então, caso o nível de tensão da bateria esteja baixo, o

sistema PV atua no carregamento da bateria como prioridade para depois entrar em outro modo de operação.

No estágio quatro, o indutor L_y se carrega e o indutor L_x se descarrega, sendo que parte da energia gerada pelo sistema PV é utilizada para carregar o indutor L_x e outra parte é utilizada para carregar o banco de baterias, que por sua vez carrega o indutor L_y . No estágio cinco, o sistema de geração PV alimenta o barramento CC do inversor, que por sua vez alimenta as cargas conectadas na saída do inversor e ainda no estágio cinco ocorre a carga do indutor L_x . No estágio seis o sistema de geração fotovoltaica alimenta o barramento CC do inversor, que por sua vez carrega o indutor L_x e o sistema PV atende a demanda da carga CA, armazenando o excedente de energia no banco de baterias.

Figura 29 – Estados de comutação do inversor: (a) V^1 , (b) V^2 , (c) V^3 , (d) V^4 , (e) V^5 , (f) V^6 .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Além dos estados citados na Tabela 3, existem outros que são proibidos e não estão expostos na tabela, como, por exemplo, se somente a chave S_4 ficar ligada no braço das chaves S_3 , S_4 e S_5 , os terminais a e b do conversor irão entrar em estado de flutuação. Outro estado proibido é quando todas as chaves do braço S_3 , S_4 , S_5 conduzem ao mesmo tempo, pois pode haver a danificação dos componentes deste braço e este problema pode ser evitado quando apenas duas

das chaves do braço entram em condução ao mesmo tempo.

Nos estados V^2 e V^3 ocorre a descarga do indutor L_x , pois quando as chaves S_1 e S_3 entram em condução ao mesmo tempo, a saída v_{ab} é curto circuitada e a tensão v_{ag} e v_{bg} é a tensão do barramento CC e assim não há diferença de tensão entre os pontos a e b . Ainda no que se refere a L_x , nos outros estados de operação listados na Tabela 3 ocorre a carga do indutor.

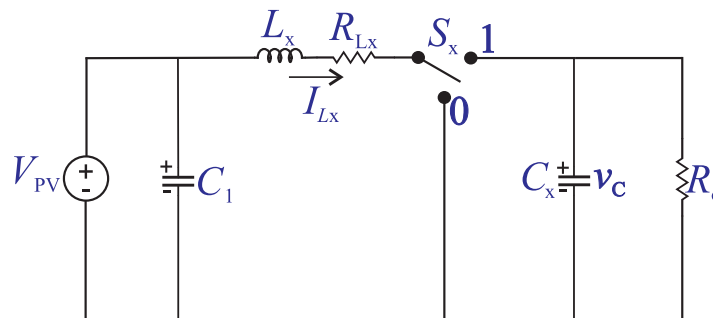
O indutor L_y descarrega nos estados V^3 e V^6 , carregando nos demais estados. A descarga de L_y ocorre somente quando no mesmo instante de tempo, a chave S_4 está conduzindo e a chave S_5 não está conduzindo. Quando a chave S_5 está conduzindo, o ponto y se conecta ao ponto g sem o intermédio do barramento CC e, portanto, a diferença de tensão é zero; já quando a chave S_5 está aberta, o ponto y se conecta ao ponto g por intermédio do barramento CC e da chave S_3 , sendo assim a diferença de tensão entre tais pontos é igual à tensão no barramento CC, que assume o valor unitário na Tabela 3.

Quando o indutor L_x está conectado na carga da saída CA do inversor, então ocorre a carga do indutor L_x e a descarga do indutor L_f . No que se refere a tensão v_{ab} , a mesma assumirá valor negativo nos estados V^5 e V^6 em virtude de a chave S_2 e a chave S_3 estarem conduzindo ao mesmo tempo, assim a tensão v_{ag} é zero e a tensão v_{bg} é a tensão do barramento CC.

Quanto aos diodos, no estado V^1 o diodo D_1 está bloqueado, pois a tensão do barramento é maior que a tensão do sistema de módulos e assim somente o diodo D_2 conduz e a tensão v_{xg} é zero. Ainda no estado V^1 o diodo D_2 conduz, pois a saída do indutor L_x está conectada no ponto g e a tensão do sistema PV é maior que a tensão v_{yg} ; além disso, como a chave S_1 está conduzindo haverá uma tensão na saída CA do inversor CA.

A partir dos dados da Tabela 3 pode-se analisar a carga e descarga dos indutores do circuito do inversor. Na Figura 30 é demonstrado o circuito simplificado de carga e descarga do indutor de entrada do inversor, sendo que nesse circuito $S_x = V_{xg}/V_C$. O indutor carrega quando a chave está na posição 0 e descarrega no barramento CC quando a chave está na posição 1.

Figura 30 – Modelo simplificado da interface com a fonte PV.

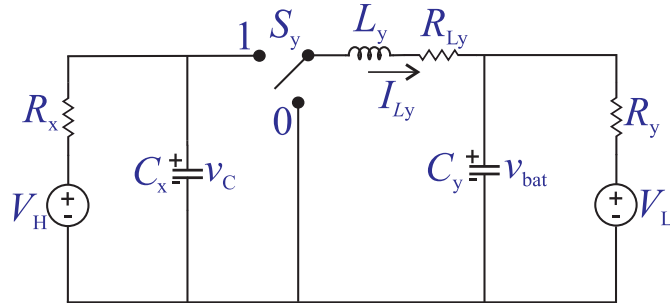


Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 31 é mostrado o circuito simplificado de carga e descarga do indutor de

interface com a bateria, sendo que nesse circuito $S_y = V_{yg}/V_C$. O indutor carrega quando a chave está na posição 1 e descarrega quando a chave está na posição 0.

Figura 31 – Modelo simplificado de interface com as baterias.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Nas Figuras 30 e 31, I_{Ly} é a corrente no indutor L_y e C_y é o capacitor do filtro de interface respectivo circuito com a bateria. Por sua vez, R_y representa a resistência interna da bateria e R_x representa a resistência do barramento CC do conversor. A variável v_{bat} representa a tensão nos terminais da bateria e v_C representa a tensão nos terminais do barramento CC, sendo que essa tensão é a mesma sobre os terminais do capacitor que representa a capacitância C_x do barramento CC. A tensão V_L representa a tensão média de flutuação da bateria e a tensão V_H representa a tensão contínua média do barramento CC.

Ainda nas Figuras 30 e 31, a corrente I_{Lx} representa a corrente que flui pela resistência R_{Lx} do indutor L_x , que realiza a interface entre o sistema fotovoltaico de tensão média V_{PV} e o barramento CC do conversor. A resistência R_o é uma espécie de resistência virtual e representa a carga que o conversor deve atender e via critérios adequados de projeto, deve ser igual à resistência da maior carga atendida pela saída CA do conversor. Além disso, fisicamente, R_o ficaria em paralelo com a resistência R_x do barramento CC do conversor.

3.2 Modulação do inversor proposto

Técnica de modulação é a forma como são gerados os sinais de comando para as chaves semicondutoras do inversor, sendo que a modulação por largura de pulso (PWM) é amplamente utilizada e algumas estratégias PWM baseiam-se em portadoras triangulares, eliminação seletiva de harmônicas (ESH) e modulação vetorial (Zambra; Rosito, 2020). Através do uso de modulação por largura de pulso é possível reduzir a THD do sinal de saída do inversor, aumentar o valor da tensão de saída, aumentar a eficiência rendimento do inversor e desenvolver diferentes estratégias de modulação para as diversas topologias de inversores (Silva et al., 2011; Biabani; Ali, 2016; Rodriguez et al., 2016; Zambra; Rosito, 2020).

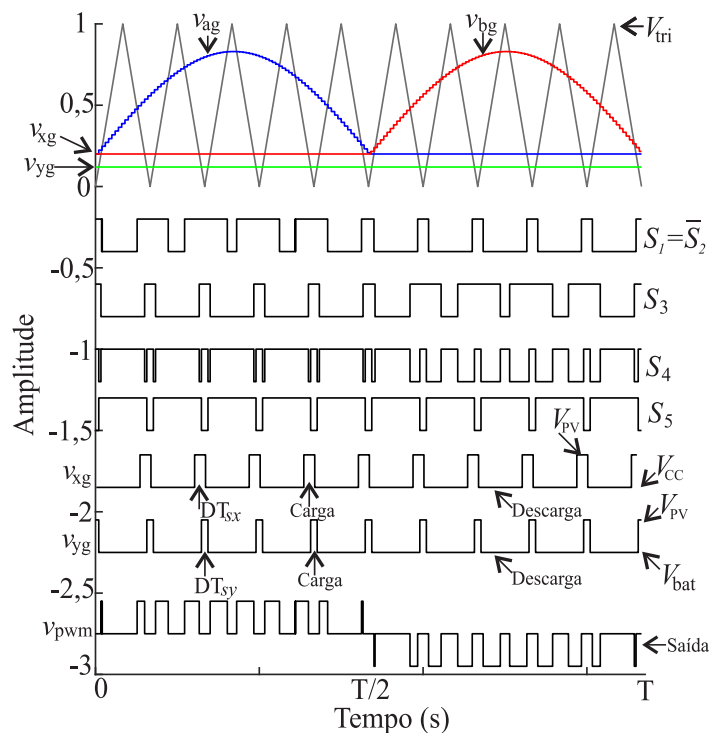
A modulação do tipo SPWM também pode ser abordada de forma geométrica, conforme utilizada neste trabalho, para inversores alimentados em tensão (Ryan; Doncker; Lorenz, 1999;

Ryan; Lorenz; Doncker, 1999; Grigoletto; Pinheiro, 2009). Na abordagem geométrica, é definida uma transformação linear que relaciona o espaço das tensões de saída, com dimensão 2, do inversor com o espaço das tensões produzidas pelos braços do inversor, com dimensão 3. Apesar de resultar em um sistema desacoplado, um problema adicional deve ser resolvido para a sua implementação: a definição da tensão de sequência zero, que é uma relação única entre esses espaços de tensões, sendo conhecida como uma tensão de modo comum do conversor ou como uma tensão que representa a injeção da harmônica de tensão múltipla de três. Além disso, a abordagem geométrica envolve menor esforço computacional, o que pode ser útil para aplicações que tenham microcontrolador com capacidade limitada de processamento ou então para aplicações em que se queira reduzir custos de implementação (Vieira et al., 2012).

A modulação por comparação com portadora é largamente empregada para o acionamento de conversores devido à simplicidade de implementação. A adição de uma componente de modo comum aos sinais modulantes através de abordagem geométrica pode ser utilizada para melhorar o desempenho do conversor em termos de conteúdo harmônico de saída, perdas de comutação, maximização do barramento CC, entre outros (Grigoletto; Pinheiro, 2009; Ryan; Lorenz; Doncker, 1999).

A tensão de descarga do indutor de entrada do inversor proposto é constante devido à escolha da modulação geométrica e também o indutor de interface com a bateria tem tensão constante de descarga em virtude de v_{yg} , conforme pode ser visualizado na Figura 32.

Figura 32 – Tensões, estado das chaves e modulação do inversor.

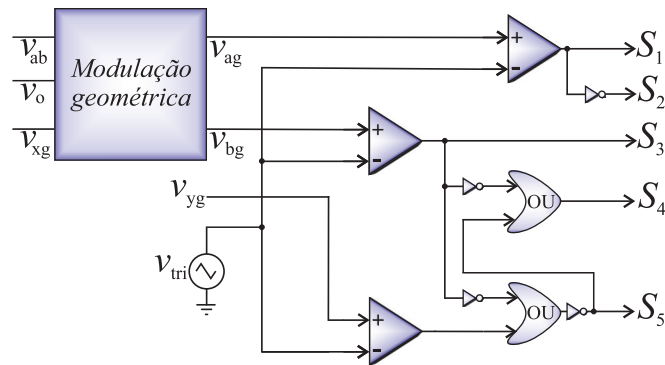


Fonte: Elaborado pelo autor.

Através da análise da Figura 32 é possível ver que a adoção da modulação por abordagem geométrica faz a carga e descarga dos indutores L_x e L_y , com razão cíclica constante, não introduzindo harmônicos de baixa frequência na corrente do indutor *Boost* de entrada e na tensão do capacitor do barramento CC do inversor, minimizando as perdas de condução, no entanto, os harmônicos se concentram na frequência de chaveamento de 20 kHz e seus múltiplos.

A Figura 33 mostra o acionamento dos interruptores de potência a partir da modulação proposta.

Figura 33 – Diagrama de blocos do acionamento das chaves semicondutoras.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A modulação geométrica define os limites superiores e inferiores para a região linear do conversor de tal maneira que não haja saturação e assim sejam definidos os limites de operação do conversor. A escolha da modulação geométrica também se deve ao fato de que técnicas de modulação que se baseiam em modulação vetorial apresentam peso computacional maior, devido ao grande número de multiplicações e somas, que pode ser um obstáculo para a implementação desta abordagem em microcontroladores mais acessíveis financeiramente e de baixa capacidade de realização de cálculos numéricos.

As tensões médias dos braços do conversor, v_{ag} e v_{bg} , podem ser dispostas vetorialmente em um espaço R_2 de duas coordenadas, sendo definido por uma base ortonormal, representada por vetores unitários. A tensão entre os terminais a e b do conversor, bem como a tensão de modo comum do conversor v_o , estão representados em (3.1) e em (3.2).

$$v_{ab} = v_{ag} - v_{bg} \tag{3.1}$$

$$v_o = \frac{v_{ag} + v_{bg}}{2} \tag{3.2}$$

Como o objetivo do inversor é sintetizar v_{ab} , é necessário conhecer o valor das tensões v_{ab} e v_o , para depois determinar os sinais modulantes e comparar cada uma delas com a triangular e gerar os sinais de S_1 , S_2 , S_3 , S_4 e S_5 , que são os sinais de acionamento das chaves do conversor, conforme (3.3). Como só se conhece v_{ab} , é necessário determinar v_{ag} e v_{bg} e isso pode ser feito

matricialmente, onde a matriz que é multiplicada pela matriz de v_{ag} e v_{bg} , deve ter a segunda linha escolhida de forma que a matriz multiplicativa não seja singular, sendo inversível e tendo determinante diferente de zero.

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

As condições de v_{ag} e v_{bg} para o conversor operar na região linear, são dadas por (3.4).

$$\begin{cases} 0 < v_{ag} < v_c \\ 0 < v_{bg} < v_c \end{cases} \quad (3.4)$$

A representação matricial inversa à de (3.3) que possibilita a determinação da tensão média dos braços do conversor, é mostrada em (3.5).

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_o \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Voltando para o espaço vetorial e fazendo uma mudança de base, as tensões nos braços do conversor podem ser expressas conforme (3.6).

$$\begin{cases} v_{ag} = \frac{1}{2}v_{ab} + v_o \\ v_{bg} = -\frac{1}{2}v_{ab} + v_o \end{cases} \quad (3.6)$$

Substituindo os dados de (3.6) em (3.4), é possível determinar as premissas que a tensão v_o deve obedecer, conforme exposto em (3.7).

$$\begin{cases} 0 < \frac{1}{2}v_{ab} + v_o < v_c \\ 0 < -\frac{1}{2}v_{ab} + v_o < v_c \end{cases} \quad (3.7)$$

Analisando (3.7), nota-se que a tensão v_o deve seguir os dados informados em (3.8), onde a região R_1 e a R_2 de modulação seguem, respectivamente, as duas primeiras equações e a região R_3 e a R_4 seguem, respectivamente, as duas últimas equações.

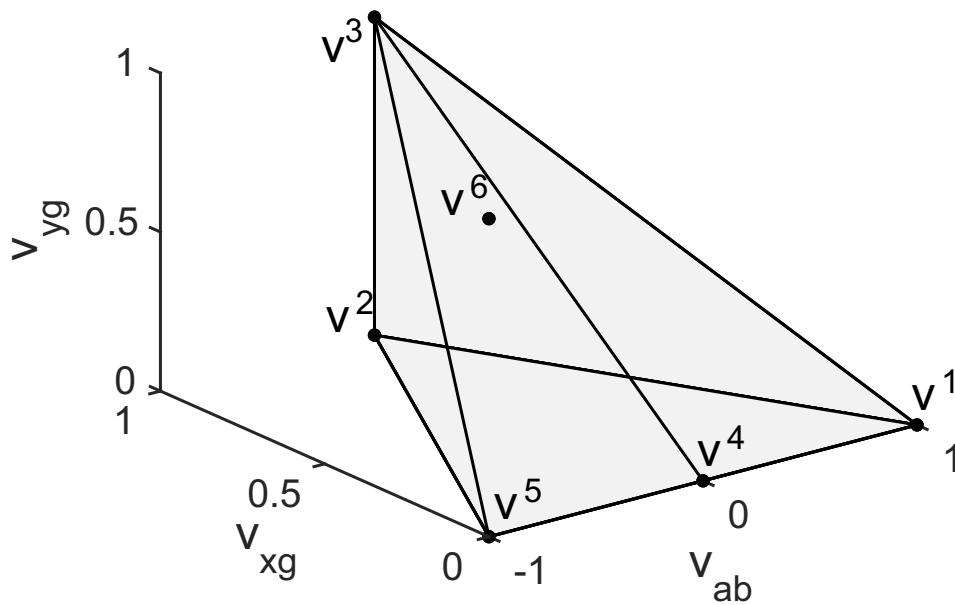
$$\begin{cases} v_o > -\frac{1}{2}(v_{ab}) \\ v_o < v_c - \frac{1}{2}(v_{ab}) \\ v_o > \frac{1}{2}(v_{ab}) \\ v_o < v_c + \frac{1}{2}(v_{ab}) \end{cases} \quad (3.8)$$

A partir de (3.8) é possível obter as condições que a modulação do inversor proposto deve seguir, sendo que a diferença de tensão entre as modulantes deverá ser maior que a tensão sobre a chave semicondutora que orienta a carga ou descarga da bateria e que por sua vez é igual a razão cíclica da parte CC-CC de interface com o PV e a tal tensão também é chamada de tensão de offset. A diferença de tensão entre as modulantes também pode ser dada pela razão entre a tensão V_{PV} e a tensão da fonte V_{CC} . A diferença de tensão entre as modulantes é dada pelas condições impostas em (3.9) e o índice de modulação CA é m .

$$\begin{cases} v_o = \min(v_{ag}, v_{bg}) \\ v_{yg} < v_{xg} \\ m \leq 1 - v_{xg} \end{cases} \quad (3.9)$$

Os estados de entrada e de saída da Tabela 3 podem ser representados tridimensionalmente, conforme mostrado na Figura 34.

Figura 34 – Vetores de operação no modo tridimensional.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para definir os valores nominais de operação do inversor, são definidas as relações de ganho apresentadas em (3.10), (3.11), (3.12); sendo que a primeira equação também é denominada de índice de modulação CA.

$$m_{CA} = \frac{v_{ab}}{V_C} \quad (3.10)$$

$$\frac{V_C}{V_{PV}} = \frac{1}{1 - D_x} \quad (3.11)$$

$$\frac{V_C}{V_{bat}} = \frac{1}{1 - D_y} \quad (3.12)$$

As duas últimas equações acima tem razão cíclica D_x e D_y , sendo que D_x é a razão cíclica do circuito do inversor em que o sistema PV faz interface com barramento CC e essa parte se comporta como um conversor elevador de tensão. A razão cíclica D_y se refere ao circuito de interface entre a bateria e o barramento CC, sendo que esse circuito se comporta como se fosse um abaixador ou elevador de tensão. A razão cíclica D_x é expressa em (3.13) e a razão cíclica D_y é mostrada em (3.14); além disso, o valor de V_{tri} refere-se ao valor de pico da tensão da triangular.

$$D_x = 1 - \frac{V_{xg}}{V_{tri}} \quad (3.13)$$

$$D_y = 1 - \frac{V_{yg}}{V_{tri}} \quad (3.14)$$

Para encontrar as tensões V_{xg} e V_{yg} , pode-se substituir (3.13) e (3.14) em (3.11) e (3.12), respectivamente, obtendo assim (3.15) e (3.16).

$$V_{xg} = \frac{V_{PV}}{V_C} \quad (3.15)$$

$$V_{yg} = \frac{V_{bat}}{V_C} \quad (3.16)$$

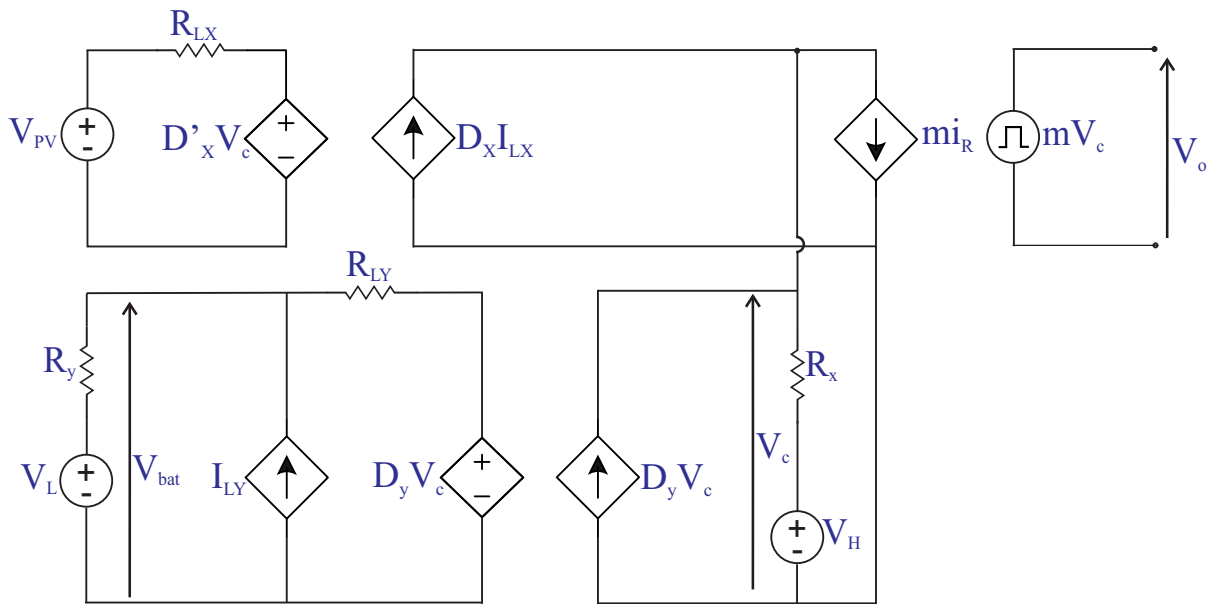
O limite de operação para os ganhos deduzidos nas equações acima, expressos em função de V_{xg} e V_{yg} podem ser obtidos analisando matematicamente a relação entre os eixos com o vetor V^3 e um dos vetores V^1 , V^4 e V^5 , sendo que a equação resultante da análise, mostra que $V_{yg} < V_{xg}$. Por outro lado, quanto a análise de energia nos indutores, mantendo a mesma condição de polarização do conversor, apenas o vetor V^3 possibilita a descarga do indutor de interface com a bateria e tanto o vetor V^2 como o V^3 permitem a descarga do indutor de interface do conversor com o sistema PV. Assim, para o inversor operar de forma linear devem ser respeitadas as equações (3.17) e (3.18), sendo que nesta m representa o índice de modulação CA. Os vetores mencionados neste parágrafo se referem aos vetores mostrados na Tabela 3.

$$v_{xg} > v_{yg} \quad (3.17)$$

$$m \leq 1 - v_{xg} \quad (3.18)$$

No que se refere ao circuito equivalente do inversor proposto na Figura 28, o mesmo pode ser descrito através do modelo indicado na Figura 35, onde D'_x e D'_y se referem aos índices de modulação CC complementares aos citados em (3.11) e (3.12).

Figura 35 – Modelo de portas do conversor proposto operando em modo dinâmico.

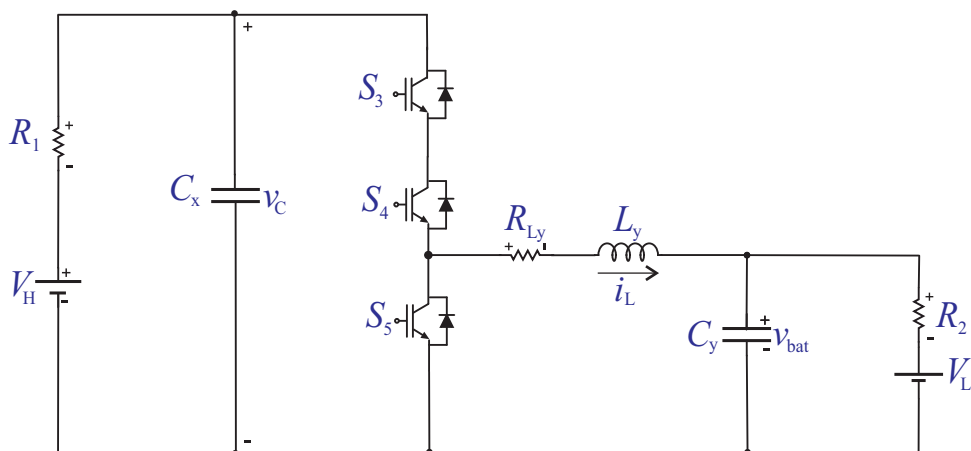


Fonte: Elaborado pelo autor.

3.3 Modelagem do conversor proposto

A modelagem do conversor foi realizada por partes. Primeiramente é analisado o circuito de interface entre a bateria e o barramento CC, sendo que este conversor CC-CC bidirecional empregado na carga e na descarga do banco de baterias, pode ser modelado de forma similar ao conversor de Zhang (2008).

Figura 36 – Circuito CC-CC bidirecional de carga e descarga da bateria.



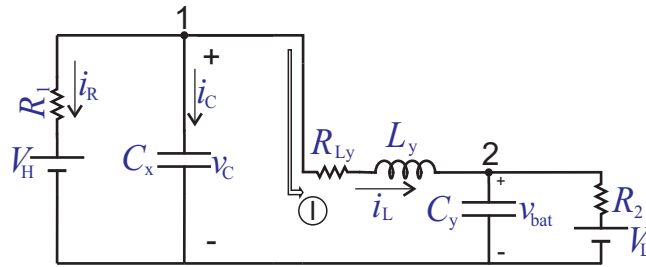
Fonte: Adaptado de Zhang (2008).

Na Figura 36, as chaves S_3 , S_4 e S_5 são IGBTs de Silício; já L_y é o indutor e C_y é o capacitor do filtro de interface do conversor CC/CC com a bateria. Por sua vez, R_2 representa a

resistência interna da bateria e R_1 representa a resistência do barramento CC do conversor. A variável v_{bat} representa a tensão nos terminais da bateria e v_C representa a tensão nos terminais do barramento CC, sendo que essa tensão é a mesma sobre os terminais do capacitor que representa a capacitância C_x do barramento CC. A tensão V_L representa a tensão média de flutuação da bateria e a tensão V_H representa a tensão contínua média do barramento CC.

O circuito exposto na Figura 36 deve ser analisado por partes para modelar os elementos e determinar outras características. Considerando o circuito da Figura 37 que apenas usa a perna com as chaves S_3 , S_4 e S_5 ; faz-se necessário que as chaves S_3 e S_4 fiquem ligadas e a chave S_5 ficar desligada.

Figura 37 – Etapa 1 de operação do conversor bidirecional.



Fonte: Adaptado de Zhang (2008).

Adotando todas as correntes saindo do nó como positivas e as que chegam como negativas, em (3.19) é aplicada a lei das correntes de Kirchhoff ao nó 1 do circuito indicado na Figura 37 para se obter a corrente no capacitor C_x , expressa em (3.20).

$$\frac{v_C - V_H}{R_1} + C_x \cdot \frac{dv_C}{dt} + i_L = 0 \quad (3.19)$$

$$C_x \cdot \frac{dv_C}{dt} = -i_L - \frac{v_C}{R_1} + \frac{V_H}{R_1} \quad (3.20)$$

Aplicando a lei das correntes de Kirchhoff ao nó 2, conforme (3.21) do circuito indicado na Figura 37 para se obter a corrente no capacitor C_y , expressa em (3.22).

$$\frac{v_{bat} - V_L}{R_2} + C_y \cdot \frac{dv_{bat}}{dt} - i_L = 0 \quad (3.21)$$

$$C_y \cdot \frac{dv_{bat}}{dt} = i_L - \frac{v_{bat}}{R_2} + \frac{V_L}{R_2} \quad (3.22)$$

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff na malha I, conforme (3.23) do circuito indicado na Figura 36 para se obter uma relação para a corrente no indutor i_L , expressa em (3.24).

$$-v_C + R_{Ly} \cdot i_L + L_y \cdot \frac{di_L}{dt} + v_{bat} = 0 \quad (3.23)$$

$$L_y \cdot \frac{di_L}{dt} = v_C - v_{bat} - R_{Ly} \cdot i_L \quad (3.24)$$

Assim, pode-se montar um sistema com as equações para o primeiro estágio de operação do conversor CC-CC, conforme expresso em (3.25).

$$\begin{cases} L_y \cdot \frac{di_L}{dt} = v_C - v_{bat} - R_{Ly} \cdot i_L \\ C_x \cdot \frac{dv_C}{dt} = -i_L - \frac{v_C}{R_1} + \frac{V_H}{R_1} \\ C_y \cdot \frac{dv_{bat}}{dt} = i_L - \frac{v_{bat}}{R_2} + \frac{V_L}{R_2} \end{cases} \quad (3.25)$$

As entradas \mathbf{u} e saídas \mathbf{x} do sistema, podem ser vistas em (3.26).

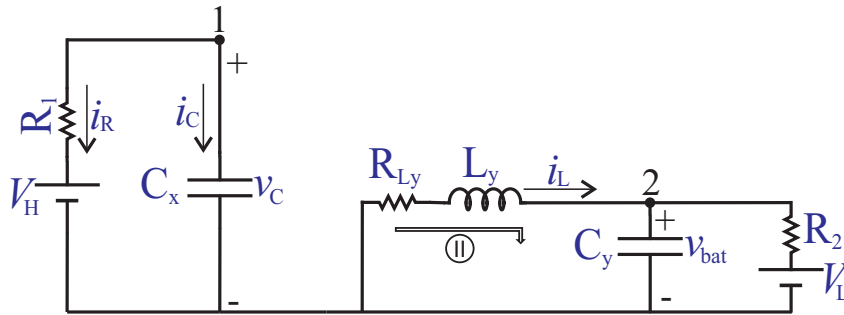
$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \\ v_{bat} \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} V_H \\ V_L \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

As matrizes que descrevem o estágio 1 de operação do conversor CC-CC- estão listadas em (3.27):

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Ly}}{L_y} & \frac{1}{L_y} & -\frac{1}{L_y} \\ -\frac{1}{C_x} & -\frac{1}{R_1 \cdot C_x} & 0 \\ \frac{1}{C_y} & 0 & -\frac{1}{R_2 \cdot C_y} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{R_1 \cdot C_x} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_2 \cdot C_y} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

No segundo estágio de operação, é considerado que as chaves S_3 e S_5 estão conduzindo, já S_4 está desligada. Na Figura 38 é mostrado o circuito equivalente à condição mencionada.

Figura 38 – Etapa 2 de operação do conversor bidirecional.



Fonte: Adaptado de Zhang (2008).

Adotando todas as correntes saindo do nó como positivas e as que chegam como negativas, em (3.28) é aplicada a lei das correntes de Kirchhoff ao nó 1 do circuito indicado na Figura 38 para se obter a corrente no capacitor C_x , expressa em (3.29).

$$\frac{v_C - V_H}{R_1} + C_x \cdot \frac{dv_C}{dt} = 0 \quad (3.28)$$

$$C_x \cdot \frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_C}{R_1} + \frac{V_H}{R_1} \quad (3.29)$$

Aplicando a lei das correntes de Kirchhoff ao nó 2, conforme (3.30) do circuito indicado na Figura 38 pode-se obter a corrente no capacitor C_y , expressa em (3.31).

$$\frac{v_{bat} - V_L}{R_2} + C_y \cdot \frac{dv_{bat}}{dt} - i_L = 0 \quad (3.30)$$

$$C_y \cdot \frac{dv_{bat}}{dt} = i_L - \frac{v_{bat}}{R_2} + \frac{V_L}{R_2} \quad (3.31)$$

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff na malha II, conforme (3.32) do circuito indicado na Figura 38 para se obter uma relação para a corrente no indutor i_L , expressa em (3.33).

$$R_{Ly} \cdot i_L + L_y \cdot \frac{di_L}{dt} + v_{bat} = 0 \quad (3.32)$$

$$L_y \cdot \frac{di_L}{dt} = -v_{bat} - R_{Ly} \cdot i_L \quad (3.33)$$

Assim, pode-se montar um sistema com as equações para o segundo estágio de operação do conversor CC-CC, conforme expresso em (3.34).

$$\begin{cases} L_y \cdot \frac{di_L}{dt} = -v_{bat} - R_{Ly} \cdot i_L \\ C_x \cdot \frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_C}{R_1} + \frac{V_H}{R_1} \\ C_y \cdot \frac{dv_{bat}}{dt} = i_L - \frac{v_{bat}}{R_2} + \frac{V_L}{R_2} \end{cases} \quad (3.34)$$

As matrizes que descrevem o estágio 2 de operação do conversor CC-CC, estão listadas em (3.35):

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Ly}}{L_y} & 0 & -\frac{1}{L_y} \\ 0 & -\frac{1}{R_1 \cdot C_x} & 0 \\ \frac{1}{C_y} & 0 & -\frac{1}{R_2 \cdot C_y} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{R_1 \cdot C_x} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_2 \cdot C_y} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

Ao realizar a modelagem, leva-se em consideração que o modelo de espaço de estados inclui todas as não linearidades presentes no sistema e suas respostas são compostas de termo CC, termos CA de primeira ordem e termos não lineares de segunda ordem. Em termos de projeto, primeiro é necessário obter um modelo que não tenha componentes de segunda ordem, sendo assim desenvolve-se o modelo em regime permanente (RP), com respostas CC, e depois, em outra etapa, é criado um modelo de pequenos sinais que só inclui termos CA de primeira ordem.

Conforme os autores Erickson e Maksimovic (2001), o modelo do conversor que considera o conversor completo, com suas duas etapas de operação é chamada de matriz de estados média, nela define-se os valores de \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} e \mathbf{E} da seguinte forma:

$$\begin{cases} \mathbf{A} = D_y \cdot \mathbf{A}_1 + D' \cdot \mathbf{A}_2 \\ \mathbf{B} = D_y \cdot \mathbf{B}_1 + D' \cdot \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C} = D_y \cdot \mathbf{C}_1 + D' \cdot \mathbf{C}_2 \\ \mathbf{E} = D_y \cdot \mathbf{E}_1 + D' \cdot \mathbf{E}_2 \end{cases} \quad (3.36)$$

Embora os cálculos efetuados a partir daqui pudessem ser feitos diretamente através das matrizes, optou-se didaticamente por aplicar o modelo em regime permanente à equação da tensão no indutor do conversor CC-CC, equações (3.24) e (3.33), é obtida (3.38) mediante manipulação matemática e considerando que $D' = 1 - D$.

$$L_y \cdot \frac{di_L}{dt} = D_y \cdot (v_C - v_{bat}) + D_y \cdot (-i_L \cdot R_{Ly}) + D' \cdot (-v_{bat}) + D' \cdot (-i_L \cdot R_{Ly}) \quad (3.37)$$

$$L_y \cdot \frac{di_L}{dt} = D_y \cdot v_C - i_L \cdot R_{Ly} - v_{bat} \quad (3.38)$$

Aplicando o modelo em regime permanente à equação da corrente no capacitor C_x do conversor CC-CC, equações (3.20) e (3.29), é obtida (3.40).

$$C_x \cdot \frac{dv_C}{dt} = D_y \cdot \left(-i_L - \frac{v_C}{R_1} + \frac{V_H}{R_1} \right) + D' \cdot \left(-\frac{v_C}{R_1} + \frac{V_H}{R_1} \right) \quad (3.39)$$

$$C_x \cdot \frac{dv_C}{dt} = -D_y \cdot i_L - \frac{v_C}{R_1} + \frac{V_H}{R_1} \quad (3.40)$$

Aplicando o modelo em regime permanente à equação da corrente no capacitor C_y do conversor CC-CC, equações (3.22) e (3.31), é obtida (3.42).

$$C_y \cdot \frac{dv_{bat}}{dt} = D_y \cdot \left(-i_L - \frac{v_{bat}}{R_2} + \frac{V_L}{R_2} \right) + D' \cdot \left(-i_L - \frac{v_{bat}}{R_2} + \frac{V_L}{R_2} \right) \quad (3.41)$$

$$C_y \cdot \frac{dv_{bat}}{dt} = -i_L - \frac{v_{bat}}{R_2} + \frac{V_L}{R_2} \quad (3.42)$$

Assim, pode-se montar um sistema com as equações que regem os estados de operação do conversor CC-CC, conforme expresso em (3.43).

$$\begin{cases} L_y \cdot \frac{di_L}{dt} = D_y \cdot v_C - i_L \cdot R_{Ly} - v_{bat} \\ C_x \cdot \frac{dv_C}{dt} = -D_y \cdot i_L - \frac{v_C}{R_1} + \frac{V_H}{R_1} \\ C_y \cdot \frac{dv_{bat}}{dt} = -i_L - \frac{v_{bat}}{R_2} + \frac{V_L}{R_2} \end{cases} \quad (3.43)$$

As matrizes que descrevem o modelo médio de espaço de estados em regime permanente para a operação do conversor CC-CC, estão listadas em (3.44):

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Ly}}{L_y} & \frac{D_y}{L_y} & -\frac{1}{L_y} \\ -\frac{D_y}{C_x} & -\frac{1}{R_1 \cdot C_x} & 0 \\ \frac{1}{C_y} & 0 & -\frac{1}{R_2 \cdot C_y} \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{R_1 \cdot C_x} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_2 \cdot C_y} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

O modelo de espaço de estados médio que descreve a operação do conversor em regime permanente é dado por (3.45).

$$0 = \mathbf{A} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \\ V_{bat} \end{bmatrix} + \mathbf{B} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ V_H \\ V_L \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

A partir de (3.45), é possível combiná-la com (3.44), originando (3.46).

$$\begin{bmatrix} -\frac{R_{Ly}}{L_y} & \frac{D_y}{L_y} & -\frac{1}{L_y} \\ -\frac{D_y}{C_x} & -\frac{1}{R_1 \cdot C_x} & 0 \\ \frac{1}{C_y} & 0 & -\frac{1}{R_2 \cdot C_y} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \\ V_{bat} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{R_1 \cdot C_x} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_2 \cdot C_y} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ V_H \\ V_L \end{bmatrix} = 0 \quad (3.46)$$

Isolando I_L em (3.46), chega-se em (3.48).

$$-\frac{R_{Ly}}{L_y} \cdot I_L + \frac{D_y \cdot V_C}{L_y} - \frac{V_{bat}}{L_y} = 0 \quad (3.47)$$

$$I_L = \frac{D_y \cdot V_C - V_{bat}}{R_{Ly}} \quad (3.48)$$

Isolando V_C em (3.46), chega-se em (3.50).

$$-\frac{D_y}{C_x} \cdot I_L - \frac{V_C}{R_1 \cdot C_x} + \frac{V_H}{R_1 \cdot C_x} = 0 \quad (3.49)$$

$$V_C = V_H - D_y \cdot R_1 \cdot I_L \quad (3.50)$$

Isolando V_{bat} em (3.46), chega-se em (3.52).

$$\frac{1}{C_y} \cdot I_L + 0 - \frac{V_{bat}}{R_2 \cdot C_y} + \frac{V_L}{R_2 \cdot C_y} = 0 \quad (3.51)$$

$$V_{bat} = V_L + R_2 \cdot I_L \quad (3.52)$$

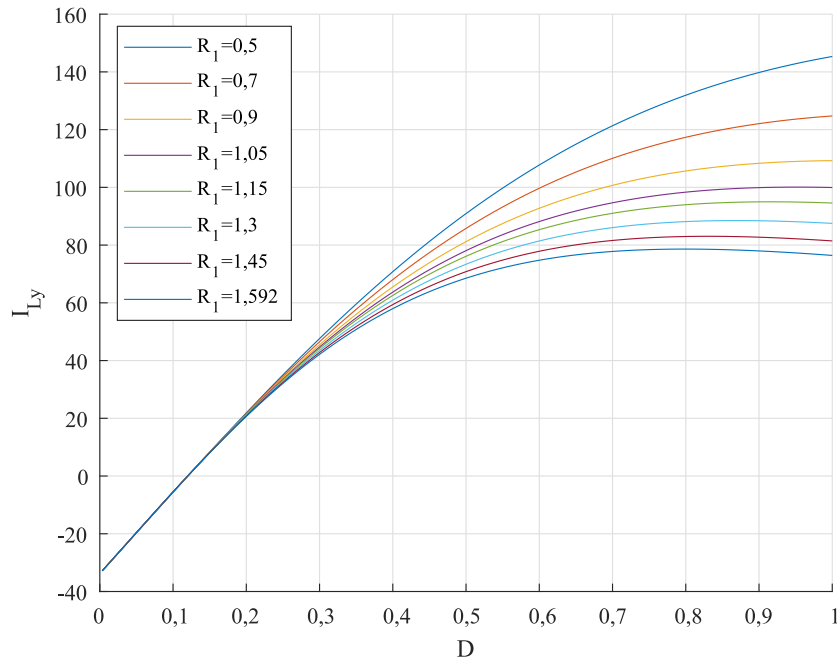
Substituindo V_C , (3.50), e V_{bat} , (3.52), em I_L de (3.47); pode-se determinar I_L , (3.54), em regime permanente e em função dos parâmetros do circuito.

$$I_L = \frac{D_y \cdot (V_H - D_y \cdot I_L \cdot R_1) - (V_L + R_2 \cdot I_L)}{R_{Ly}} \quad (3.53)$$

$$I_L = \frac{D_y \cdot V_H - V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} \quad (3.54)$$

Por meio da modelagem matemática do conversor CC-CC em espaço de estados, é analisada a variação de I_L , V_H e V_L em regime permanente, pode-se analisar o comportamento de $I_L \cdot D$ mostrado na Figura 39. Pode-se observar que quando o D_y for maior que 0,12 o inversor se comporta como *Buck* e quando D_y for menor que 0,12, o inversor se comporta como *Boost*.

Figura 39 – Característica em regime permanente da corrente no indutor em função da razão cíclica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Substituindo o resultado de (3.54) em (3.50), podemos obter (3.58) de V_C em regime permanente e em função dos parâmetros do circuito.

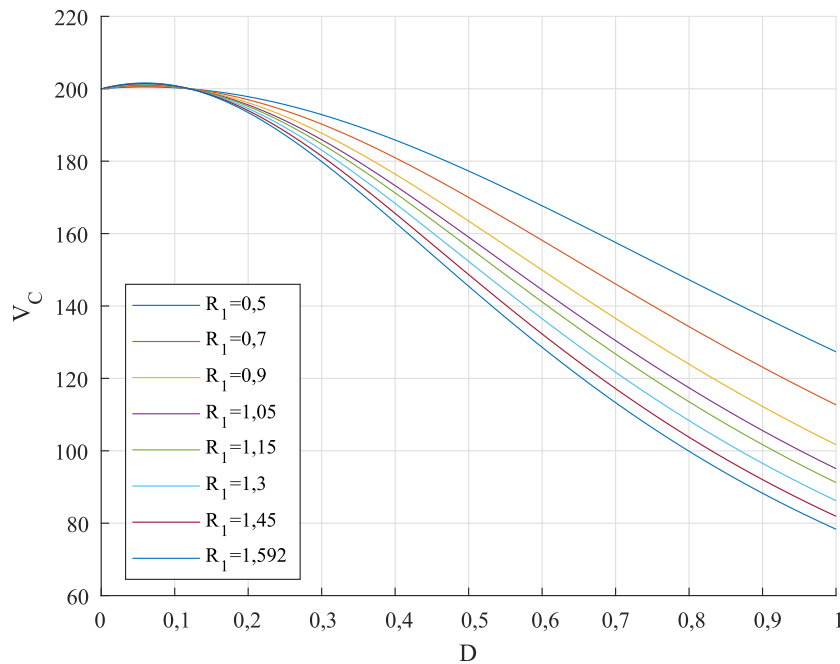
$$V_C = V_H - D_y \cdot R_1 \cdot \left(\frac{D_y \cdot V_H - V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} \right) \quad (3.55)$$

$$V_C = \frac{V_H \cdot (R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2) - D_y \cdot R_1 \cdot (D_y \cdot V_H - V_L)}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} \quad (3.56)$$

$$V_C = \frac{V_H \cdot R_{Ly} + V_H \cdot D_y^2 \cdot R_1 + V_H \cdot R_2 - D_y^2 \cdot R_1 \cdot V_H + D_y \cdot R_1 \cdot V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} \quad (3.57)$$

$$V_C = \frac{V_H \cdot R_2 + R_{Ly} \cdot V_H + D_y \cdot R_1 \cdot V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} \quad (3.58)$$

Através da análise das Figuras 39, 40 e 41, respectivamente, pode-se relacionar a corrente no indutor de interface com a bateria I_{Ly} em função da razão cíclica D , a tensão V_C , de entrada, em função da razão cíclica D e a tensão V_{bat} em função da razão cíclica. Considerando, $V_L = 24 V$ e R_2 representando a resistência interna da bateria, fixada em 3 mA devido ao fato de ser um valor comumente encontrado em baterias logo após a sua fabricação. A resistência R_1 foi variada de 0,5 Ω a 1,592 Ω representando a resistência do barramento CC do conversor, alimentado por uma fonte contínua com tensão média em V_H , conforme visto na Figura 40.

Figura 40 – Característica em regime permanente da tensão de entrada no lado da fonte V_C .

Fonte: Elaborado pelo autor.

Substituindo o resultado de (3.54) em (3.52), podemos obter, (3.62) mostrando V_{bat} em regime permanente e em função dos parâmetros do circuito.

$$V_{bat} = V_L - D_y \cdot R_1 \cdot \left(\frac{D_y \cdot V_H - V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} \right) \quad (3.59)$$

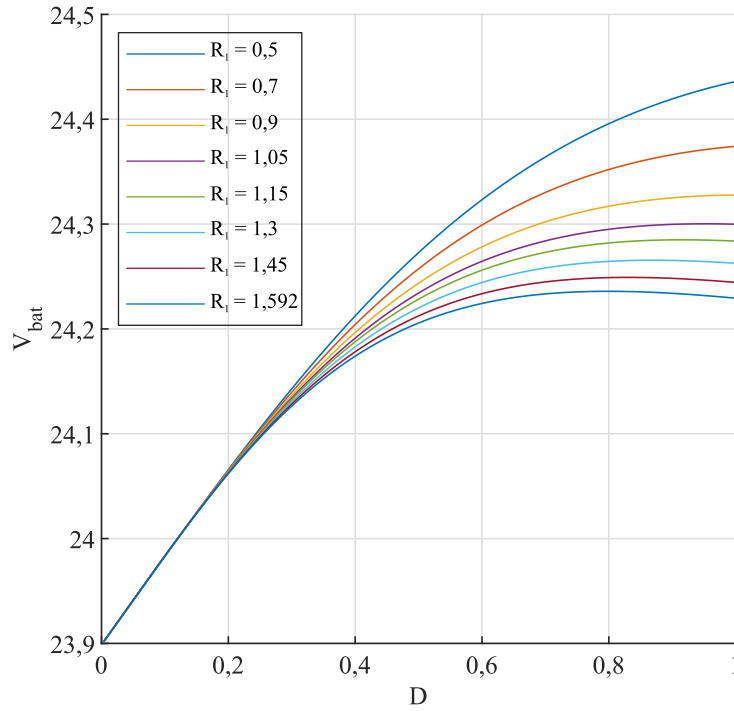
$$V_{bat} = \frac{V_L \cdot (R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2) - R_2 \cdot (D_y \cdot V_H - V_L)}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} \quad (3.60)$$

$$V_{bat} = \frac{D_y^2 \cdot V_L \cdot R_1 + R_2 \cdot V_L + R_{Ly} \cdot V_L + R_2 \cdot D_y \cdot V_H - R_2 \cdot V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} \quad (3.61)$$

$$V_{bat} = \frac{D_y^2 \cdot V_L \cdot R_1 + R_2 \cdot D_y \cdot V_H + R_{Ly} \cdot V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} \quad (3.62)$$

As Figuras 39, 40 e 41 são validações via simulação numérica no software Matlab[®] das Equações (3.54), (3.58) e (3.62). Além disso, verifica-se pelas Figuras 39, 40 e 41 que quanto maior for a resistência série R_1 , em série com a fonte V_H , em relação à resistência interna da bateria utilizada R_2 , menor será a linearidade da curva da corrente e das curvas de tensão. Caso a resistência R_2 fosse maior que a resistência R_1 , a resistência interna da mesma aumenta e a linearidade das curvas de corrente aumentam, além disso, e conforme a resistência interna da bateria diminui menor é a linearidade das curvas de corrente e tensão.

Além da tensão da fonte CC de entrada, também é analisada a tensão V_{bat} para $V_H = 200V$, de saída, no lado da bateria, conforme pode ser visto na Figura 41.

Figura 41 – Característica em regime permanente da tensão de saída no lado da bateria V_{bat} .


Fonte: Elaborado pelo autor.

O modelo CA de espaço de estados que descreve o conversor em equilíbrio e complementa a resposta do sistema com as componentes de maior ordem, está indicado em (3.63). Considerando o método de perturbação e linearização, onde $d(t) = D + \hat{d}(t)$, $V_C + \hat{v}_C$, $V_{bat} + \hat{v}_{bat}$, $I_L + \hat{i}_L$ e $D' = 1 - D$, sendo que $\hat{d}(t)$ representa uma pequena variação CA na razão cíclica D , já as demais pequenas variações CA para outras variáveis também são indicadas por acento circunflexo sobre a variável em questão (Erickson; Maksimovic, 2001).

$$\begin{cases} L_y \cdot \frac{d\hat{i}_L}{dt} = (D_y + \hat{d}) \cdot (V_C + \hat{v}_C) - (V_{bat} + \hat{v}_{bat}) - (I_L + \hat{i}_L) \cdot R_{Ly} \\ C_x \cdot \frac{d\hat{v}_C}{dt} = -(D_y + \hat{d}) \cdot (I_L + \hat{i}_L) - \left(\frac{V_C + \hat{v}_C}{R_1} \right) + \frac{V_H}{R_1} \\ C_y \cdot \frac{d\hat{v}_{bat}}{dt} = (I_L + \hat{i}_L) - \left(\frac{V_{bat} + \hat{v}_{bat}}{R_2} \right) + \frac{V_L}{R_2} \end{cases} \quad (3.63)$$

Negligenciando os termos de alta ordem em (3.63), pode-se expressar a tensão v_C com relação à variação da razão cíclica, conforme (3.66).

$$C_x \cdot \frac{d\hat{v}_C}{dt} = -D_y \cdot I_L - D_y \cdot \hat{i}_L - \hat{d} \cdot I_L - \hat{d} \cdot \hat{i}_L - \frac{V_C}{R_1} - \frac{\hat{v}_C}{R_1} + \frac{V_H}{R_1} \quad (3.64)$$

Aplicando Laplace nos dois lados de (3.64) e realizando as simplificações necessárias, chega-se em (3.66).

$$C_x \cdot s \cdot \hat{v}_C + \frac{\hat{v}_C}{R_1} = -D_y \cdot \hat{i}_L - \hat{d} \cdot I_L \quad (3.65)$$

$$\frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \frac{-\frac{D_y \cdot \hat{i}_L}{C_x \cdot \hat{d}} - \frac{\hat{d} \cdot I_L}{C_x \cdot \hat{d}}}{\left(s + \frac{1}{R_1 \cdot C_x}\right)} \quad (3.66)$$

Negligenciando termos de alta ordem e utilizando (3.63), pode-se expressar a tensão v_{bat} com relação à variação da razão cíclica, após aplicação de Laplace e de simplificações necessárias chega-se em (3.68).

$$C_y \cdot \frac{dv_{bat}}{dt} = I_L + \hat{i}_L - \frac{v_{bat}}{R_2} - \frac{V_{bat}}{R_2} + \frac{V_L}{R_2} \quad (3.67)$$

$$\frac{v_{bat}}{\hat{d}} = \frac{\frac{\hat{i}_L}{C_y \cdot \hat{d}}}{\left(s + \frac{1}{R_2 \cdot C_y}\right)} \quad (3.68)$$

Negligenciando termos de alta ordem e utilizando (3.63), pode-se expressar a corrente no indutor i_L com relação à variação da razão cíclica; após aplicação de Laplace e de simplificações necessárias chega-se em (3.71).

$$L_y \cdot \frac{d\hat{i}_L}{dt} = D_y \cdot \hat{v}_C + D_y \cdot V_C + \hat{d} \cdot V_C + \hat{d} \cdot \hat{v}_C - V_{bat} - \hat{v}_{bat} - R_{Ly} \cdot i_L - R_{Ly} \cdot \hat{i}_L \quad (3.69)$$

$$\left(s + \frac{R_{Ly}}{L_y}\right) \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{1}{L_y} \cdot \left(\frac{D_y \cdot \hat{v}_C}{\hat{d}} + V_C - \frac{v_{bat}}{\hat{d}}\right) \quad (3.70)$$

Substituindo (3.68) e (3.66), em (3.70), chega-se em (3.71).

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{\left(s + \frac{1}{R_1 C_x}\right) \left(s + \frac{1}{R_2 C_y}\right) \frac{V_C}{L_y} - \left(s + \frac{1}{R_2 C_y}\right) \frac{D_y I_L}{L_y C_x}}{\left(s + \frac{R_{Ly}}{L_y}\right) \left(s + \frac{1}{R_2 C_y}\right) \left(s + \frac{1}{R_1 C_x}\right) + \left(s + \frac{1}{R_2 C_y}\right) \frac{D_y^2}{L_y C_x} + \left(s + \frac{1}{R_1 C_x}\right) \frac{1}{L_y C_y}} \quad (3.71)$$

Deduzindo a relação entre a tensão \hat{v}_C e a corrente no indutor \hat{i}_L , a partir de (3.67) chega-se em (3.73) por meio de manipulação matemática.

$$\frac{\hat{d}}{\hat{i}_L} \cdot \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \left(\frac{-\frac{D_y \cdot \hat{i}_L}{C_x \cdot \hat{d}} - \frac{\hat{d} \cdot I_L}{C_x \cdot \hat{d}}}{s + \frac{1}{R_1 \cdot C_x}}\right) \quad (3.72)$$

$$\frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \frac{-\frac{D_y}{C_x} - \frac{\hat{d}}{\hat{i}_L} \cdot I_L}{s + \frac{1}{R_1 \cdot C_x}} \quad (3.73)$$

Deduzindo a relação entre a tensão v_{bat} e a corrente no indutor \hat{i}_L , a partir da equação intermediária (3.68) chega-se em (3.75) mediante manipulação matemática.

$$\frac{v_{bat}}{\hat{i}_L} = \frac{\frac{1}{C_y}}{s + \frac{1}{R_2 \cdot C_y}} \quad (3.74)$$

$$\frac{v_{bat}}{\hat{i}_L} = \frac{1}{C_y \left(s + \frac{1}{R_2 \cdot C_y} \right)} \quad (3.75)$$

Deduzindo a relação entre a tensão \hat{v}_C e a corrente no indutor \hat{i}_L , a partir da equação intermediária (3.66) chega-se em (3.76) por meio de manipulação matemática.

$$\frac{\hat{v}_C}{\hat{i}_L} = \frac{-\frac{D_y}{C_x} - \left(\left(\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right)^{-1} \cdot \frac{I_L}{C_x} \right)}{\left(s + \frac{1}{R_1 \cdot C_x} \right)} \quad (3.76)$$

Abordando a modelagem na forma matricial e partindo do princípio de que o objetivo de design de um conversor é garantir a invariabilidade da saída para distúrbios, a técnica do espaço de estado consiste em determinar o futuro de um sistema baseado no estado do sistema em um determinado momento e nas entradas do sistema (Erickson; Maksimovic, 2001). O método de (3.77) inclui os seguintes vetores: o vetor de estado $\mathbf{x}(t)$ que contém as variáveis de estado, os vetores de entrada são $\mathbf{u}(t)$ e a saída $\mathbf{y}(t)$; já a matriz $\mathbf{A}(t)$ é a matriz de espaço de estados, a matriz $\mathbf{B}(t)$ é a matriz de entrada, $\mathbf{C}(t)$ é a matriz de saída e $\mathbf{E}(t)$ é a matriz de transmissão direta. No caso do conversor CC-CC abordado até este momento, as variáveis de estado são a tensão dos capacitores de C_x e C_y , além da corrente do indutor i_L . A matriz de entrada é constituída pelas tensões V_H e V_L ; posteriormente à aplicação do modelo de pequenos sinais, em (3.79), e simplificações matemáticas, aparece a razão cíclica \hat{d} na matriz de entrada.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}(t)\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}(t)\mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (3.77)$$

Após a perturbação e linearização da forma de onda do conversor, as condições do modelo equivalente em corrente alternada serão adicionadas em (3.77) para originar (3.78). Onde \mathbf{A}_1 , \mathbf{B}_1 , \mathbf{C}_1 e \mathbf{E}_1 são as matrizes da primeira etapa e \mathbf{A}_2 , \mathbf{B}_2 , \mathbf{C}_2 e \mathbf{E}_2 são as matrizes da segunda etapa.

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(t) + \{(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}\}\hat{d}(t) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}}(t) + \{(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2)\mathbf{U}\}\hat{d}(t) \end{cases} \quad (3.78)$$

As funções de transferência das plantas utilizadas nos controladores, podem ser obtidas numericamente tendo como base a matriz (3.79) que leva em consideração o modelo de espaço de estados para pequenos sinais.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_C \\ \hat{v}_{bat} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & G_{13} \\ G_{21} & G_{22} & G_{23} \\ G_{31} & G_{32} & G_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_H \\ V_L \\ \hat{d} \end{bmatrix} \quad (3.79)$$

A corrente que circula pelo indutor L_y , em função da razão cíclica \hat{d} , pode ser obtida por (3.80) e resulta no mesmo valor obtido via (3.71).

$$G_{\hat{i}_L \hat{d}} = G_{13} \quad (3.80)$$

A tensão na bateria em função da corrente \hat{i}_L pode ser obtida por (3.81). A equação (3.81) também pode dar origem à (3.75).

$$G_{\hat{v}_{bat} \hat{i}_L} = \frac{\hat{v}_{bat}}{\hat{i}_L} = \frac{G_{33}}{G_{13}} \quad (3.81)$$

A tensão no barramento CC em função da corrente \hat{i}_L pode ser obtida por (3.82). A equação (3.82) também pode dar origem à (3.76).

$$G_{\hat{v}_C \hat{i}_L} = \frac{\hat{v}_C}{\hat{i}_L} = \frac{G_{23}}{G_{13}} \quad (3.82)$$

Nos apêndices A, B e C é mostrada, matematicamente, a operação do conversor bidirecional nos modos *Buck*, *Boost* e carregador de bateria.

3.4 Modelagem da interface entre o sistema fotovoltaico e o barramento CC do conversor

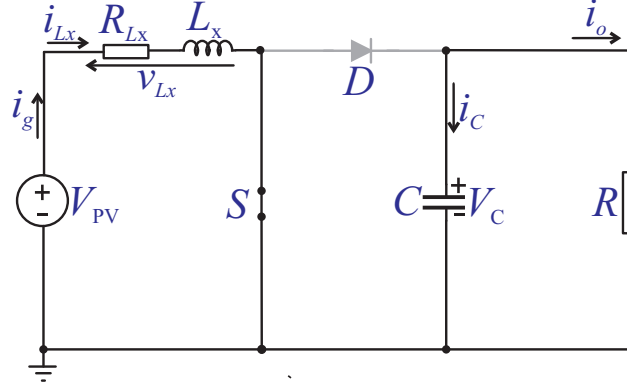
3.4.1 Análise Boost

A interface entre o sistema fotovoltaico e o barramento CC do conversor proposto, pode ser feita analogamente a um conversor Boost. Para obter as matrizes da etapa 1, se faz necessário recorrer à análise de malhas de tensão e leis das correntes de Kirchhoff na Figura 42, que é uma particularização da Figura 28, para então obter-se as equações mostradas em (3.83).

O conversor de Boost é um conversor DC estático para DC. Assim como o conversor *Buck*, ele tem os mesmos componentes de acordo do nível de tensão desejado, exceto que a tensão de saída é maior que a tensão de entrada. Também funciona em duas etapas. Durante

a primeira etapa, o interruptor S está fechado e o diodo D está bloqueado como mostrado na Figura 42. Durante a segunda etapa na Figura 43, o interruptor S está aberto e o diodo D está conduzindo.

Figura 42 – Operação do conversor boost clássico na primeira etapa.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Com o diodo ideal D, a chave ideal S e a resistência interna da indutância, as equações (3.83) e (3.84) representam o comportamento das tensões e correntes que governam respectivamente na primeira etapa: de 0 a T_{on} e a segunda etapa: do T_{on} ao T_s .

$$\begin{cases} L_x \cdot \frac{d}{dt} i_{Lx} = -R_{Lx} \cdot i_{Lx} + V_{PV} \\ C \cdot \frac{d}{dt} V_C = i_{Lx} - \frac{V_C}{R} \\ i_g = i_{Lx} \end{cases} \quad (3.83)$$

$$\begin{cases} L_x \cdot \frac{d}{dt} i_{Lx} = -R_{Lx} \cdot i_{Lx} - V_C + V_{PV} \\ C \cdot \frac{d}{dt} V_C = i_{Lx} - \frac{V_C}{R} \\ i_g = i_{Lx} \end{cases} \quad (3.84)$$

Em regime permanente, a equação (3.85) também é válida para o conversor Boost. Assim, ao aplicá-lo, encontramos um ganho positivo e crescente de tensão em (3.84).

$$V_{Lm} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_{Lx} dt = 0 \quad (3.85)$$

$$\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{T_{on}} V_{PV} dt + \int_{T_{on}}^{T_s} (V_{PV} - V_C dt) \right) = 0 \quad (3.86)$$

$$V_C = \frac{T_s}{T_s - T_{on}} V_{PV} \quad (3.87)$$

O conversor, operando em modo *Boost* e descrito em espaço de estados, pode ser modelado a partir das informações presentes na equação (3.88), onde as D_x é a razão cíclica e as entradas são representadas por $\mathbf{u}(t)$, as saídas por $\mathbf{y}(t)$ e os estados por $\hat{\mathbf{x}}(t)$.

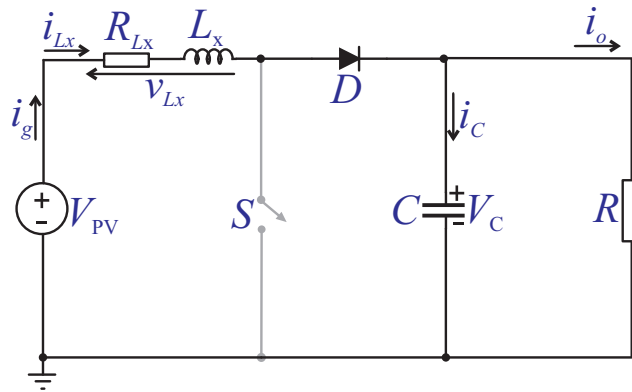
$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} V_{PV} \\ \hat{D}_x \end{bmatrix}, \mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{Lx}(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix}, \hat{\mathbf{y}}(t) = \begin{bmatrix} \hat{V}_C(t) \\ \hat{i}_{Lx}(t) \end{bmatrix} \quad (3.88)$$

Escrevendo as equações (3.83) na forma da equação (3.77) obtém-se, para primeira etapa do Boost:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lx}}{L_x} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_x} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.89)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, E_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.90)$$

Figura 43 – Operação do conversor Boost na segunda etapa.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para obter as matrizes da etapa 2, se faz necessário recorrer à análise de malhas de tensão e leis das correntes de Kirchhoff na Figura 43, que resultam nas equações mostradas em (3.84). Aplicando-as em (3.77) obtém-se:

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lx}}{L_x} & -\frac{1}{L_x} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.91)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, E_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.92)$$

3.4.2 Matriz de estados média e modelo em regime permanente

Para encontrar a matriz de estados média do conversor Boost, basta seguir as equações mostradas em (3.36), e adotando a igualdade que $D_x + D'_x = 1$, obtém-se:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lx}}{L_x} & -\frac{1}{L_x} \cdot D'_x \\ \frac{1}{C} \cdot D'_x & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (3.93)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_x} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.94)$$

Para obter o modelo em regime permanente, deve-se obter as equações de estados em equilíbrio e dos vetores de saída, ou seja:

$$X = -A^{-1} \cdot B \cdot U, \quad Y = (-C \cdot A^{-1} \cdot B + D) \cdot U \quad (3.95)$$

Deve-se agora obter o modelo em regime permanente conforme as equações mostradas em (3.95), substituindo os valores obtidos anteriormente em (3.93) e (3.94), o que resulta em:

$$X = -\frac{\begin{bmatrix} \frac{V_{PV}}{R \cdot L_x \cdot C} \\ \frac{V_{PV} \cdot D'_x}{L_x \cdot C} \end{bmatrix}}{\frac{R L_x}{R \cdot L_x \cdot C} + \frac{(D'_x)^2}{L_x \cdot C}}, \quad Y = \frac{\begin{bmatrix} \frac{V_{PV}}{R \cdot L_x \cdot C} \\ \frac{V_{PV} \cdot D'_x}{L_x \cdot C} \end{bmatrix}}{\left(\frac{R L_x}{R \cdot L_x \cdot C} + \frac{(D'_x)^2}{L_x \cdot C} \right)} \quad (3.96)$$

Assim, basta obter o modelo de pequenos sinais, utilizando-se as equações presente em (3.78).

3.4.3 Modelo de pequenos sinais e função de transferência

Assim, aplicando as equações teóricas anteriores em (3.78) e no circuito proposto na Figura 28, obtém-se:

$$A_p = \begin{bmatrix} -\frac{R L_x}{L_x} & -\frac{D'_x}{L_x} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix}, \quad B_p = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_x} & \frac{\left(\frac{V_{PV} \cdot D'_x}{L_x^2 \cdot C} \right)}{\left(\frac{R L_x}{R \cdot L_x \cdot C} \right) + \left(\frac{(D'_x)^2}{L_x \cdot C} \right)} \\ 0 & \frac{\left(\frac{V_{PV}}{R \cdot L_x \cdot C^2} \right)}{\left(\frac{R L_x}{R \cdot L_x \cdot C} \right) + \left(\frac{(D'_x)^2}{L_x \cdot C} \right)} \end{bmatrix} \quad (3.97)$$

$$C_p = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad E_p = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.98)$$

Deve-se agora converter para função de transferência, utilizando a equação:

$$FT = G_p(S) = C_p [S \cdot I - A_p]^{-1} \cdot B_p + E_p \quad (3.99)$$

As funções de transferência das plantas utilizadas nos controladores da etapa *Boost*, podem ser obtidas numericamente através das matrizes indicadas na equação (3.100).

$$\begin{bmatrix} \hat{V}_C(t) \\ \hat{i}_{L_x}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{PV} \\ \hat{d} \end{bmatrix} \quad (3.100)$$

O que resulta em:

$$G_{11}(S) = \frac{\frac{S}{L_x} + \frac{1}{R \cdot L_x \cdot C}}{\left(S^2 + \frac{1}{R \cdot C} S + \frac{R_{L_x}}{L_x} S + \frac{R_{L_x}}{R \cdot L_x \cdot C} + \frac{D_x^2}{L_x \cdot C}\right)} \quad (3.101)$$

$$G_{12}(S) = \frac{\left(S + \frac{1}{R \cdot C}\right) \cdot B_{P2} + \left(-\frac{1}{L_x} D_x'\right) \cdot B_{P4}}{\left(S^2 + \frac{1}{R \cdot C} S + \frac{R_{L_x}}{L_x} S + \frac{R_{L_x}}{R \cdot L_x \cdot C} + \frac{D_x^2}{L_x \cdot C}\right)} \quad (3.102)$$

$$G_{21}(S) = \frac{\frac{D_x'}{L_x \cdot C}}{\left(S^2 + \frac{1}{R \cdot C} S + \frac{R_{L_x}}{L_x} S + \frac{R_{L_x}}{R \cdot L_x \cdot C} + \frac{D_x^2}{L_x \cdot C}\right)} \quad (3.103)$$

$$G_{22}(S) = \frac{\frac{D_x'}{C} \cdot B_{P2} + \left(S + \frac{R_{L_x}}{L_x}\right) \cdot B_{P4}}{\left(S^2 + \frac{1}{R \cdot C} S + \frac{R_{L_x}}{L_x} S + \frac{R_{L_x}}{R \cdot L_x \cdot C} + \frac{1}{L_x \cdot C} (D_x')^2\right)} \quad (3.104)$$

Onde, aplicando o teorema da superposição, $G_{22}(S)$ é a tensão no barramento CC do conversor com relação à variação da razão cíclica e:

$$B_{P2} = \frac{\left(\frac{V_{PV} \cdot D_x'}{L_x^2 C}\right)}{\left(\frac{R_{L_x}}{R \cdot L_x \cdot C} + \frac{(D_x')^2}{L_x \cdot C}\right)}, \quad B_{P4} = -\frac{\left(\frac{V_{PV}}{R \cdot L_x \cdot C^2}\right)}{\left(\frac{R_{L_x}}{R \cdot L_x \cdot C} + \frac{(D_x')^2}{L_x \cdot C}\right)} \quad (3.105)$$

3.5 Dimensionamento de componentes da topologia proposta

3.5.1 Capacitores e indutores

O capacitor de interface com a bateria pode ser projetado através da equação expressa em (3.106), onde ΔV é o *ripple* de tensão no capacitor. Vale ressaltar que este capacitor é necessário auxiliar na filtragem da corrente injetada ou absorvida pela bateria.

$$C_y = \frac{\Delta I_{L_y}}{8 f_s \cdot \Delta V_{C_y}} \quad (3.106)$$

O indutor L_y de interface com a bateria pode ser calculado através de (3.107), onde se faz uma analogia com o indutor de um conversor *Buck* (Erickson; Maksimovic, 2001; Hauke, 2011). Onde ΔI_{max} é o *ripple* de corrente no indutor, que é dado pela multiplicação do *ripple* pela corrente máxima que flui para a bateria, e ΔV_L é o *ripple* de tensão no capacitor.

$$L_y = \frac{V_{L_y} \cdot (V_{bat} - V_{CC})}{\Delta I_{L_y} \cdot f_s \cdot V_C \cdot \left(\frac{P_{máx}}{V_L}\right)} \quad (3.107)$$

Levando em consideração que nesse conversor a razão cíclica é dada pela razão entre a tensão de entrada e a tensão de saída, além de que f_s é a frequência mínima de chaveamento e ΔI_{L_y} é o *ripple* de corrente no indutor L_y . Os componentes do filtro LC de interface com a

saída CA, do inversor, podem ser determinados pela equação que rege a operação de filtros LC, conforme (3.108) e conhecendo a frequência de trabalho do filtro (Erickson; Maksimovic, 2001).

$$f_s = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (3.108)$$

O valor do capacitor do barramento pode ser determinado através do desenvolvimento de (3.109), que representa a expressão da tensão sobre a tensão no capacitor. O procedimento de cálculo explicitado que culmina com a equação para o capacitor CC é semelhante ao seguido por Acosta (2019), mas adotando as particularidades do conversor proposto nessa dissertação, onde i_g é a corrente na saída CA e I_g é a corrente de pico na mesma saída.

$$v_c(t) = \frac{1}{C_x} \int i_c(t) dt \quad (3.109)$$

$$i_c(t) = i_g(t) \cdot m(t) \quad (3.110)$$

$$i_g(t) = I_g \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi) \quad (3.111)$$

$$m(t) = M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.112)$$

$$i_c(t) = I_g \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi) \cdot M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \quad (3.113)$$

A partir de (3.109) e (3.113), chega-se em (3.114) que indica a tensão no capacitor.

$$v_c(t) = \frac{1}{C_x} \int (I_g \cdot \text{sen}(\omega \cdot t + \phi) \cdot M \cdot \text{sen}(\omega \cdot t))(t) dt \quad (3.114)$$

Considerando o caso ideal em que o fator de potência é unitário, pode-se obter (3.115).

$$v_c(t) = \frac{I_g \cdot M}{C_x} \int \text{sen}(\omega \cdot t)^2 dt \quad (3.115)$$

Desenvolvendo a equação acima e aplicando relações trigonométricas e de resolução de integrais, chega-se em (3.116).

$$v_c(t) = \frac{I_g \cdot M}{2 \cdot C_x \cdot \omega} ((\text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t) - 2 \cdot \omega \cdot t) + V_c(0)) \quad (3.116)$$

Considerando que o capacitor está em regime permanente, pode-se desconsiderar o termo $-2 \cdot \omega \cdot t$ para então obter a nova equação da tensão no capacitor, conforme indicada em (3.117).

$$v_c(t) = \frac{I_g \cdot M}{2 \cdot C_x \cdot \omega} (\text{sen}(2 \cdot \omega \cdot t) + v_c(0)) \quad (3.117)$$

Visando encontrar o *ripple* de corrente no capacitor CC, pega-se a diferença do ponto de máximo da função de $v_c(t)$ com o seu valor médio e é posteriormente isolada a capacitância C_x na equação de modo que a equação final seja a indicada em (3.118), na qual é utilizado um *ripple* de 10 % no dimensionamento. O projeto do capacitor C_x , localizado em paralelo com o sistema fotovoltaico, não foi abordado, e para ele foi adotado um capacitor de valor comercial, cuja tensão possibilite a operação do conversor conforme o projeto.

$$C_x = \frac{I_g \cdot M}{2 \cdot \omega \cdot \Delta V_c} \quad (3.118)$$

A indutância do indutor *Boost* de entrada do inversor, pode ser estimada utilizando um *ripple* de 25 % na tensão e levando em consideração que ao utilizar razão cíclica constante não há *ripple* de baixa frequência que faça com que exista variação na corrente que passa pelo indutor e possibilite consequentemente a existência de uma indutância de baixa frequência, sendo assim, existe somente a parcela de alta frequência do indutor *Boost* e a mesma pode ser calculada conforme variáveis e a equação (3.119), mostrada no trabalho de Acosta (2019).

$$L_x = \frac{V_{PV} \cdot D_x}{f_s \cdot \Delta I_L} \quad (3.119)$$

3.6 Modos de operação do conversor

A operação de conversores híbridos requer que o somatório das potências gerada, armazenada e consumida pela carga seja nulo em regime permanente (Schwertner et al., 2013), ou seja:

$$P_{PV} + P_{bat} + P_{carga} = 0 \quad (3.120)$$

onde P_{bat} é positiva quando o conversor injeta energia no banco de baterias, e negativa quando absorve energia do banco de baterias, especificado na Tabela 6. Para isso, foram elencados 10 modos de operação e criadas flags PV_{sel} , Bat_{sel} e $Carga_{sel}$ para selecionar os controladores a serem empregados em cada modo de operação, conforme mostrado na Figura 44. Já a variável P_{MPV} , também utilizada na exemplificação dos modos de operação, representa a máxima potência fornecida pelo sistema fotovoltaico.

Conforme recomendação de fabricante de baterias de lítio (Moura, 2021), a variação de tensão de 5 % em torno da tensão de flutuação lida para o estado de carga atual da bateria refere-se à tensão aplicada para manter a carga completa da bateria sem a sobrecarregar, compensando

a autodescarga. A especificação $\pm 5\%$ em torno da tensão de flutuação indica que a tensão pode variar ligeiramente dentro dessa faixa para acomodar pequenas variações sem comprometer a vida útil ou a eficiência da bateria.

Numa relação $V_{corte} \geq V_{bat} \geq V_{flu}$, bateria está completamente descarregada ou pode sofrer danos caso estiver com tensão inferior a V_{corte} , já quando o nível de tensão da bateria atinge a tensão de flutuação V_{flu} , então a bateria já atingiu o limite de flutuação, no entanto, se encontra no segundo estágio de carga de uma bateria que ocorre em tensão constante, no entanto, a bateria ainda não entrou no estágio de carga de flutuação.

O estágio de carga de flutuação é alcançado após a bateria atingir o limite superior de carga, normalmente expresso em manuais de uso de baterias, sendo que ao atingir o limite superior de tensão, o controlador de carga derruba a tensão para flutuação; sendo que este modo pode ser expresso pela equação $V_{flu} \geq V_{bat} \geq V_{LS}$.

Os modos de operação são descritos a seguir:

Modo 1- Neste modo, a potência máxima disponível pelos módulos fotovoltaicos é menor ou igual que a potência necessária para a carga da bateria com $0,2 \cdot C_{banco}$ somada com a potência demandada pelas cargas conectadas ao conversor. A tensão remanescente da bateria é superior a 20 V, com oscilação de 5% em torno do valor dessa tensão. Neste modo de operação não se está extraindo energia do sistema fotovoltaico e a bateria está alimentando integralmente a carga ($PV_{sel} = 0$, $BAT_{sel} = 1$, $CARGA_{sel} = 1$).

Modo 2- Os painéis fotovoltaicos geram energia em quantidade inferior à quantidade de energia necessária para manter o barramento, tendo o auxílio do banco de baterias para manter a tensão no barramento CC do conversor e quando a tensão estiver sob controle e a bateria não estiver com o SOC completo ela irá ser carregada e este modo de operação se comportará como um conversor *Buck*. A tensão medida no banco de baterias é superior à tensão de corte e oscila 5% em torno do valor médio medido para a tensão de flutuação, pois a bateria tende a permanecer em flutuação de tensão no nível em que se encontra ($PV_{sel} = 1$, $BAT_{sel} = 1$, $CARGA_{sel} = 0$).

Modo 3 - Neste modo, a potência máxima disponível do PV é suficiente para alimentar a carga CA e prover o carregamento do banco de baterias, sendo que a tensão medida no mesmo oscila 5% em torno do valor médio medido. No modo de operação 3 o MPPT está ligado para extrair a máxima potência do sistema PV, visando atender toda a carga demandada na saída CA do inversor; vale ressaltar que o banco de baterias controla a tensão no barramento CC, auxiliando na alimentação da carga presente na saída CA ($PV_{sel} = 2$, $BAT_{sel} = 1$, $CARGA_{sel} = 1$).

Modo 4 - Neste modo $P_{MPV} < P_{bat} + P_{carga}$ e a tensão no banco de baterias é superior à tensão de corte e oscila 5% em torno do valor médio medido. Nesse modo de operação o sistema PV está controlando o barramento CC para atender a carga demandada na saída CA, sendo que a bateria auxilia o barramento a suprir a demanda de energia da carga conectada na saída CA do

conversor ($PV_{sel} = 1, BAT_{sel} = 1, CARGA_{sel} = 1$).

Modo 5 - Neste modo o MPPT está ligado e a carga CA está desligada, onde a bateria está sendo carregada e, ao mesmo tempo, o seu circuito de interface é responsável pelo controle do barramento CC, sendo que esse processo equivale a uma carga de equalização do banco de baterias e a tensão medida no banco de baterias oscila 5 % em torno do valor médio nominal ($PV_{sel} = 2, BAT_{sel} = 1, CARGA_{sel} = 0$).

Modo 6 - Neste modo o sistema PV está fornecendo energia para controlar o barramento CC, carregando com controle de tensão ativo e a carga CA está desligada, devido à prioridade para carga das baterias em face ao atendimento da carga. O banco de baterias carrega com uma corrente cujo valor é de até 20 % da capacidade nominal do banco, já a tensão medida é $V_{corte} \geq V_{bat} \geq V_{flu}$, ou seja, superior à tensão de corte e inferior à tensão de flutuação, oscilando 5 % em torno do valor médio medido ($PV_{sel} = 1, BAT_{sel} = 2, CARGA_{sel} = 0$).

Modo 7 - Neste modo $P_{MPV} \geq P_{bat} + P_{carga}$ e o sistema PV está fornecendo energia necessária para controlar o barramento CC. O banco de baterias está sendo carregado com uma corrente cujo valor é de cerca de 2 % da capacidade nominal do banco de baterias. A tensão medida é $V_{flu} \geq V_{bat} \geq V_{LS}$, ou seja, está entre a tensão nominal e a tensão de flutuação da bateria ($PV_{sel} = 1, BAT_{sel} = 3, CARGA_{sel} = 0$).

Modo 8- Neste modo o banco de baterias está carregando com uma corrente cujo valor é de até 20 % da capacidade nominal do banco e o sistema fotovoltaico está atuando no ponto de máxima potência, estando a carga alternada ligada na saída e o sistema fotovoltaico alimenta a carga na saída através da alimentação do barramento CC do conversor ($PV_{sel} = 2, BAT_{sel} = 2, CARGA_{sel} = 1$).

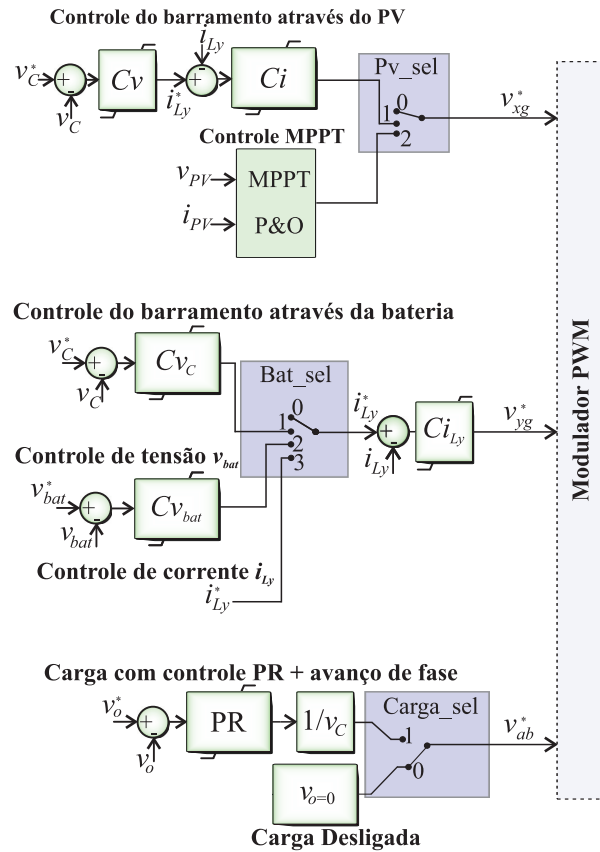
Modo 9- Neste modo o banco de baterias está fora de atuação, estando desligado; já o sistema fotovoltaico está atuando sem estar no ponto de máxima potência, mas alimentando a carga alternada ligada na saída CA do inversor e controlando a tensão no barramento CC do conversor ($PV_{sel} = 1, BAT_{sel} = 0, CARGA_{sel} = 1$).

Modo 10- Neste modo o sistema fotovoltaico está controlando o barramento CC do conversor sem atuação do modo MPPT, sem auxílio do banco de baterias e sem carga para alimentar na saída CA do inversor; ou seja, trata-se de um modo de operação *Boost* ($PV_{sel} = 1, BAT_{sel} = 0, CARGA_{sel} = 0$).

Na Figura 44 são descritos os modos de controle possíveis para o inversor proposto, sendo que para $PV_{sel} = 0$, a corrente $i_{PV} = 0$, a corrente $i_{Lx} = 0$ e $V_{PV} = 0$. Já para $BAT_{sel} = 0$, a corrente de Re(carga) é $I_{Ly} = 0$. Além disso, na Figura 44 também são válidas as relações expressas em (3.121) que fazem a normalização das tensões v_{xg}^* e v_{yg}^* , com relação à tensão do barramento v_c .

$$d_x = \frac{v_{xg}^*}{v_c}, \quad d_y = \frac{v_{yg}^*}{v_c} \quad (3.121)$$

Figura 44 – Diagrama de blocos dos controladores para o conversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O fluxograma de funcionamento do inversor pode ser especificado pela Figura 45. O fluxograma apresenta os modos de operação destacados previamente para o conversor proposto, entre os quais se pode indicar a carga em corrente constante, tensão constante, modo de carga completa e modo de tensão de flutuação, além dos modos em que a bateria controla o barramento e os modos em que o MPPT está ativo e os modos em que o MPPT não está ativo, sendo que a tensão natural dos módulos controlam o funcionamento do conversor.

É importante ressaltar que os modos são modos possíveis de operação, no entanto, nos ensaios práticos serão utilizados apenas alguns modos devido à indisponibilidade de equipamento emulador de painéis fotovoltaicos, sendo que assim serão utilizadas fontes de alimentação CC para simular os módulos.

Existem alguns modos proibidos como o modo em que tanto a bateria como os módulos, não tem potência suficiente para controlar o barramento CC do conversor e este por sua vez, alimenta toda a carga nominal para a qual a saída CA do conversor foi projetada. Outra condição

que deve ser obedecida é que quando a bateria estiver sendo carregada, deve ser dada prioridade a carga dela e a carga CA deve permanecer sem alimentação até que a bateria esteja completamente carregada e então, somente após a carga completa do banco de baterias, as cargas CA poderão ser alimentadas novamente.

Na Figura 45, os modos 2 e 4 são propostos para uma condição de operação em que a potência gerada pelo sistema fotovoltaico é inferior a soma da potência da bateria com a potência da carga.

No que se refere ao modo de operação 10, o banco de baterias entrará em estado de flutuação somente após um processo completo de carga, no qual o estado de carga da mesma ficará muito próximo ao limite máximo estabelecido para o SOC. Os modos de operação em que os módulos fotovoltaicos alimentam diretamente a cargas, a geração deve ser suficiente para atender a demanda presente na saída CA e caso a mesma seja maior que a potência gerada, então o inversor deverá entrar em outro modo de operação em que a bateria atue em conjunto com os módulos fotovoltaicos para atender a carga por completo.

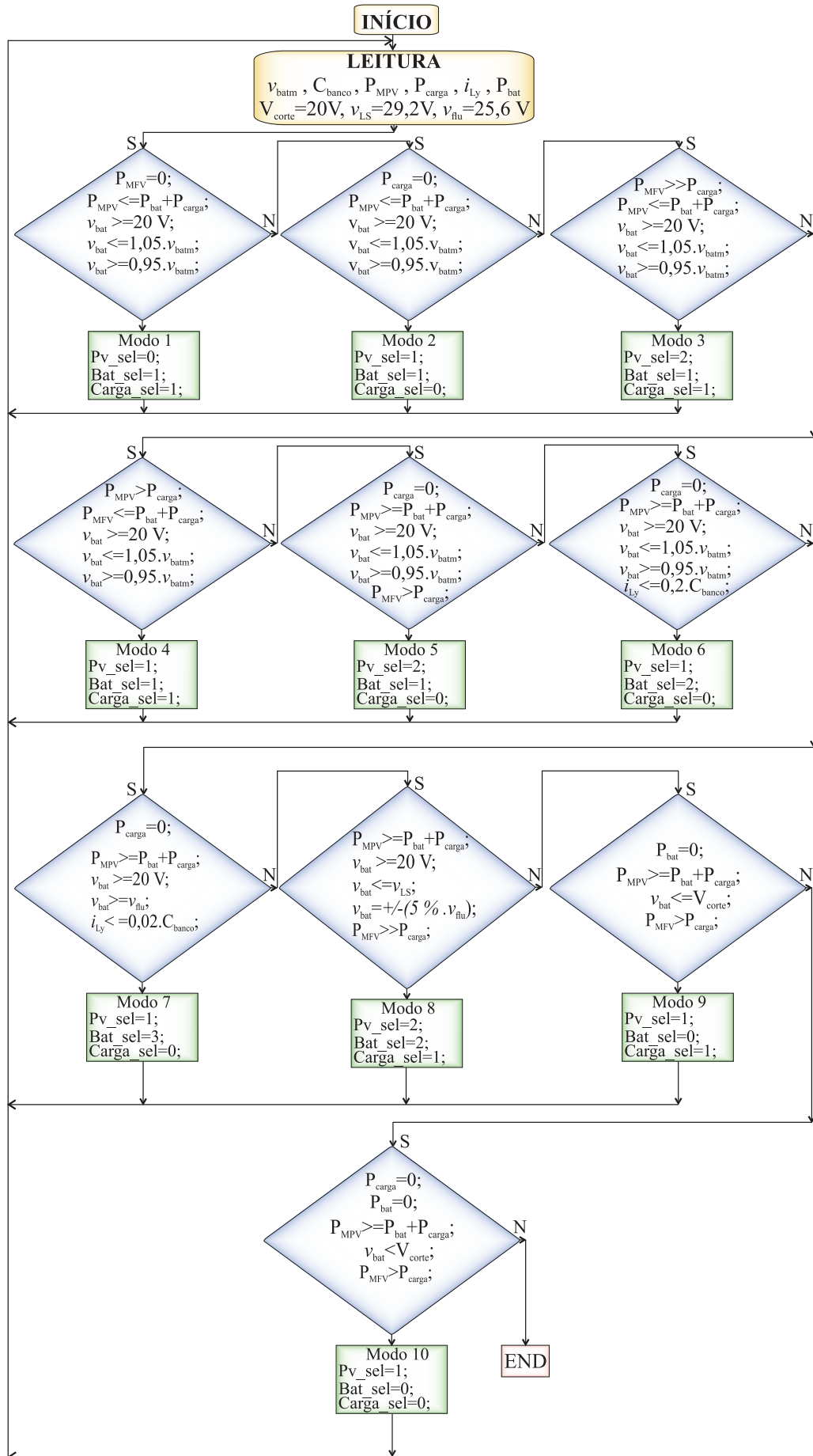
Caso ocorra uma situação em que a carga presente na saída seja baixa durante vários dias, como quando os ocupantes da unidade consumidora se ausentam por um período longo e apenas os equipamentos essenciais ficam ligados; então, nesse caso, a bateria irá ser carregada completamente e a partir disso, a energia extraída do sistema fotovoltaico será via modo *Boost* e em quantidade suficiente para atender a carga demandada na saída CA, sendo assim não existe.

Conforme o manual da bateria de $LiFePO_4$, utilizada nesse projeto, (OptimumNano, 2015) e conforme os cálculos realizados em (4.4), a sua tensão de corte é dada pelo produto entre a sua tensão nominal de 3,2 V e o número de baterias necessárias para atingir a voltagem adequada de flutuação, no caso 8 baterias ligadas em série; assim a tensão de flutuação V_{flu} fica em torno de 25,6 V.

No que se refere a tensão de corte, V_{corte} a sua tensão é determinada pelo produto entre a tensão nominal de cada bateria e o número de baterias em série na associação, ou seja $8 * 2,5 = 20$ v. Por outro lado, a tensão superior de corte V_{Ls} é dada pelo produto entre o número de baterias ligadas em série com o valor da máxima carga admissível em cada bateria de $LiFePO_4$, que é de 3,65 V; assim a tensão de V_{Ls} tem o valor de 29,2 V.

Na Figura 45, v_{Ls} indica a tensão superior e máxima a qual o banco de baterias pode ser submetido de modo seguro, já V_{corte} indica um valor de tensão que não deve ser diminuído durante as leituras do valor medido v_{batm} , para evitar inoperância do banco ou então a necessidade de uma carga de equalização da bateria para reestabelecer a sua capacidade operativa. A tensão v_{flu} é o valor em torno do qual a tensão medida na bateria se estabiliza após passar por um processo de carga completo.

Figura 45 – Diagrama de blocos de funcionamento do conversor proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.7 Projeto dos controladores do conversor

Para a implementação dos controladores a fim de descrever os modos de controle do conversor, foi levado em consideração que os polos devem estar no semi plano esquerdo para a planta ser estável; já os zeros, caso estejam no semiplano direito eles são conhecidos por zeros de fase não mínima que não interferem na estabilidade da planta, mas interferem na resposta do sistema. O zero de fase não mínima em sistemas contínuos ou discretos impõe limitações de desempenho e robustez, fazendo com que o sistema apresente um *undershoot* na saída e este contraria o sinal de referência no início da resposta ao degrau. A atenuação do *undershoot* existente devido ao zero no semi plano direito, é um desafio para projetos de controle (Hoagg; Bernstein, 2007).

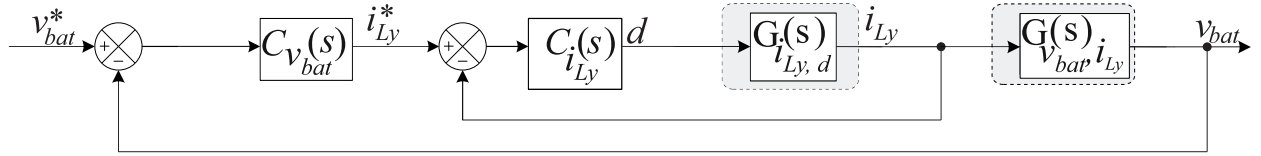
No que se refere aos sistemas de controle empregados para controlar as variáveis do inversor, como a tensão e corrente no indutor de saída para a bateria, optou-se pelo uso de controladores PI que têm uma estrutura simples e que viabilizam o rastreamento da saída a ser controlada. O PI é uma técnica de controle bem detalhada e conhecida na literatura, tendo diversas aplicações (Ogata, 2010). O controlador PI é comumente aplicado para rastrear sinais estacionários ou que variam lentamente no tempo e caso seja utilizado para rastrear sinais senoidais ou periódicos, como a corrente de saída em um inversor, gera erros em regime permanente que podem ser explicados pelo princípio do modelo interno (Moudgalya, 2007). Os controladores PI são susceptíveis a variações paramétricas e apresentam rastreamento insatisfatório de referências com espectro harmônico múltiplo da componente fundamental, limitações para compensar harmônicos devido à sua largura de banda limitada. Além disso, o uso do controlador PI no controle da corrente associada a um sinal de *feedforward* de tensão, reduz o erro e o distúrbio, mas não o eliminam (Becker, 2017).

O controlador PI, que é um caso particular do PID, é um controle proporcional e integral que, adicionando um zero inverso no ciclo de ganhos, eleva o ganho em baixa frequência. Como resultado, a saída é melhor regulada em CC e em frequências abaixo da frequência de corte. A ação de controle do controlador do PI é dada por (3.122) e nela o zero do PI é alocado uma década abaixo da frequência de comutação do conversor (Erickson; Maksimovic, 2001).

3.7.1 Controlador de carga da bateria

O controle de carga da bateria é realizado por meio de um sistema de controle multimas mostrados na Figura 46.

Figura 46 – Controlador PI multimalhas de tensão e corrente para a bateria.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O controlador PI para a malha interna de corrente deve ser bem mais rápido que o controle externo, assim desenvolveu-se o controlador PI para a bateria (3.123) aplicado na planta de corrente da bateria. A frequência angular de cruzamento do controlador de corrente foi ajustada para um décimo da frequência de comutação, ou seja, para 3402,84 rad/s, conforme pode ser visto na Figura 47; já a frequência do zero do PI para a referida malha foi ajustada em 1/10 da frequência de cruzamento, ou seja, em 340,284 rad/s. A frequência de cruzamento é a frequência de interesse quando se projeta um controlador realimentado, sendo a frequência para a qual o ganho é unitário; já a frequência de cruzamento do zero do PI é a frequência onde a fase do sistema inverte a polaridade e a magnitude do ganho do filtro começa a diminuir.

$$C_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (3.122)$$

$$C_{i_{Ly},d}(s) = 0,1972 + \frac{3,098}{s} \quad (3.123)$$

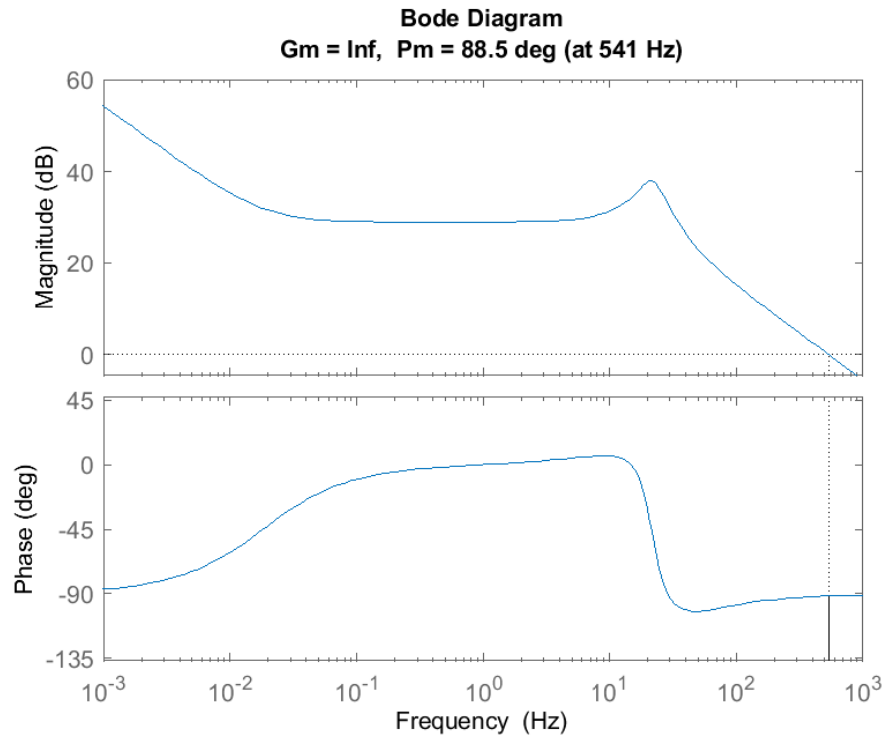
A planta de tensão da malha secundária $G_{v_{bat},i_{Ly}}$ é a razão entre a planta de G_{33} e a planta G_{13} , sendo utilizada a função *minreal* do Matlab[®] para cancelar pares de zeros e polos que estão praticamente sobrepostos, devido a aproximações numéricas. Assim, pode-se obter a equação resultante (3.124), na qual entra corrente e sai tensão.

$$G_{v_{bat},i_{Ly}}(s) = \frac{3,636 \cdot 10^7}{s + 7,273 \cdot 10^8} \quad (3.124)$$

O controlador PI aplicado na malha externa de tensão é mais lento que a malha interna para o adequado funcionamento do controle, conforme mostrado em (3.125). A frequência de cruzamento foi devidamente ajustada especificamente para 0,01124 rad/s de modo que esse controlador externo seja mais lento que o interno e se comporte da maneira esperada, conforme pode ser visto na Figura 48, já a frequência do zero do PI foi ajustada para 0,001124 rad/s.

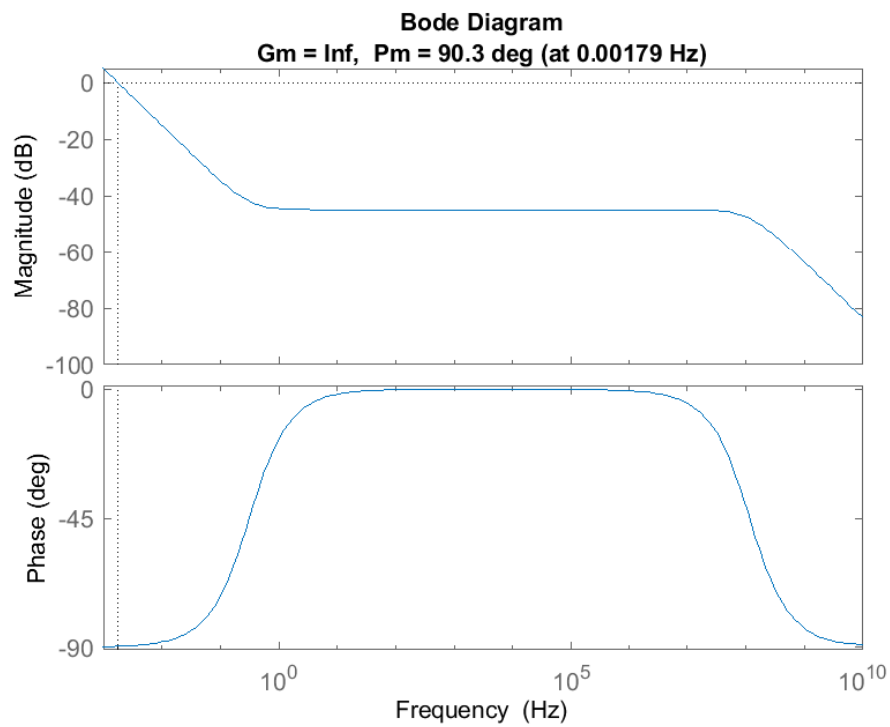
$$C_{v_{bat},i_{Ly}}(s) = 0,5049 + \frac{8,459}{s} \quad (3.125)$$

Figura 47 – Diagrama de Bode para controle da corrente no indutor de interface com a bateria.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 48 – Diagrama de Bode para controle da tensão na bateria em função da corrente no indutor de interface com a bateria.

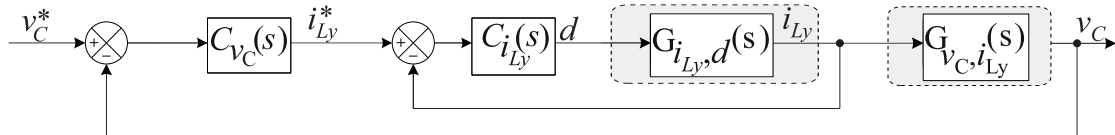


Fonte: Elaborado pelo autor.

3.7.2 Controlador do barramento CC através da bateria

Baseado na definição do controlador PI e em conceitos de controle multimalhas, determinou-se a estrutura do controlador PI para controle da corrente e para controle da tensão no barramento do conversor, conforme mostrado na Figura 49 e partindo da ideia que a corrente que circula pelo barramento CC é a corrente i_{Ly} da bateria, pois é ela quem controla o barramento.

Figura 49 – Controle cascata para o barramento CC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Assim, desenvolveu-se o controlador PI para o barramento (3.126) aplicado na planta de corrente da bateria.

$$C_{i_{Ly},d}(s) = 0,0426 + \frac{6,692}{s} \quad (3.126)$$

O controlador PI aplicado na malha externa de tensão é mais lento que a malha interna para o adequado funcionamento do controle, conforme mostrado em (3.127).

$$C_{V_C,i_{Ly}}(s) = 0,1162 + \frac{1,826}{s} \quad (3.127)$$

O diagrama de Bode para a malha interna está indicado na Figura 50 e apresenta frequência angular de cruzamento de 12566,37 rad/s e frequência angular do zero do PI em 1256,63 rad/s; coincidindo com o critério de projeto segundo o qual a frequência de cruzamento do controlador deve estar a um décimo da frequência de comutação do conversor e a frequência do zero do PI deve estar a um décimo da frequência de cruzamento.

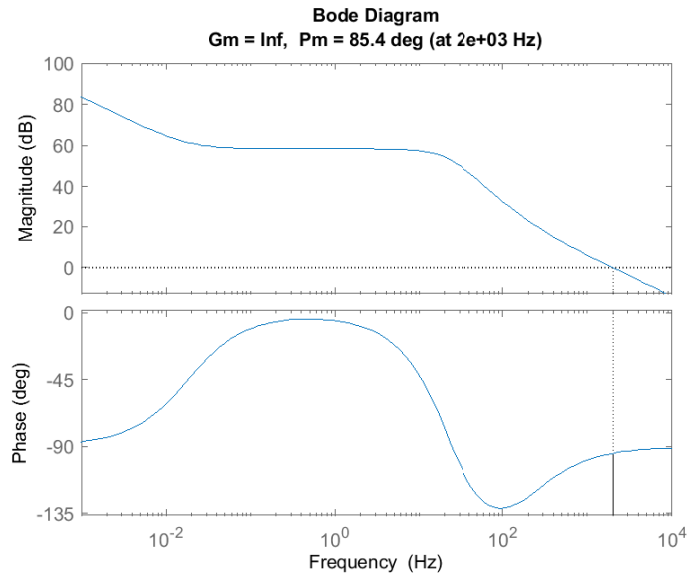
O diagrama de Bode para a malha externa está indicado na Figura 51 em que a frequência angular de cruzamento é de 502,65 rad/s e a frequência angular do zero do PI é de 50,26 rad/s, sendo que tais valores coincidem com o critério de projeto, onde a frequência de cruzamento da malha externa foi escolhida como 1/25 da frequência de cruzamento da malha interna e onde a frequência do zero do PI da malha externa deve ser um décimo da frequência de cruzamento da malha externa.

A planta de tensão da malha secundária é a razão entre a planta de $-G_{23}$ e a planta G_{13} , sendo que o sinal de negativo deve-se ao fato de que quando a bateria controla o barramento a corrente flui da bateria para o barramento e em (3.82) o sentido adotado como positivo, para a corrente, é do barramento CC para a bateria. Ao calcular a razão entre as plantas é utilizada a função *minreal* do Matlab[®] para cancelar pares de zeros e polos que estão praticamente

sobrepostos, devido a aproximações numéricas. Assim, pode obter-se a equação resultante (3.128), na qual entra corrente e sai tensão.

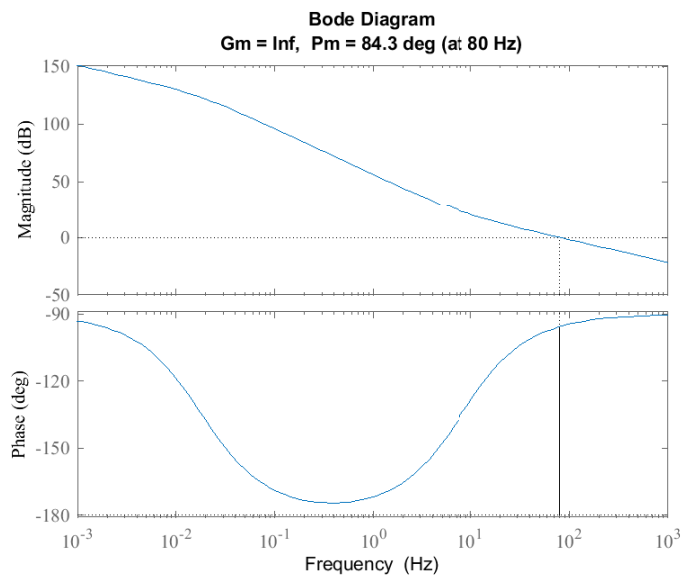
$$G_{v_C, i_{L_y}}(s) = \frac{330,2s + 2,402 \cdot 10^{11}}{s^2 + 7,273 \cdot 10^8 s + 8,324 \cdot 10^7} \quad (3.128)$$

Figura 50 – Diagrama de Bode para controle da corrente do indutor I_{L_y} em malha fechada.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 51 – Diagrama de Bode para controle da tensão do barramento v_C em malha fechada.

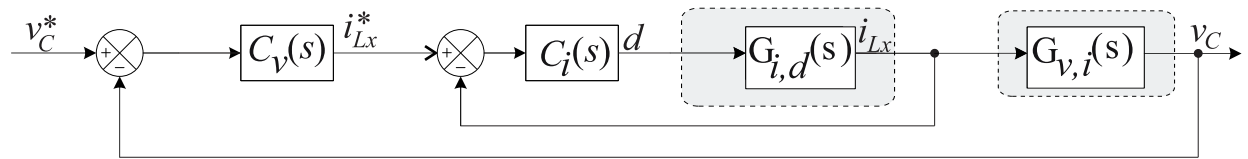


Fonte: Elaborado pelo autor.

3.7.3 Controlador do barramento CC pelo sistema fotovoltaico

Baseado na definição do controlador PI e em conceitos de controle multimalhas, determinou-se a estrutura do controlador PI para controle da corrente e para controle da tensão no barramento CC do inversor utilizando o sistema fotovoltaico composto por 9 placas de 65 W. Na Figura 52 pode ser vista a estrutura de blocos do controle a ser projetado, considerando que a corrente drenada do sistema fotovoltaico é a mesma drenada pela bateria, ou seja, $i_{Lx} = i_{Ly}$, conforme mostrado na Figura 44.

Figura 52 – Controle cascata para o barramento CC via sistema fotovoltaico.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O controlador PI para a malha interna de corrente deve ser bem mais rápido que o controle externo, assim desenvolveu-se o controlador PI para o barramento (3.129) aplicado na planta de corrente do sistema fotovoltaico.

$$C_{i,d}(s) = 0,0426 + \frac{6,692}{s} \quad (3.129)$$

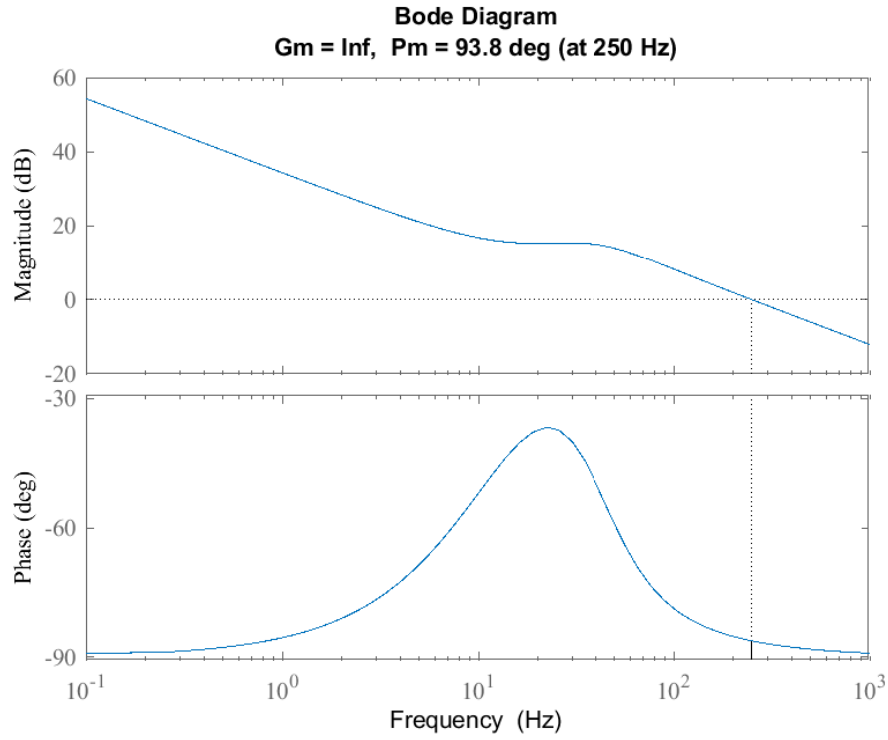
O controlador PI aplicado na malha externa de tensão é mais lento que a malha interna para o adequado funcionamento do controle, conforme mostrado em (3.130).

$$C_{v,i_{Lx}}(s) = 0,1145 + \frac{0,2248}{s} \quad (3.130)$$

O diagrama de Bode para a malha interna está indicado na Figura 53 e apresenta frequência angular de cruzamento de 1570,79 rad/s e frequência angular do zero do PI em 157,079 rad/s; coincidindo com o critério de projeto segundo o qual a frequência de cruzamento do controlador deve estar a um décimo da frequência de comutação do conversor e a frequência do zero do PI deve estar a um décimo da frequência de cruzamento.

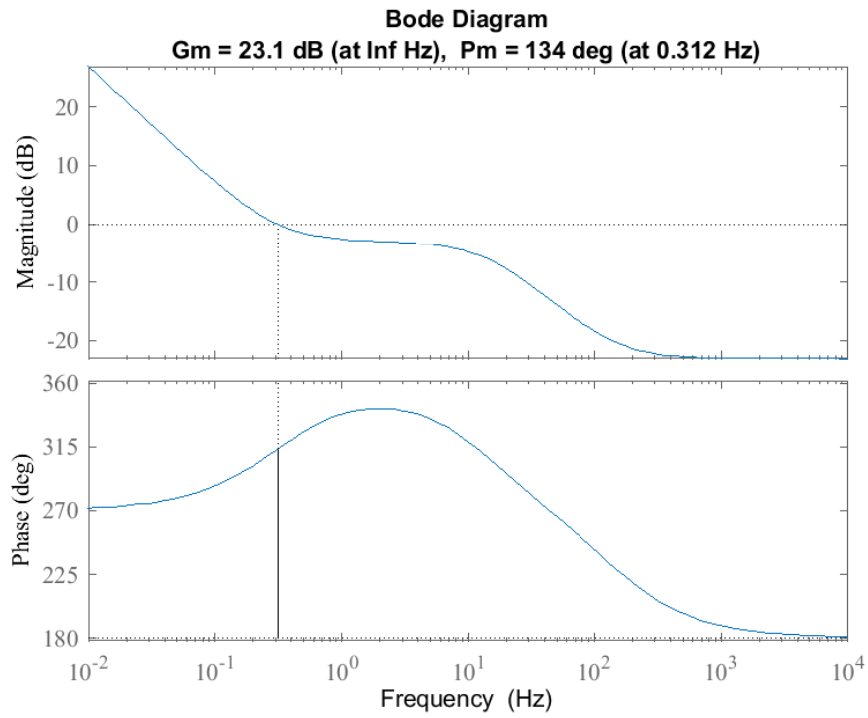
O diagrama de Bode para a malha externa está indicado na Figura 54 em que a frequência angular de cruzamento é de 1,963 rad/s e a frequência angular do zero do PI é de 0,1963 rad/s, sendo que tais valores coincidem com o critério de projeto, onde a frequência de cruzamento da malha externa foi escolhida como 1/800 da frequência de cruzamento da malha interna e onde a frequência do zero do PI da malha externa deve ser um décimo da frequência de cruzamento da malha externa.

Figura 53 – Diagrama de Bode para controle da corrente do barramento CC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 54 – Diagrama de Bode para controle da tensão do barramento CC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

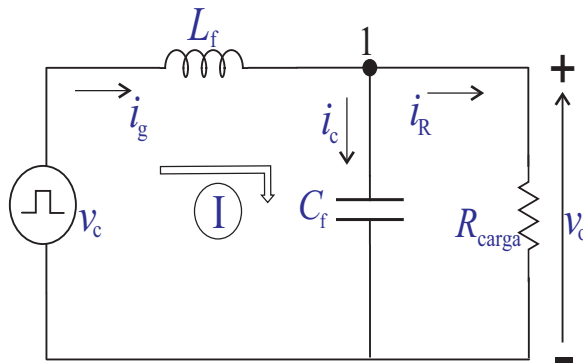
A planta de tensão da malha secundária é a razão entre a planta de G_{22} e a planta G_{12} , sendo utilizada a função *minreal* do Matlab[®] para cancelar pares de zeros e polos, podendo assim obter-se a equação resultante (3.131), na qual entra corrente e sai tensão.

$$G_{v,i(s)} = \frac{-0,6098s + 543,6}{s + 87,97} \quad (3.131)$$

3.7.4 Controlador Proporcional Ressonante

A planta de tensão na carga conectada na saída do inversor, pode ser desenvolvida aplicando as leis de Kirchhoff ao circuito da Figura 55, no qual v_c é a tensão PWM dada pelo produto do índice de modulação CA pela tensão no barramento.

Figura 55 – Circuito da carga do inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff na malha I do circuito da Figura 55, chega-se em (3.133).

$$-v_c + v_L + v_o = 0 \quad (3.132)$$

$$-v_c + L_f \frac{di_g}{dt} + v_o = 0 \quad (3.133)$$

Aplicando a lei das correntes de Kirchhoff no nó I do circuito da Figura 55, chega-se em (3.134).

$$i_g = i_R + i_C \quad (3.134)$$

Substituindo (3.134) em (3.133), levando em consideração que $v_c = v_o$ se chega na expressão (3.136).

$$-v_c + L_f \frac{d(i_R + i_C)}{dt} + v_o = 0 \quad (3.135)$$

$$-v_c + \frac{L_f dv_o}{Rdt} + L_f C_f \frac{d^2 v_o}{dt} + v_o = 0 \quad (3.136)$$

Aplicando Laplace em (3.136) e dividindo ambos os lados da equação resultante por $L_f C_f$, além de considerar que $v_c = m \cdot V_C$, chega-se em (3.137).

$$-v_c + \frac{L_f}{R} s v_o + L_f C_f s^2 v_o + v_o = 0 \quad (3.137)$$

$$\frac{m \cdot V_C}{L_f C_f} = v_o \left(\frac{s}{R C_f} + s^2 + \frac{1}{L_f C_f} \right) \quad (3.138)$$

A planta de tensão na carga $G_{v_o, m}$ é dada pela razão entre a tensão na saída e a razão cíclica CA e representada pela expressão (3.139). Vale mencionar que o resistor R que representa a carga CA é calculado pela razão entre o quadrado da tensão de saída sobre a potência do conversor (Hauke, 2011)

$$G_{v_o, m} = \frac{\frac{V_C}{L_f C_f}}{s^2 + \frac{s}{R C_f} + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (3.139)$$

Para controle da carga ligada na saída do inversor é proposto um controlador proporcional ressonante (PR) de tensão em conjunto com um avanço de fase, sendo que o controlador PR tem um bom desempenho no que se refere ao rastreamento de referências e rejeição de distúrbios se os modelos das referências e distúrbios estiverem inclusos na malha de controle realimentada. Caso sejam incluídas cargas lineares na saída do inversor, haverá um distúrbio na frequência fundamental e o uso de controlador ressonante com polos complexos sintonizados nesta frequência garantirá que as referências sejam corretamente rastreadas. Para cargas não lineares é preciso adicionar diversos controladores sintonizados nas múltiplas frequências harmônicas para garantir rejeição ao distúrbio e no caso em estudo foi colocada apenas a frequência de 60 Hz, que iria gerar tensão de saída distorcida para carga não linear. O controlador ressonante pode ser representado por (3.140) (Cocco, 2021).

$$C_{PR}(s) = k_{PR} \frac{s^2 + 2\xi_z \omega_z s + \omega_z^2}{s^2 + 2\xi_p \omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.140)$$

Na equação acima ω_n é a frequência de ressonância dos polos, ω_z é a frequência dos zeros do controlador, ξ_p e ξ_z são os coeficientes de amortecimento do polo e do zero, respectivamente; já k_{PR} é o ganho ressonante. A depender dos valores de ξ_p e ξ_z o controlador PR alcança ganho infinito próximo à frequência de ressonância.

O emprego de controladores por avanço ou atraso de fase serve para melhorar este desempenho transitório e remodelar o lugar das raízes de maneira a se obter polos dominantes em malha fechada, de acordo com critérios de projeto. A equação (3.141) apresenta o controlador de avanço de fase usado na melhoria das características transitórias do PR original, onde ω_{fz} e ω_{fp} são a localização do zero e do polo do compensador, respectivamente (Erickson; Maksimovic, 2001; Cocco, 2021)

$$C_{af}(s) = k_p \frac{(s + \omega_{fz})}{(s + \omega_{fp})} \quad (3.141)$$

Visando alcançar uma defasagem máxima com o compensador de fase, a média geométrica das frequências do polo e do zero devem coincidir com a frequência de cruzamento com a magnitude por 0 dB (f_o) desejada (Erickson; Maksimovic, 2001). Assim, procura-se obter a frequência de localização do zero (f_z) e do polo (f_p), através de (3.142) e (3.143), onde o θ tem relação com o avanço de fase introduzido pelo controlador para atingir a margem de fase desejada.

$$f_z = f_o \sqrt{\frac{1 - \text{sen}(\theta)}{1 + \text{sen}(\theta)}} \quad (3.142)$$

$$f_p = f_o \sqrt{\frac{1 + \text{sen}(\theta)}{1 - \text{sen}(\theta)}} \quad (3.143)$$

Baseando-se em (3.142), (3.143) e (3.140), foi elaborado o controlador PR em avanço de fase indicado na Figura 3.145 e para o qual é usada a equação indicada em (3.144).

$$C_{PR}(s) = C_{PR}(s) \cdot C_{af}(s) \quad (3.144)$$

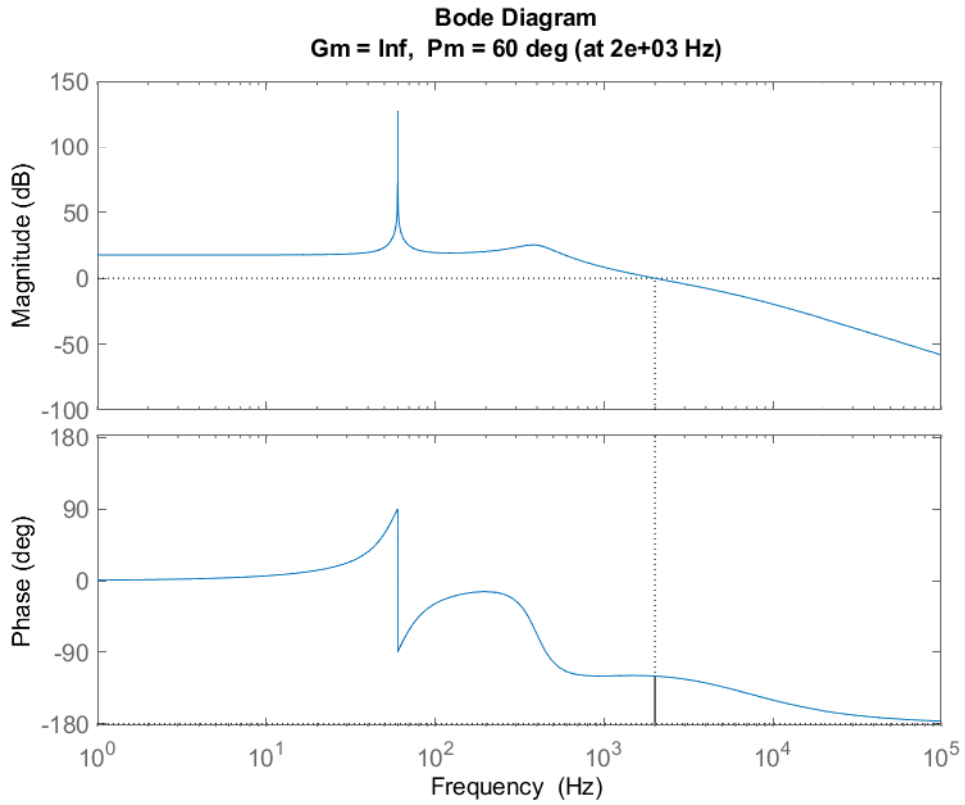
O controlador PR final, indicado em (3.145), é elaborado após a aplicação do avanço de fase e assumindo que a frequência do zero do controlador é igual à frequência de ressonância, que o $\xi_p = 10^{-6}$, $\xi_z = 0,3$ e $k_{PR} = 1$, sendo que o valor inicial unitário de k_p é corrigido de tal forma que a frequência do zero do controlador fique a um décimo da frequência de comutação do conversor e com a aplicação do avanço de fase.

$$C_{PR}(s) = \frac{0,4118s^3 + 1474s^2 + 3,708 \cdot 10^5 s + 1,962 \cdot 10^8}{s^3 + 4,709 \cdot 10^4 s^2 + 1,422 \cdot 10^5 s + 6,693 \cdot 10^9} \quad (3.145)$$

O diagrama de Bode da planta com controlador PR em avanço, é projetado para a margem de fase ser de 60° e a frequência do zero do controlador ser de um décimo do valor da frequência de comutação do conversor, o que resulta em aproximadamente $1,26 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$, conforme indicado na Figura 56.

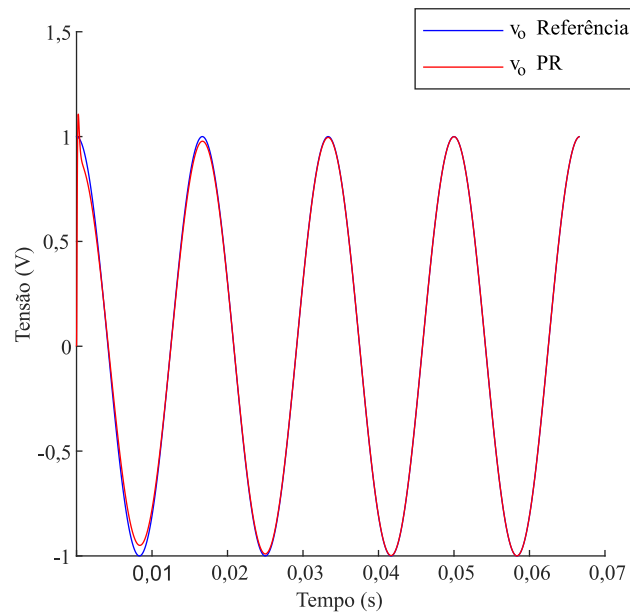
A Figura 57 mostra a resposta do controlador projetado para a carga conectada na saída CA durante 4 ciclos de uma função cossenoidal de amplitude unitária e utilizada como referência para análise da ressonância na saída.

Figura 56 – Diagrama de Bode do controlador PR da carga.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 57 – Resposta de tensão do controlador PR.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.7.5 Controladores em cascata e método de discretização de controladores

O sistema de controle em cascata é composto por uma malha interna e por uma malha externa, sendo que funciona corretamente quando a malha interna tem uma resposta bem mais rápida que a malha externa (Santos, 2014; Seborg et al., 2016). O controle cascata utiliza a medição de dois pontos do processo e usa dois controladores convencionais por realimentação em sequência, sendo uma malha interna e outra externa. O controlador externo, utiliza o ponto secundário de medição, e melhora significativamente a resposta dinâmica do sistema aos distúrbios, através do reconhecimento da perturbação antes da variável de controle ser afetada, mesmo que não seja necessário medir o distúrbio. O controle cascata é bastante útil quando distúrbios estão associados à variável de controle ou quando a variável a ser controlada apresenta comportamento não linear (Santos, 2014; Seborg et al., 2016). Na estrutura da malha de controle cascata o sinal de saída do controlador da malha interna é utilizado como *setpoint* para o controlador da malha externa (Santos, 2014; Seborg et al., 2016).

A discretização de controladores é um processo que consiste na conversão de um controlador analógico em um controlador digital. O processo é feito através da amostragem do sinal de entrada e da aplicação de algoritmos de processamento de sinais digitais para calcular a saída do controlador. A discretização permite a implementação de controladores em sistemas digitais, o que é útil em aplicações em que a resposta em tempo real é importante ou em sistemas controlados por computadores (Keiel, 2017; Conceição; Beccaro; Justo, 2020; Soares, 1996).

O tempo de amostragem T_s é uma consideração importante na discretização de controladores, sendo que o mesmo deve ser escolhido de maneira apropriada para garantir que as características do controlador sejam preservadas. Se o tempo de amostragem for muito baixo, a resposta do sistema pode ser imprecisa, e se a taxa de amostragem for muito alta, o sistema pode ser sobrecarregado com o processamento de dados. Existem vários métodos de discretização que podem ser utilizados, entre eles o método de Euler para trás, Euler para frente e o método de Tustin (Keiel, 2017).

Ao longo da dissertação é utilizado o método *Backward* Euler para a discretização dos controladores projetados. No entanto, em termos de comparação com outros métodos, o método de Euler é um método simples e fácil de implementar, onde a equação diferencial contínua é aproximada por um retângulo com base no valor da função no tempo anterior; já o método de Tustin é mais preciso que o método de Euler, ele utiliza uma transformada bilinear, ou aproximação trapezoidal, para aproximar a equação diferencial contínua pela soma dos trapézios elementares formados entre instantes de interesse. Ambos os métodos são comumente utilizados na implementação de controladores em sistemas discretos, mas o método de Tustin é mais adequado para aplicações críticas, pois oferece uma melhor estabilidade e desempenho (Conceição; Beccaro; Justo, 2020).

O método de Tustin é bastante preciso para intervalos de tempo em geral, no entanto, para pequenos valores, pode-se tornar instável gerando comportamento oscilatório, sendo que quando o intervalo de tempo é pequeno ou zero, é preferível aplicar o método de Euler para trás (Conceição; Beccaro; Justo, 2020). Os métodos de Discretização de Euler para trás, Euler para frente e de Tustin, estão expressos em função do tempo de amostragem T_s nas equações (3.146), (3.147) e (3.148), respectivamente.

$$z = s \cdot T_s + 1 \quad (3.146)$$

$$z = \frac{1}{1 - T_s \cdot s} \quad (3.147)$$

$$z = \frac{(T_s/2) + s}{(T_s/2) - s} \quad (3.148)$$

O método de Tustin requer mais cálculos e é mais complexo de implementar do que o método de Backward Euler e do método de *Forward* Euler, sendo que o método para trás é simples de implementar, mas devido ao seu baixo desempenho, pode acabar transformando um sistema contínuo estável em um sistema discreto instável. No método de Euler para frente, existe maior estabilidade após discretizar a função contínua (Soares, 1996).

Assim, ao descrever os controladores PI em linguagem C foi realizada a discretização em malha aberta através do método de Euler para trás. O ganho do controlador PI, seja de tensão ou corrente, é dado por (3.149).

$$G_{PI}(s) = \frac{K(s + z_0)}{s} \quad (3.149)$$

$$\frac{u(s)}{e(s)} = \frac{K(s + z_0)}{s} \cdot \frac{x}{x} \quad (3.150)$$

Através de manipulação matemática de (3.150) é possível obter (3.151).

$$\begin{cases} \dot{x} = e(s) \\ u_s = K \cdot z_0 \cdot x + K \cdot e(s) \end{cases} \quad (3.151)$$

A partir de (3.151) é aplicado método de Euler para discretização do controlador em malha aberta, sendo o erro definido por (3.152) e a partir desta pode ser reescrita a equação de espaço de estados discretizada do controlador PI, conforme (3.153), onde $u_{PI}(k)$ representa a saída do controlador ou sua ação de controle.

$$e(k) = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (3.152)$$

$$\begin{cases} x(k+1) = x(k) + e(k) \cdot T_s \\ u_{PI}(k) = k_I \cdot \dot{x} + k_P \cdot e(k) \end{cases} \quad (3.153)$$

3.8 Método de rastreamento do ponto de máxima potência

Visando rastrear a máxima potência possível de ser gerada pelos módulos fotovoltaicos, cuja saída é não linear e muda conforme a temperatura e radiação solar, é de suma importância a existência de um algoritmo de MPPT que possibilite a geração de uma curva de potência para cada painel, dando ao inversor a capacidade de atuar como uma impedância variável nos terminais do sistema PV. Através da variável tensão de saída do MPPT, relacionada com a razão cíclica, $V_{outmppt}$ tem-se influência na tensão de modo comum da modulação geométrica (Cocco, 2021).

Os dois principais métodos MPPT utilizados podem ser classificados em Perturba & Observa (P&O) e condutância incremental. A técnica de rastreamento de máxima potência denominada de condutância incremental, quando comparada ao algoritmo P&O, consegue relacionar a mudança na potência do painel fotovoltaico com a mudança rápida nas condições atmosféricas, como irradiância; ou seja, o algoritmo P&O não pode comparar a tensão terminal do *array* com a tensão atual do MPPT (Hussein et al., 1995).

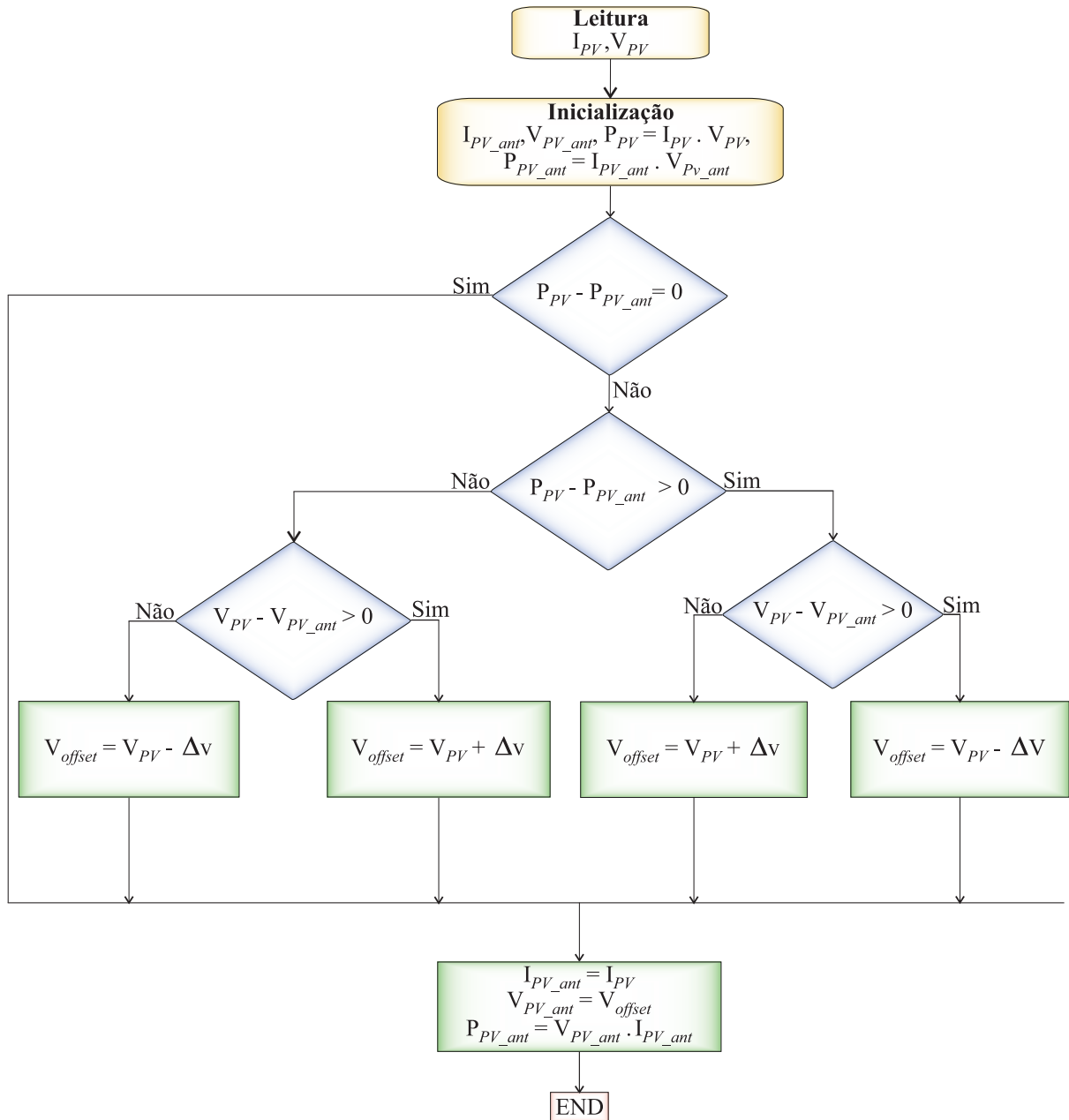
O método P&O de MPPT que foi utilizado nessa dissertação é o mais simples dos métodos de rastreamento, pois pode ser facilmente implementado em matriz de portas programáveis em campo, FPGAs, ou em outros dispositivos com menor capacidade de processamento, consequentemente mais baratos. Além disso, o método não depende das características do painel fotovoltaico e o algoritmo perturba e observa fica monitorando a variação da potência do painel em função da tensão, sendo que quando essa relação é maior do que zero, o algoritmo perturba a tensão do PV na mesma direção para fazer com que o ponto de operação se mova em direção ao ponto de máxima potência (Mastromauro; Liserre; Dell'Aquila, 2012; Subudhi; Pradhan, 2013).

Quando o algoritmo P&O detecta que a variação de potência em relação à tensão é menor do que zero, a técnica do MPPT inverte a direção da perturbação e acaba se afastando do ponto de máxima potência. Dentre as desvantagens do método perturba e observa, têm-se oscilações em torno do MPPT e a tendência em não rastrear o ponto de máxima potência quando ocorrem variações rápidas do nível de irradiância atmosférica, tornando essa estratégia de MPPT mais lenta que as demais devido ao fato de ter que corrigir a tensão do sistema (Mastromauro; Liserre; Dell'Aquila, 2012; Subudhi; Pradhan, 2013). Na Figura 58 pode ser visualizado o fluxograma da estratégia P&O.

O rastreamento do ponto de máxima potência gerada pelos módulos fotovoltaicos foi realizado utilizando o algoritmo MPPT do tipo P&O, onde o algoritmo atua sobre a variável tensão da associação dos módulos V_{PV} mediante incrementos V_{offset} que fazem com que a tensão extraída dos módulos sempre tenda a ficar no entorno do ponto de máxima potência, seja pela esquerda ou pela direita desse ponto. As etapas de funcionamento do algoritmo são mostradas na Figura 58, sendo que a variável i_{PV} presente no algoritmo serve apenas para calcular a potência

extraída do sistema fotovoltaico para cada valor de tensão atualizado por meio de V_{offset} . No projeto do circuito indicado na Figura 59, o capacitor C_x presente em paralelo com o sistema fotovoltaico serve para eliminar a dependência de estados entre a corrente do lado dos módulos e a corrente que percorre o indutor L_x , sendo o capacitor dimensionado em $100 \mu F$ para que a tensão extraída do sistema de módulos fique próxima à máxima tensão de 52,8 V.

Figura 58 – Exemplo de método de rastreamento do ponto de máxima potência P&O.



Fonte: Adaptado de Mastromauro, Liserre e Dell’Aquila (2012).

3.9 Esforços de corrente nos componentes do circuito

Tendo realizado o projeto do conversor e dos modos de operação do mesmo, bem como do algoritmo de operação dos modos, é possível elaborar a Tabela 4 em que são mostrados os esforços de corrente em diodos e IGBTs, onde I_{Lf} é a corrente na saída CA e I_{D1} e I_{D2} são as correntes que fluem pelos diodos, já as outras correntes derivadas se referem a corrente que flui pelo diodo em anti-paralelo aos IGBTs. A corrente I_{Ly}^* se refere a corrente que pode fluir do conversor para a bateria ou fluir em sentido contrário, sendo que o sentido é matematicamente determinado pela função $\text{sign}()$ do Matlab[®] e que auxilia na escolha de λ_1 e λ_2 , conforme (3.154) e (3.155), referenciados na Tabela 4

Tabela 4 – Estresse de corrente média nos semicondutores da topologia proposta.

Corrente média	Expressão
$I_{S1}, I_{S3}, I_{D1}, I_{D2}$	I_{Lf}
I_{DS1}	$I_{Lf} + \frac{I_{Lx}}{2}$
I_{S2}, I_{DS2}	$I_{Lf} + I_{Lx}$
I_{DS3}	$I_{Lf} + \frac{I_{Lx}}{2} + I_{Ly}$
I_{S4}, I_{DS5}	$I_{Lf} + I_{Lx} + \lambda_1 * I_{Ly}^*$
I_{DS4}, I_{S5}	$I_{Lf} + I_{Lx} + \lambda_2 * I_{Ly}^*$

Fonte: Elaborado pelo autor.

No que se refere a operação do conversor e à Tabela 4, a definição dos esforços de corrente é feita de maneira análoga a (Odaguiri; Júnior; Batschauer, 2016; Ayres et al., 2018). A operação do conversor pode ser expressa pelas relações de λ_1 para operação no modo *Buck*, Equação (3.154) e λ_2 no modo *Boost*, Equação (3.155), definidas com base na função sinal que define o sentido da corrente no indutor I_{L3} .

Sendo λ_1 :

$$\begin{cases} \lambda_1 = \frac{1 - \text{sign}(I_{Ly}^*)}{2} = 0, & \text{sign}(I_{Ly}^*) = 1 \\ \lambda_1 = \frac{1 - \text{sign}(I_{Ly}^*)}{2} = 1, & \text{sign}(I_{Ly}^*) = -1 \end{cases} \quad (3.154)$$

Sendo λ_2 :

$$\begin{cases} \lambda_2 = \frac{1 + \text{sign}(I_{Ly}^*)}{2} = 1, & \text{sign}(I_{Ly}^*) = 1 \\ \lambda_2 = \frac{1 + \text{sign}(I_{Ly}^*)}{2} = 0, & \text{sign}(I_{Ly}^*) = -1 \end{cases} \quad (3.155)$$

4 RESULTADOS E SIMULAÇÕES

Na Tabela 5 são mostrados os parâmetros resumidos de todos os controladores projetados e sobre o avanço de fase, vale mencionar que visando alcançar uma defasagem máxima com o compensador de fase, a média geométrica das frequências do polo e do zero devem coincidir com a frequência de cruzamento com a magnitude por 0 dB desejada (Erickson; Maksimovic, 2001). Vale mencionar que os controladores de tensão e de corrente utilizados na simulação no software PLECS[®], foram desenvolvidos utilizando código implementado em software Matlab[®] e análises na ferramenta Simulink para verificar resposta ao degrau, margem de ganho e de fase. Na Tabela 5 é considerado que a corrente do barramento CC é igual a corrente i_{Ly} , pois a bateria controla o barramento CC em alguns modos de operação do conversor.

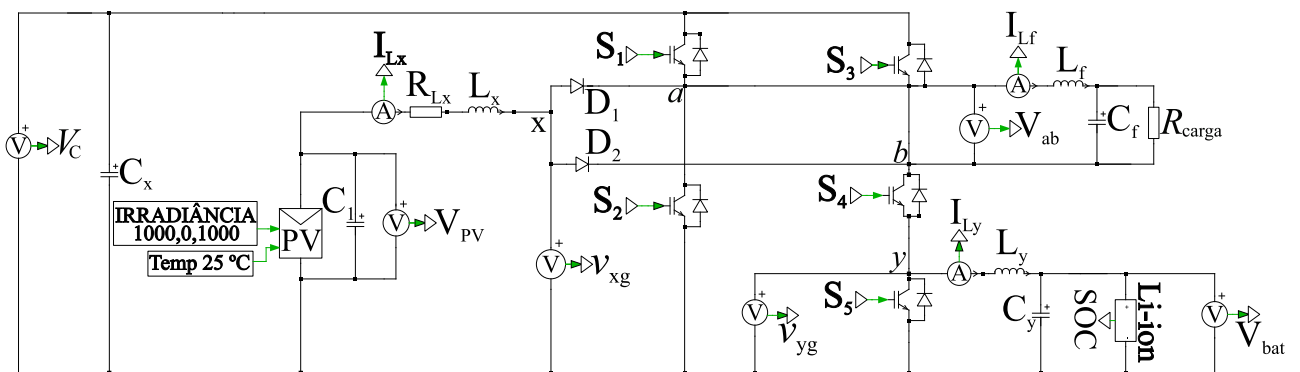
Tabela 5 – Parâmetros dos controladores desenvolvidos.

Parâmetros	Valores
Frequência angular da rede - ω_z	377 rad/s
z_{AF}	3353,2
p_{AF}	47094
$K_P - C_{v_{bat}, i_{Ly}}$	0,5049
$K_I - C_{v_{bat}, i_{Ly}}$	8,459
$K_P - C_{i_{Ly}, d}$	0,1972
$K_I - C_{i_{Ly}, d}$	3,098
Frequência de cruzamento do $C_{i_{Ly}, d}$	3402,84 rad/s
Frequência do zero do PI do $C_{i_{Ly}, d}$	340,284 rad/s
Frequência de cruzamento - $C_{v_{bat}, i_{Ly}}$	0,01124 rad/s
Frequência do zero do PI - $C_{v_{bat}, i_{Ly}}$	0,001124 rad/s
$K_P - C_{v_C, i_{Ly}}$	0,1162
$K_I - C_{v_C, i_{Ly}}$	1,826
$K_P - C_{i_{Ly}, d}$	0,0426
$K_I - C_{i_{Ly}, d}$	6,692
Frequência de cruzamento do $C_{i_{Ly}, d}$	1256,63 rad/s
Frequência do zero do PI do $C_{i_{Ly}, d}$	125,663 rad/s
Frequência de cruzamento - $C_{v_C, i_{Ly}}$	502,65 rad/s
Frequência do zero do PI - $C_{v_C, i_{Ly}}$	50,265 rad/s
$K_P - C_{i, d}$	0,0426
$K_I - C_{i, d}$	6,692
$K_P - C_{v, i_{Lx}}$	0,1145
$K_I - C_{v, i_{Lx}}$	0,2248
Frequência de cruzamento do $C_{i, d}$	1570,79 rad/s
Frequência do zero do PI do $C_{i, d}$	157,079 rad/s
Frequência de cruzamento - $C_{v, i_{Lx}}$	1,963 rad/s
Frequência do zero do PI - $C_{v, i_{Lx}}$	0,1963 rad/s
Margem de fase do avanço - PR	60 °
Frequência do zero - PR	$1,26 \cdot 10^4$ rad/s

Fonte: Elaborado pelo autor.

O circuito para simulações, elaborado no software PLECS[®], tem escopo principal mostrado na Figura 59, contendo respectivamente, o circuito esquemático do modelo de inversor proposto, além de a topologia simulada ser a mostrada na Figura 28. Além disso, é considerado que a resistência interna do indutor equivale a um valor comercialmente disponível de 0,5 Ω, em virtude do fato de que uma baixa resistência interna tende a aumentar o ganho do conversor (Hauke, 2011).

Figura 59 – Circuito esquemático principal.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 6 – Dados para dimensionamento e simulação do circuito do conversor.

Parâmetros	Valores
Tensão eficaz na carga - v_o	77,64 V
Tensão de cada célula do banco de bateria - V_{bat}	3,2 V
Corrente máxima fornecida - I_{Ly}	40 A
Tensão de barramento CC do inversor - V_C	182,3 V
Indutância - L_x	4 mH
Indutância - L_y	1,875 mH
Indutância - L_f	4 mH
Capacitância do filtro de saída CA - C_f	30 μF
Capacitância do barramento CC - C_1	1 mF
Capacitância de interface com bateria - C_y	27 μF
Capacitância em paralelo com os painéis - C_x	47 μF
Frequência de chaveamento - f_s	20 kHz
Frequência de saída - f	60 Hz
Quantidade de baterias no banco	736
Capacidade do banco de baterias	460 Ah
Tensão de flutuação do banco de baterias - V_{flu}	25,6 V
Tensão nominal banco de baterias - V_{nom}	29,2 V
Tensão de corte do banco de baterias - V_{corte}	20 V

Fonte: Elaborado pelo autor.

O dimensionamento dos componentes elétricos do circuito da Figura 59 levou em consideração os dados exibidos na Tabela 6 e levam em consideração as nomenclaturas utilizadas na Figura 59. Na Tabela 6, a tensão eficaz da saída não é 110 V devido ao baixo ganho do estágio Boost de interface entre o sistema fotovoltaico e o barramento, sendo que foi optado para deixar o aprimoramento dessa tensão para trabalhos futuros e na dissertação desenvolvida foi usado o valor alcançado de 77,64 V para o qual o conversor opera com estabilidade e sem sobremodulação e sem grande desequilíbrio na tensão do barramento CC.

Os parâmetros de dimensionamento do sistema fotovoltaico e do MPPT foram elaborados levando em consideração os dados da Tabela 7, sendo que os dados do sistema fotovoltaico foram obtidos a partir de ensaio dos painéis fotovoltaicos no software Plecs[®], onde primeiro se manteve a temperatura fixa e variou-se a irradiância de 1000 W/m² para 800 W/m² e depois de 800 W/m² para 1000 W/m², sendo fixada na sequência a irradiância e depois variada a temperatura para analisar o ponto de operação de máxima potência da associação de módulos fotovoltaicos.

Tabela 7 – Dados para dimensionamento e simulação do sistema fotovoltaico.

Parâmetros	Valores
Tensão de MPPT do sistema PV - V_{PV}	52,8 V
Corrente máxima de saída do sistema PV - i_{PV}	11,07 A
Potência MPPT do sistema PV - P_{PV}	585 W
Frequência de chaveamento - f_s	20 kHz
Frequência de atualização do MPPT - f_a	1000 Hz
Potência máxima de cada módulo PV BP365	65 W
Número total de módulos PV associados	9
Número de <i>strings</i>	3
Tensão de cada PV em circuito aberto	22,1 V
Tensão no ponto de máxima potência de cada módulo PV	17,6 V
Corrente no ponto de máxima potência de um módulo PV	3,69 A
Corrente de curto-circuito de um módulo PV	3,99 A

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.1 Dimensionamento do banco de baterias

O banco de baterias, com base nas informações do conversor e na demanda de potência da carga, foi dimensionado para o uso de baterias de $LiFePO_4$ e o seu dimensionamento pode ser feito considerando uma aplicação em que as cargas são utilizadas tanto no período diurno como noturno ou em dias nublados. Além disso, é considerado que os módulos fotovoltaicos podem estar carregando a bateria e, ao mesmo tempo, atendendo a demanda da carga. Vale ressaltar que o dimensionamento da bateria não engloba a carga total para manter todas as cargas de uma residência alimentadas pelo banco de baterias durante todo o período em que não há irradiância

suficiente para que a geração fotovoltaica abasteça as cargas, sendo que este dimensionamento serve apenas para testar o funcionamento da topologia de conversor proposto. A bateria adotada para o uso é do tipo $LiFePO_4$, sendo que a profundidade de descarga adotada é de 20 % da capacidade nominal, visando prolongar a vida útil da bateria, já a taxa de carga do banco de baterias deve ser de 20 % da capacidade nominal do banco e a taxa de descarga deve ser de 20 % da capacidade nominal da bateria, para não danificá-la, por sobreaquecimento (OptimumNano, 2015).

Para dimensionamento da bateria é considerada a Tabela 8 com cargas hipotéticas de uma residência, que estão ligadas na saída CA do inversor e é considerado que a bateria alimenta tais cargas durante todo o horário de uso em que não há geração fotovoltaica suficiente para atender a demanda das cargas, além de que o rendimento do inversor é de 90 % e o rendimento da bateria é de 90 %, sendo que o fator de correção para dimensionamento da bateria é dado pelo produto dos dois rendimentos, resultando em 81 % de fator de correção (F.C.) aplicado ao consumo de cada aparelho (E.C.) (Neuhaus, 2018).

Tabela 8 – Dados para dimensionamento do banco de baterias.

Equip.	Qtde	P. (W)	Uso (h/dia)	E. (Wh/dia)	F.C.	E. C. D (Wh/dia)
TV 21"	1	100	6	600	0,81	740,74
Computador	1	300	4	1200	0,81	1481,48
Lâmpadas LED	5	18	6	540	0,81	666,67
Total (ECD)						2888,88

Fonte: Elaborado pelo autor.

Considerando que o valor total de Energia Consumida por Dia (ECD) na Tabela 8 indica a energia requerida pelas cargas caso fosse respeitado o esquema de horas pré-estabelecido, mas caso se opte por um regime diferente de horas de autonomia da bateria, pode-se multiplicar ECD pela razão entre o número de horas proposto e o total de horas de um dia, resultando assim na energia requerida do banco de baterias durante todo o período em questão, que deve ser a energia que o banco de baterias é capaz de fornecer no período especificado. O banco de baterias do exemplo está exemplificado para uma autonomia de vinte e quatro horas e em tempo suficiente para partida e manutenção de carga da topologia de inversor proposta. Além disso, durante o dia os módulos fotovoltaicos podem carregar as baterias e tanto de dia como de noite as cargas utilizam a energia armazenada no banco de baterias, até o limite expresso pela tensão de corte. Pode-se determinar que a energia consumida (EC) no período de autonomia é dada por (4.1) (Neuhaus, 2018).

$$EC = ECD \cdot autonomia = 2888,88 \cdot \left(\frac{24}{24}\right) = 2888,88 Wh \quad (4.1)$$

A energia armazenada no banco de baterias (EA) é dada pela razão entre a energia consumida em vinte e quatro horas e a profundidade de descarga utilizada (PD) de 24,53 %,

conforme (4.2) (Buchmann, 2021d; Ahmed, 2016; OptimumNano, 2015).

$$EA = \frac{EC}{PD} = \frac{2888,88}{0,2453} = 11776 Wh \quad (4.2)$$

A capacidade do banco de baterias (CBB) é dada por (4.3), onde V_{banco} é a tensão do banco de baterias, dada pelo produto entre o número de baterias em série e a tensão no final da zona nominal de descarga de cada célula do banco de baterias, considerando o SOC de 100 % (Neuhaus, 2018; Ahmed, 2016).

$$CBB = \frac{EA}{V_{banco}} = \frac{11776}{3,2 \cdot 8} = 460 Ah \quad (4.3)$$

O número total de baterias é dado pela multiplicação entre o número de baterias arranjadas em paralelo (NBP) dentro do número de arranjos de baterias em série (NBS) de modo que a tensão do banco seja de 25,6 V e a capacidade do banco de baterias se mantenha em torno do valor indicado (4.3). Baseado no total de baterias, nas taxas de carga e de descarga, foi escolhida a bateria 32650-5Ah da OptimumNano, cujas especificações da bateria são mostradas no manual OptimumNano (2015). Cada bateria tem uma faixa de tensão de 3,2 V no fim da zona nominal de descarga, adotando-se uma taxa de (des)carga conservadora de 24,53 %, e uma tensão de 3,65V com 100 % de carga na bateria, além de ter 3,25 V no final da zona exponencial de descarga e de a tensão de corte para (des)carga ser de 2,5 V, sendo assim no banco formado a tensão de corte de 20 V define quando a bateria está totalmente descarregada.

No banco de baterias, o número de baterias em série é dado por (4.4) e o número de baterias em paralelo é dado por (4.5), sendo que nesta última equação é considerado que o banco se descarrega completamente em 1 hora e então é usada a capacidade, em Ah, de cada bateria original, de cerca de 5 Ah, para 1 hora de descarga completa (CBBU). Vale mencionar que na associação série de baterias a tensão equivalente do banco equivale a soma das tensões individuais das baterias, já na associação em paralelo, a lógica é inversa para a tensão do banco e a capacidade do banco em Ah é dada pela soma das capacidades individuais das baterias.

$$NBS = \frac{V_{banco}}{V_{bateria}} = \frac{25,6}{3,2} = 8 \quad (4.4)$$

$$NBP = \frac{CBB}{CBBU} = \frac{460}{5} = 92 \quad (4.5)$$

Assim, analisando o resultado de (4.4) e (4.5), temos um total de 736 baterias de $LiFePO_4$ e cada uma apresenta 3,2 V e 5Ah, sendo que as mesmas estão arranjadas em 8 conjuntos de baterias ligadas em série e cada conjunto dessa série tem um total de 92 baterias ligadas em paralelo, totalizando assim, 25,6 V e 460 Ah de capacidade para o banco projetado. Referente a taxa de descarga do banco de baterias e de suas células, é adotada a taxa de carga e descarga de 20 % da capacidade máxima, visando prolongar o tempo de vida do banco de bateria,

mas nada impede que seja adotada uma profundidade de descarga maior para maior entrega de energia e que conseqüentemente acarretará diminuição do tempo de vida do banco de baterias.

4.2 Dimensionamento do sistema de módulos fotovoltaicos

Quanto ao dimensionamento do número de módulos fotovoltaicos, é considerado que o projeto será implantado nas dependências da Unipampa e é utilizado o modelo de painel BP365 de 65 W que é nativo do software PLECS[®] e é primeiramente determinada a potência de pico dos módulos através da consulta no site do CRESESB para a cidade de Alegrete-RS, sendo que no site citado é mostrado que para o ponto de medição de irradiação mais próximo da Unipampa de Alegrete-RS a irradiação é de 5,04 kWh/m²/dia para a inclinação a 23° N que apresenta a maior média anual de irradiação (CRESESB, 2017). Assim, a tensão de pico é dada por (4.6) e em função do valor de *ECD* indicado em (4.1).

$$kW_{pico} = \frac{ECD}{irradiação} = \frac{2345,67}{5,04k} = 0,4654 kW_{pico} = 465,4 W_{pico} \quad (4.6)$$

A quantidade mínima de módulos fotovoltaicos a ser utilizada é dada por (4.7).

$$N_{módulos} = \frac{kW_{pico}}{P_{módulo}} = \frac{465,4}{65} = 7,16 \quad (4.7)$$

Conforme resultado de (4.7) e critério de maior disponibilidade de potência, o número mínimo de módulos é de oito e o número de módulos adotados é de nove e a corrente na saída do MPPT é de cerca de 9 A para uma irradiância solar de 800 Watts/m², sendo que se for mantida essa irradiância, ao final de um dia a associação de PVs consegue fornecer cerca de 45,36 A ou cerca de 1161,22 kWh na tensão de 25,6 V, estando a taxa de carga calculada de $0,2 \cdot 45,36 = 9,072$ A dentro da taxa de carga de 18,25 A do banco de baterias, sendo que essa taxa é dada por 20 % de (4.3) que mostra a capacidade do banco de baterias (Neuhaus, 2018; CRESESB, 2017). Além disso, para o banco de baterias carregar completamente após uma descarga conforme o consumo (4.1), leva aproximadamente 2,5 dias com irradiância solar adequada e considerando que a profundidade de descarga do banco de baterias é conservadora, tendo uma taxa em torno de 24,53 % que visa prolongar a vida útil do banco de baterias.

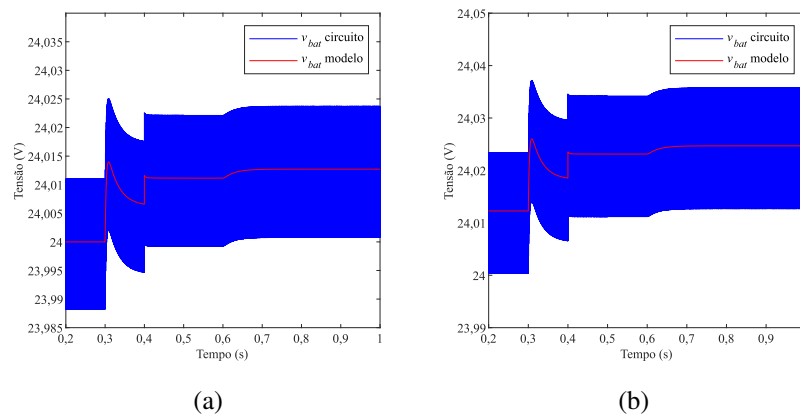
4.3 Validação do modelo do inversor

A fim de validar o modelo de pequenos sinais do conversor proposto, foi variada a razão cíclica d_y em 2 % antes de iniciar a simulação em malha aberta e através do Simulink, passando do valor de 0,12 para 0,1224; sendo posteriormente feitas simulações com o novo valor de razão cíclica para comparar os valores lidos no circuito com os valores calculados pelo modelo de

espaço de estados, para as variáveis: tensão na bateria, tensão no barramento e corrente na bateria. No instante de tempo 0,3 s é aplicado um degrau de 0,0012 na razão cíclica do circuito original, já no instante 0,4 s é aplicado um degrau de 0,005V na tensão da bateria e no instante 0,6 s é aplicado um degrau de 0,5V na tensão do barramento.

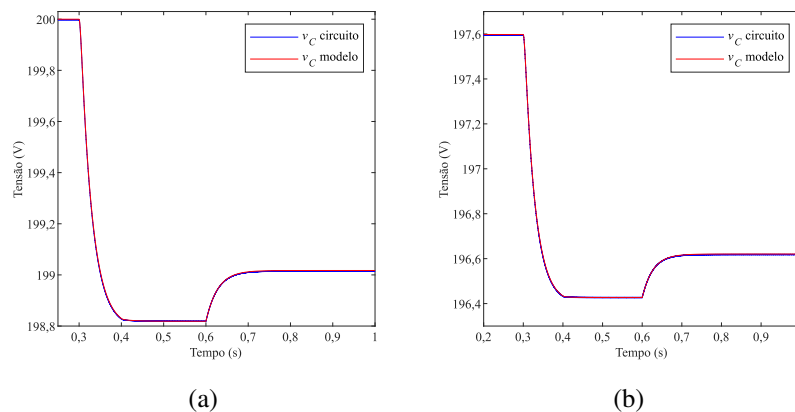
Nos gráficos das Figuras 60, 61 e 62, pode ser visto que o inversor opera como um conversor *Buck*, pois a corrente no indutor L_y é positiva, desta forma há transferência de energia do barramento CC para a bateria. Além disso, após a variação na razão cíclica, a oscilação de tensão na bateria e na corrente do indutor de interface com a bateria respondem aos três degraus dados, já a tensão no barramento responde apenas ao degrau na tensão do barramento e ao degrau na razão cíclica.

Figura 60 – Validação da tensão na bateria: (a) $d_y = 0,12$, (b) $d_y = 0,1224$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

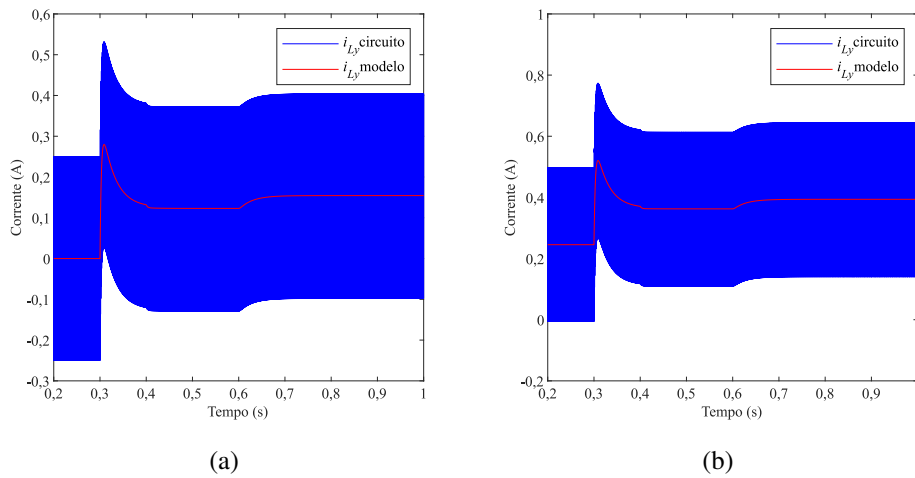
Figura 61 – Validação da tensão no barramento CC do conversor: (a) $d_y = 0,12$, (b) $d_y = 0,1224$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Quando a razão cíclica d_y é diminuída em 2 % antes de iniciar a simulação em malha aberta e através do Simulink, passando do valor de 0,12 para 0,1176; são posteriormente feitas simulações com o novo valor de razão cíclica para comparar os valores lidos no circuito com os valores calculados pelo modelo de espaço de estados das variáveis: tensão na bateria, tensão no

Figura 62 – Validação das correntes de saída do indutor de interface com a bateria: (a) $d_y = 0,12$, (b) $d_y = 0,1224$.

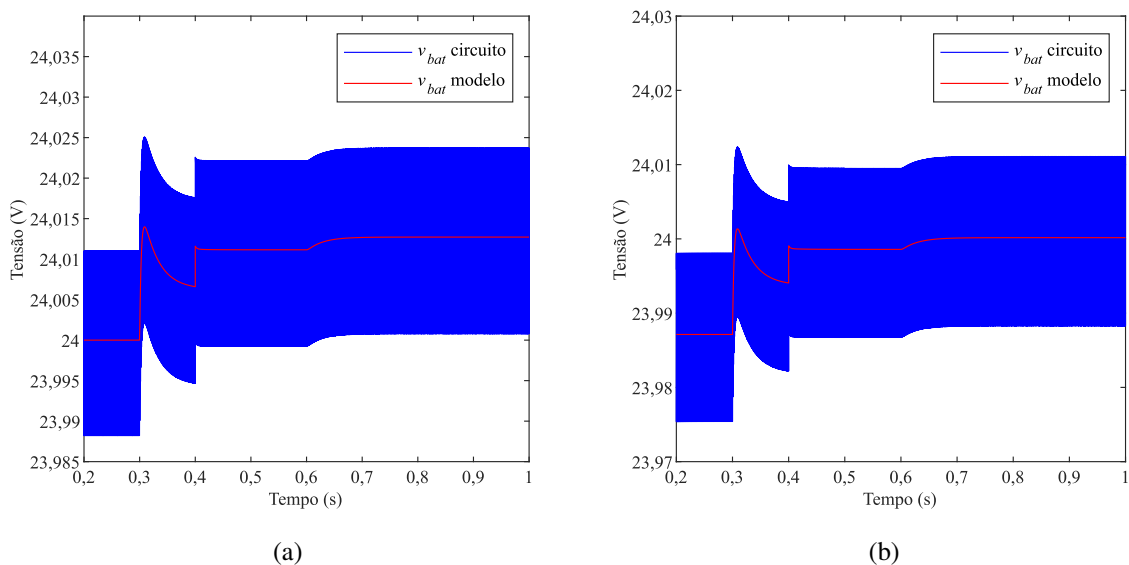


Fonte: Elaborado pelo autor.

barramento e corrente na bateria. No instante de tempo 0,3 s é aplicado um degrau de 0,0012 na razão cíclica do circuito original, já no instante 0,4 s é aplicado um degrau de 0,005V na tensão da bateria e no instante 0,6 s é aplicado um degrau de 0,5V na tensão do barramento.

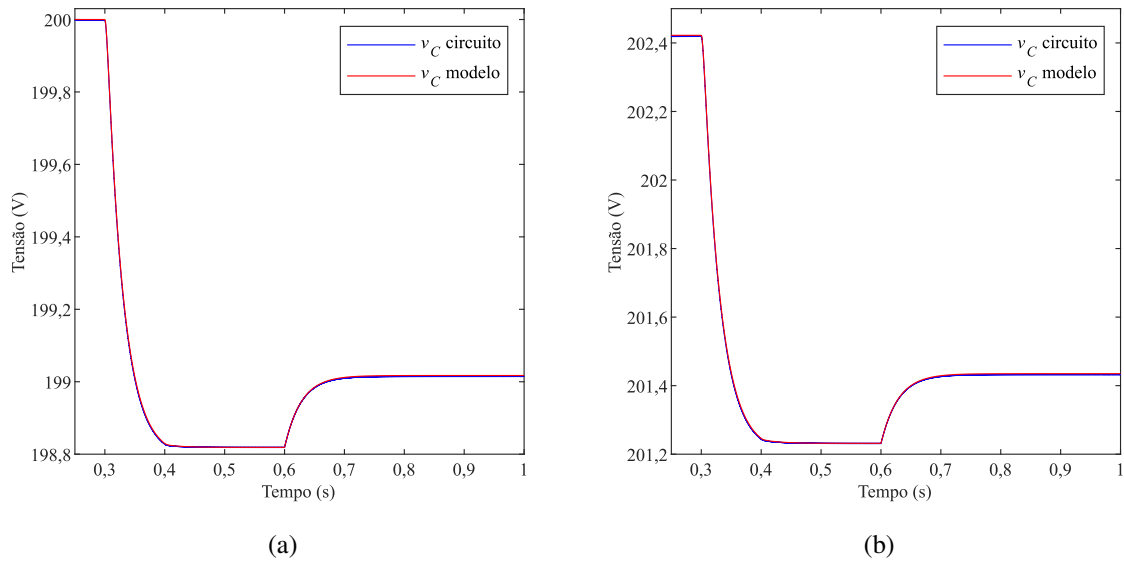
O comportamento da tensão na bateria é visualizado, após simulações, na Figura 63; a característica da tensão no barramento CC é indicada na Figura 64; já a corrente na saída do indutor de interface com a bateria, é indicado na Figura 65. Além disso, após a variação na razão cíclica, a oscilação de tensão na bateria e na corrente do indutor de interface com a bateria respondem aos três degraus dados, já a tensão no barramento responde apenas ao degrau na tensão do barramento e ao degrau na razão cíclica.

Figura 63 – Validação da tensão na bateria: (a) $d_y = 0,12$, (b) $d_y = 0,1176$.



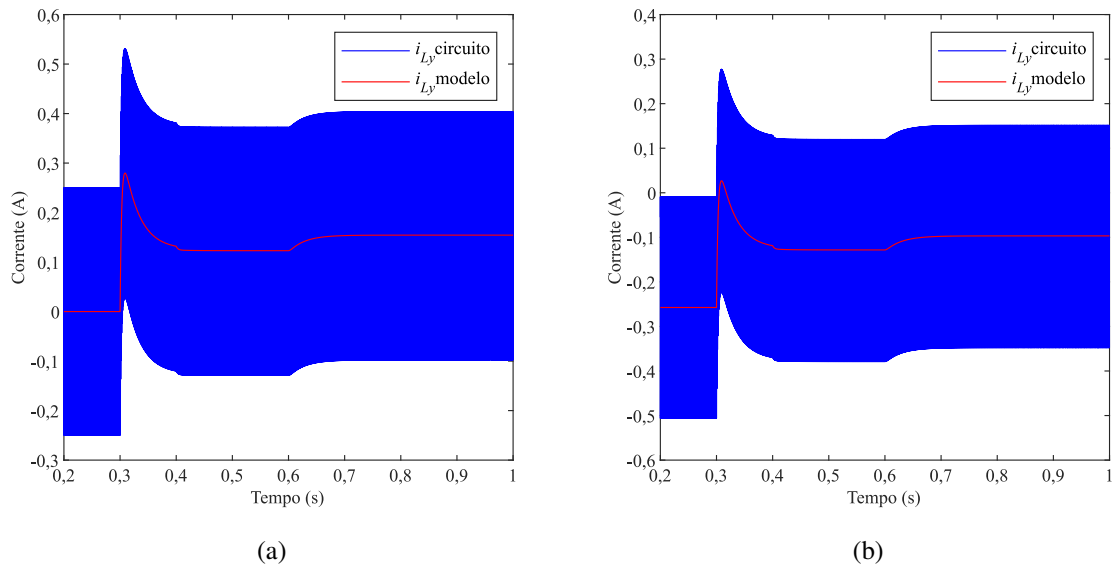
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 64 – Validação da tensão no barramento CC do conversor: (a) $d_y = 0,12$, (b) $d_y = 0,1176$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 65 – Validação das correntes de saída do indutor de interface com a bateria: (a) $d_y = 0,12$, (b) $d_y = 0,1176$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

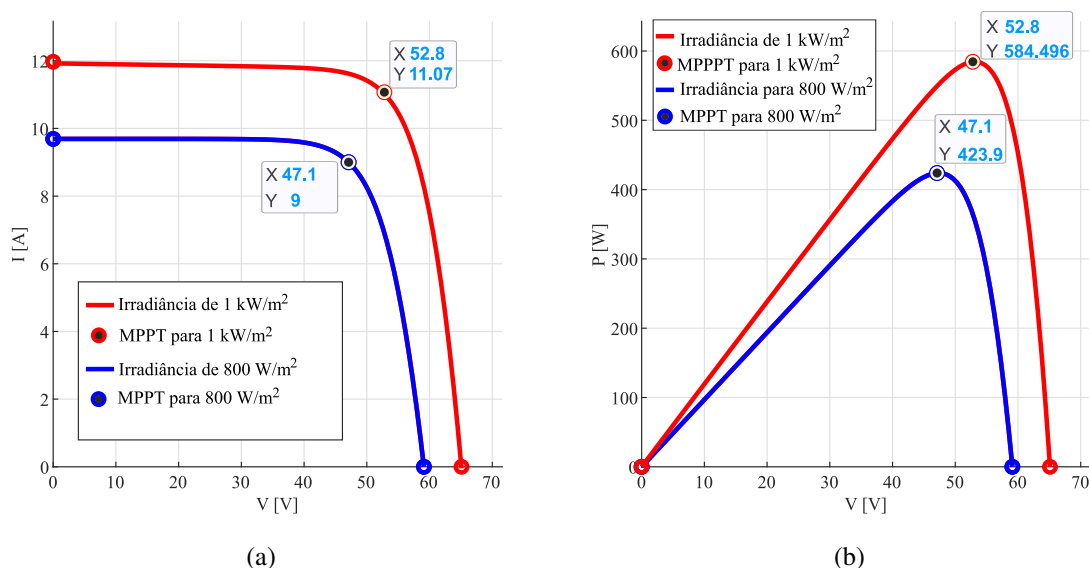
Nos gráficos das Figuras 63, 64 e 65, pode ser visto que o inversor opera como um conversor *Boost*, pois ao diminuir a razão cíclica de 0,12 para 0,1176 a corrente no indutor L_y se torna negativa.

4.4 Rastreamento do ponto de máxima potência gerado pelos módulos

Utilizando o método P&O e o módulo fotovoltaico BP 365J de 65 W, é possível obter as curvas, via software Plecs[®] que descrevem o comportamento do painel para diferentes condições de temperatura e irradiância. Mantendo a temperatura constante em 25°C e variando a irradiância de 1000 W/m² para 800 W/m² e depois de 800 W/m² para 1000 W/m², obtêm-se as curvas indicadas na Figura 66 (a), 66 (b).

Como resultado do ensaio dos painéis foram obtidas as curvas de V-I e P-V para cada um dos ensaios, conforme mostrado na Figura 66, onde se pode ver que o efeito maior da variação da irradiância ocorre na corrente e em menor amplitude na tensão da associação dos módulos fotovoltaicos, conseqüentemente no MPPT local para cada irradiância. Na Figura 66 para a irradiância de 1 kW/m² é utilizada a temperatura ambiente de 25 °C e para a irradiância de 800 W/m² é utilizada a temperatura de 20 °C.

Figura 66 – Curvas I-V e P-V do sistema fotovoltaico para variação de irradiância: (a)I-V, (b)P-V.



Fonte: Adaptado de (Villalva; Gazoli; Filho, 2009).

Utilizando o método de P&O é possível extrair a potência indicada na Figura 67 (b) em virtude da associação de módulos fotovoltaicos, sendo que para tal potência é necessária a tensão e a corrente, indicada na Figura 67 (a), sendo que a corrente em questão é a mesma que passa através do indutor *Boost* L_x , independentemente de o controle da bateria, do sistema fotovoltaico ou do barramento estar ativo. Vale ressaltar que os módulos foram simulados em uma temperatura de 25°C e com uma variação na irradiância passando de 800 W/m², que viabiliza uma extração ideal em torno de 463,64 W de potência do sistema de módulos, para 1000 W/m², no instante de tempo 0,1s a partir do qual a potência extraída do sistema fotovoltaico passa a ser máxima

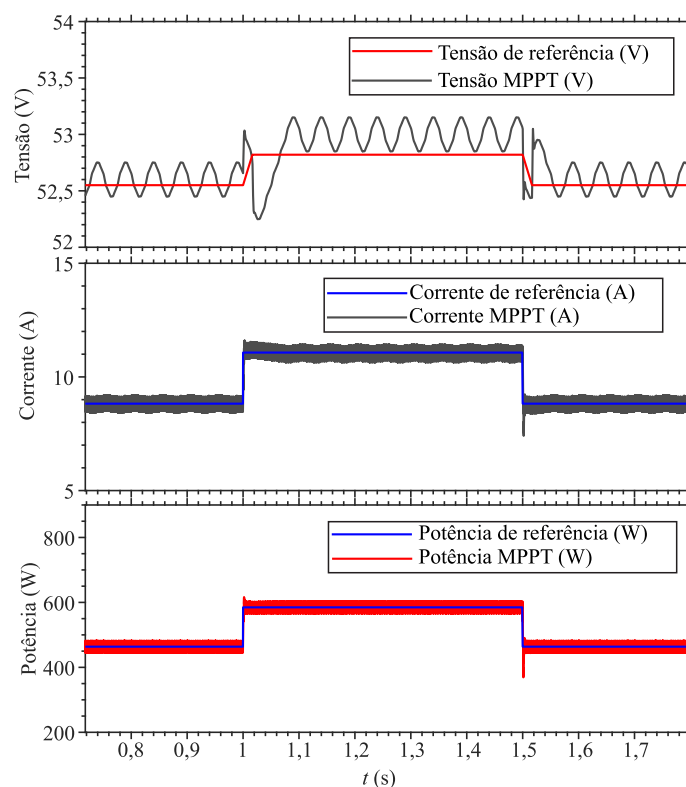
chegando a aproximadamente 584,68 W. Posteriormente, a irradiância é novamente alterada para 800 W/m^2 e a potência extraída da associação de módulos volta a ser de 463,64 W.

Como a potência máxima de cada módulo fotovoltaico é de 65 W, então associando nove módulos tem-se a potência máxima de aproximadamente 585 W, conforme pode ser visto na Figura 67 (b). A tensão na saída da associação dos módulos fotovoltaicos no ponto de máxima potência ideal deve ser de 17,6 V, considerando o produto da tensão do módulo no ponto de máxima potência pelo número de módulos associados em série em cada *string*. A corrente da associação deve ser de 11,07 A idealmente, considerando o produto da corrente no ponto de máxima potência pelo número de *strings*.

Vale ressaltar que a corrente de saída no lado dos módulos é filtrada e segue para o algoritmo MPPT, devido à existência de um capacitor em paralelo aos módulos fotovoltaicos no modelo do PLECS[®] que descreve o módulo fotovoltaico e assim a corrente de saída dos módulos é filtrada antes de passar pelo indutor L_x .

O comportamento indicado na Figura 67, serve para aplicações ideais em que a resistência intrínseca do indutor de interface entre o sistema fotovoltaico e o barramento CC do conversor é nula.

Figura 67 – Comportamento da tensão, corrente e potência do painel utilizado na dissertação, quando submetido ao método P&O de MPPT.



Fonte: Elaborado pelo autor.

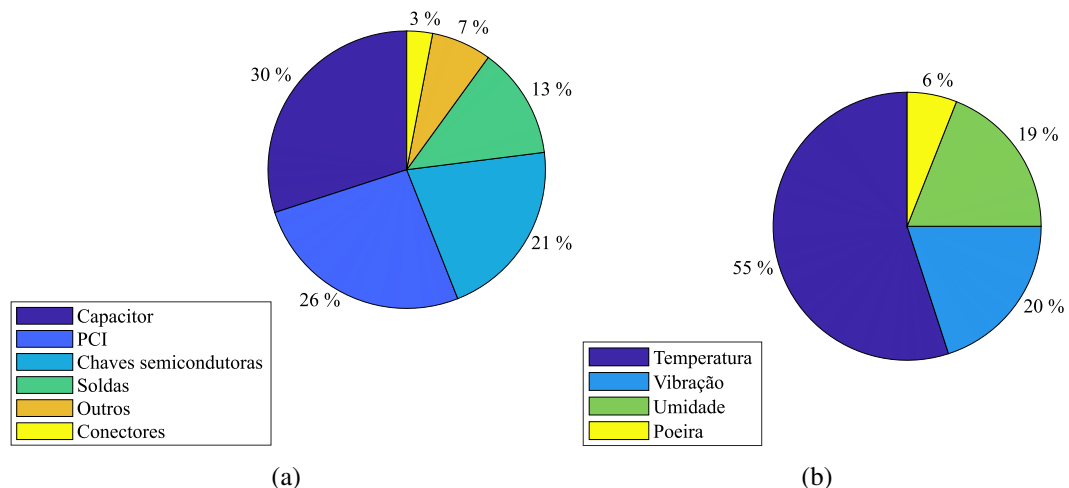
4.5 Modos de operação do inversor

Visando simular a operação do conversor foi utilizado o software PLECS[®], através do qual foi implementado o sistema de controle supervisorio de modos de operação do conversor, conforme representado pelo algoritmo da Figura 45, para analisar o comportamento de correntes, tensões e potências em monitoramento. Analisando o comportamento dessas variáveis é possível ver se ocorrem transitórios suaves, abruptos, elevados ou pequenos durante a troca de modos de trabalho do conversor.

No código de implementação do sistema supervisorio do conversor não está presente virtualmente o circuito da planta pelo fato de a planta estar prototipada em uma placa de circuito impresso. O código de implementação é composto por um mapa de pinos do *Digital Signal Processor* (DSP) utilizado pelo conversor, por um bloco contendo a modulação e os controladores das variáveis de interesse do conversor; além disso, o código de implementação é composto por outro bloco onde é programada uma máquina de estados que libera saídas em forma de *flags* que entram no bloco da modulação e dos controladores do conversor.

A máquina de estados é necessária para evitar erros de *loop* algébrico no código que o DSP executa, implementar filtros de proteção *anti-spike* e filtros de proteção para evitar subtensões, subcorrentes, sobretensões e sobrecorrentes (que podem acarretar falhas que estão incluídas no rol de falhas em conversores eletrônicos de potência, conforme a Figura 68). Vale mencionar que no tocante a proteção, os próprios controladores são projetados com o método *anti-windup* para mitigar os efeitos da saturação do controle integrador. Na máquina de estados são definidos os instantes de tempo, da ordem de milissegundos, em que ocorrem as transições de modos de operação e também são definidos os instantes de tempo em que são dados os degraus de valor nas variáveis em estudo no conversor.

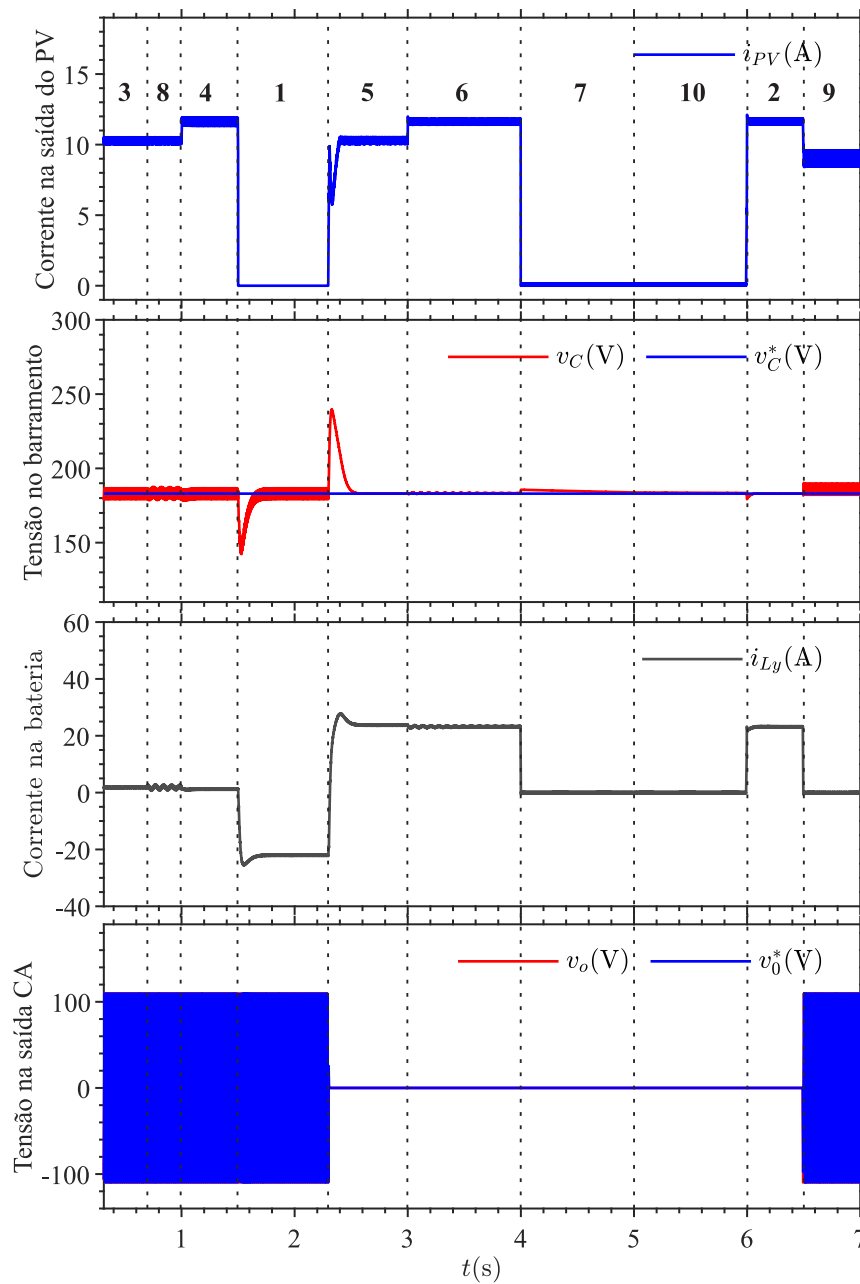
Figura 68 – Falhas e causas de falhas em conversores eletrônicos de potência: (a) Principais causas de falhas, (b) Fatores que influem nas falhas.



Fonte: Adaptado de (Yang et al., 2010; Kim et al., 2020; Wang; Zhou; Blaabjerg, 2013).

O barramento CC do conversor é fisicamente composto de um capacitor eletrolítico de 400 V, sendo capaz de suportar variações na tensão, que sempre converge para a tensão de projeto do barramento, que, no caso em questão, foi de 183 V. O uso de capacitores eletrolíticos é um fator que influi nas perdas do conversor e em possíveis falhas durante a operação do conversor, merecendo destaque a degradação do capacitor em virtude da elevação da temperatura no conversor, mesmo na presença de dissipadores de calor, conforme pode ser visto na Figura 68.

Figura 69 – Comportamento de tensões e correntes para uma transição de modos de operação.



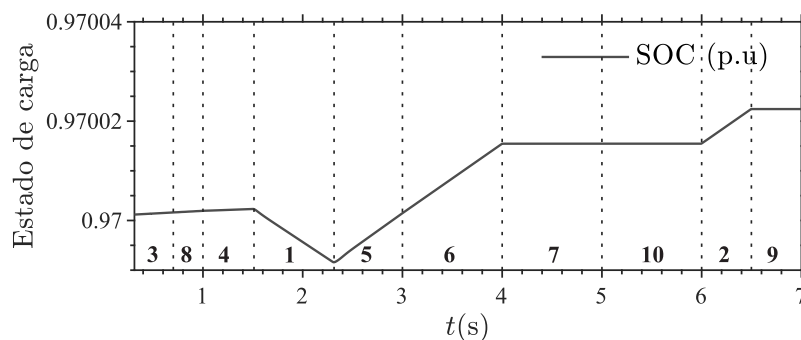
Fonte: Elaborado pelo autor.

Conforme o fluxograma exposto na Figura 45, foi simulada uma transição de modos de operação em um controle supervisorio de modo a se verificar o comportamento da corrente e da tensão durante os modos e os transitórios de corrente e tensão entre um modo e outro de operação, conforme mostrado na Figura 69.

O conversor apresenta uma elevação de tensão no barramento CC durante a operação no modo 5; sendo que no modo de operação anterior a bateria é a única responsável por alimentar a carga CA na saída alternada do inversor e ao se mudar o modo de operação 5 ocorre um pico elevado da tensão do barramento CC no transitório para o novo modo em que o MPPT está ligado e a carga CA está desligada, onde a bateria está sendo carregada e, ao mesmo tempo, o seu circuito de interface é responsável pelo controle do barramento CC, sendo que esse processo equivale a uma carga de equalização do banco de baterias e a tensão medida no banco de baterias oscila 5 % em torno do valor médio nominal; já no modo 7 também é observado um leve aumento na tensão do barramento e nesse modo o sistema PV alimenta sozinho o barramento CC do conversor sem ter carga conectada na saída alternada, mas carregando a bateria no modo de tensão constante. Assim, nos modos 5 e 7 o barramento CC não alimenta cargas alternadas na saída para consumir parte da energia gerada e então é dada prioridade a carga da bateria, como no modo 7 onde o conversor está carregando a bateria em modo de tensão constante e a carga da bateria aumenta lentamente (sendo uma característica desse estágio de carga) como pode ser visto na Figura 70.

Assim, em casos como o do modo 5 e 7, o barramento CC do conversor acaba por acumular energia que se reflete no aumento da tensão do barramento, então deve haver um circuito de proteção na implementação real do protótipo, para que quando a tensão no barramento do conversor ultrapasse determinado valor, o conversor seja desabilitado. Quanto ao estado de carga da bateria (SOC), o mesmo é mostrado na Figura 70 e pode-se notar que a bateria sofre cargas e descargas ao longo dos modos de operação.

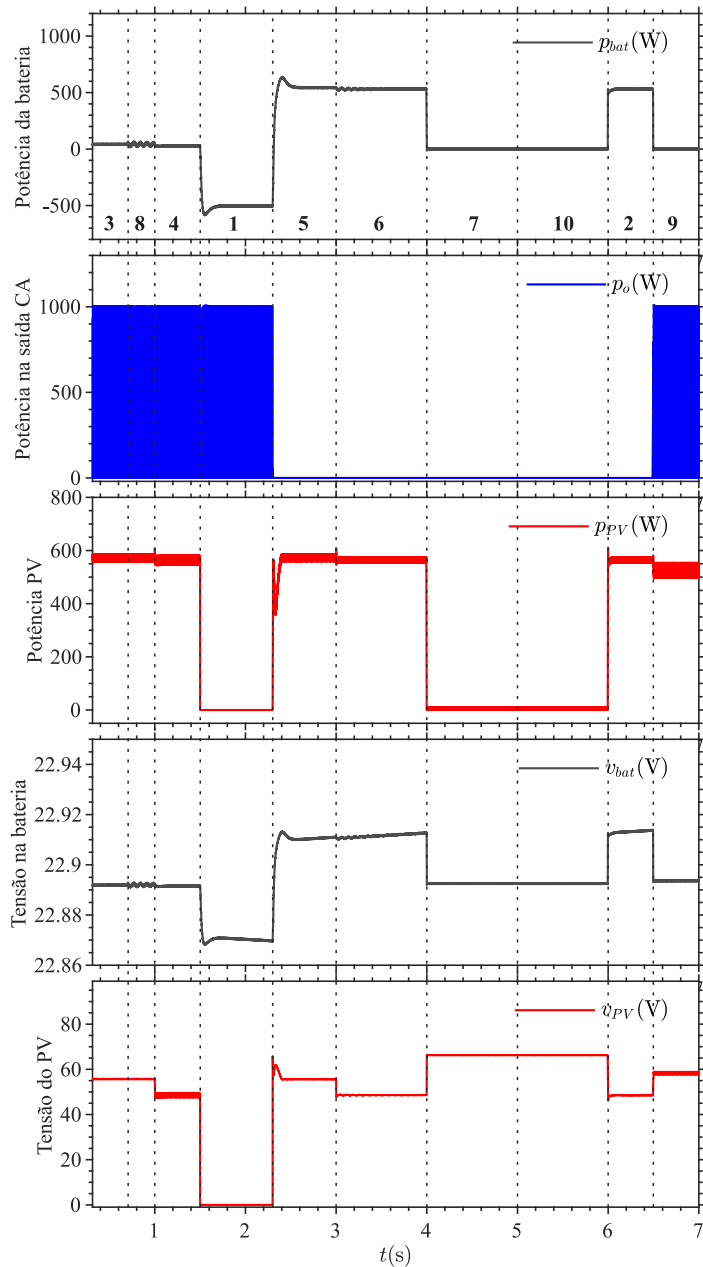
Figura 70 – Estado de carga do banco de baterias SOC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A partir da análise da Figura 70 pode-se analisar a evolução do estado de carga da bateria, mas também é possível avaliar a profundidade de descarga do banco de baterias (DoD) que é complementar ao SOC e juntos devem somar 100 % ou 1 p.u. No caso da Figura 70, durante o modo de operação 9 o SOC do banco de baterias é de aproximadamente 97,00 % e a DoD é de aproximadamente 3 %.

Figura 71 – Comportamento de potências e correntes para uma transição de modos de operação.



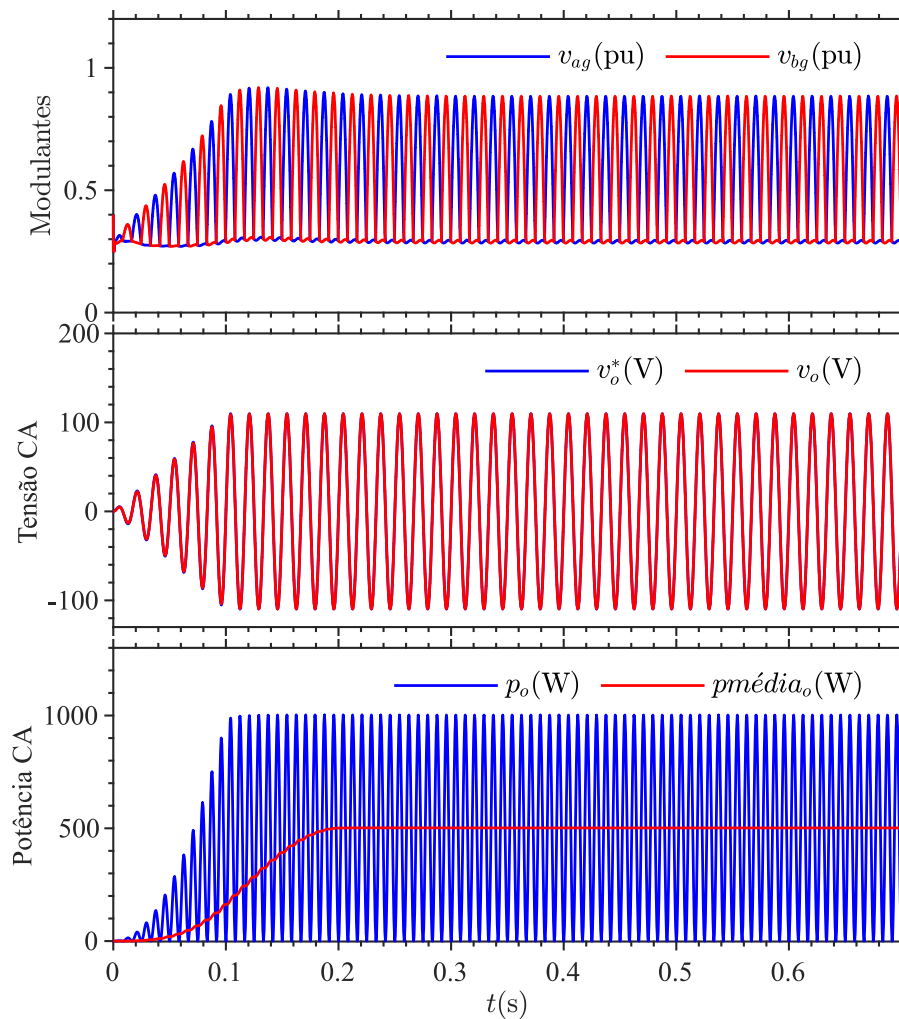
Fonte: Elaborado pelo autor.

Para melhor visualizar as modulantes, a tensão alternada na saída e a potência alternada

na saída, o modo 3 de operação do conversor é simulado sozinho e o comportamento das tensões e correntes é mostrado na Figura 72, onde também é mostrada a potência média de 501,67 W presente na saída CA do inversor e utilizada como exemplo hipotético para testar o funcionamento do inversor nas simulações apresentadas na seção de modos de operação do inversor, esforços de corrente nas chaves e nos diodos do conversor, esforços de tensão nas chaves e nos diodos do conversor.

Aplicações práticas de inversores possuem proteções contra sobrecarga, sub carga, curto-circuito, sobreaquecimento e inversão de polaridade, garantindo a segurança do sistema. Já a eficiência do inversor também é outro fator importante e vai desde um projeto de elementos passivos bem efetuado até cuidados quanto a proteção física do inversor.

Figura 72 – Comportamento de tensões CA, modulantes e potência CA para o modo de operação três.

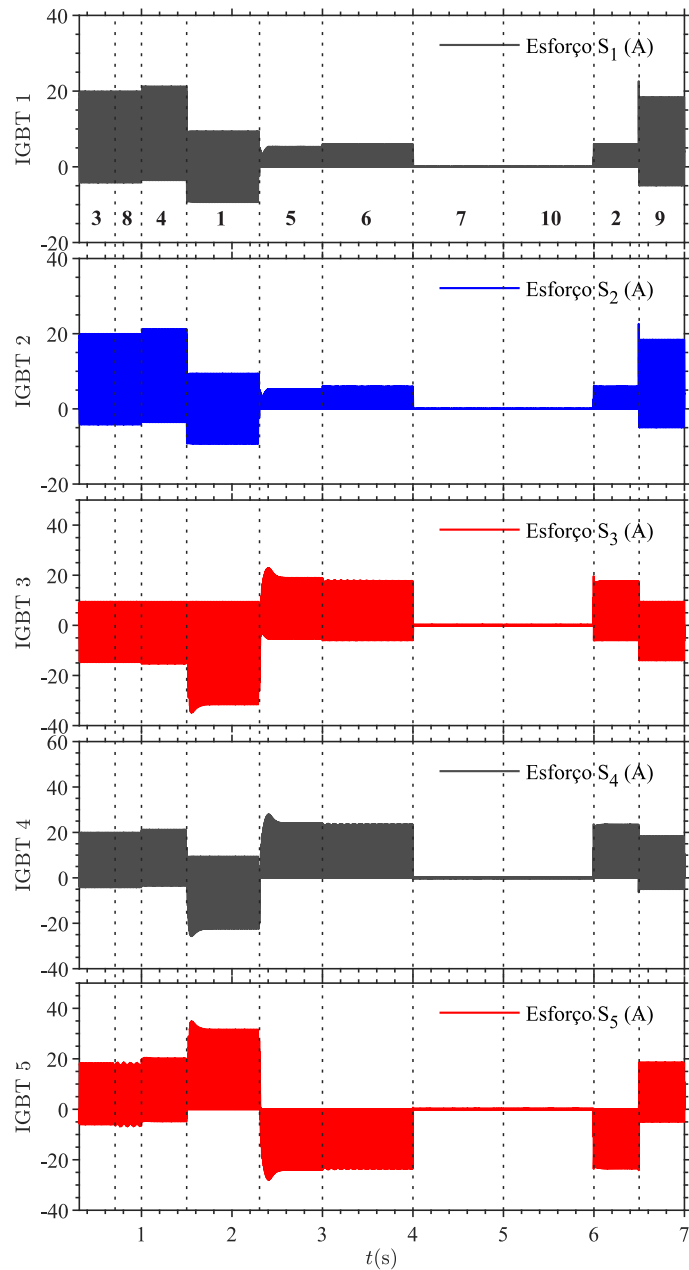


Fonte: Elaborado pelo autor.

4.6 Esforços de corrente nas chaves e nos diodos do conversor

O estresse de corrente ocorre quando uma chave semicondutora é submetida a uma corrente elétrica que excede os valores médios de operação do dispositivo no circuito, acabando por elevar significativamente a temperatura no semicondutor e isso pode levar a ocorrência de falhas como a queima da chave semicondutora, ruptura da junção PN do IGBT, diminuição do desempenho do conversor e consequentemente diminuição de sua vida útil.

Figura 73 – Esforços de corrente nos IGBTs da topologia proposta para o conversor.



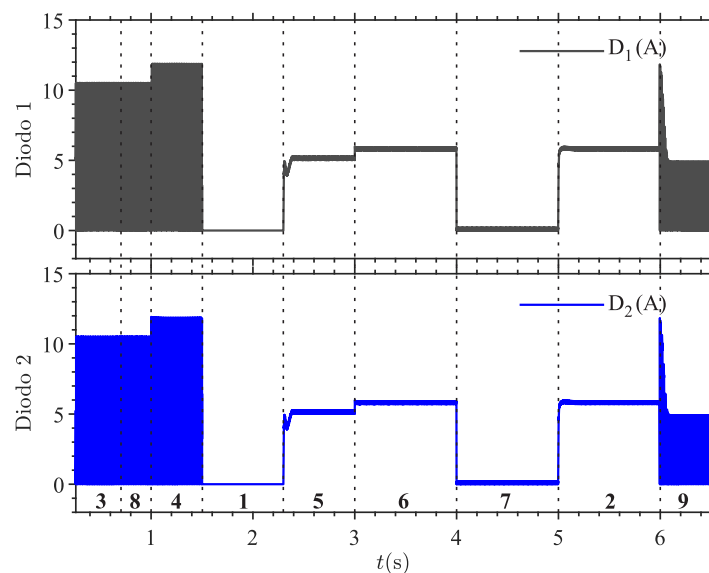
Fonte: Elaborado pelo autor.

Durante a operação do conversor em seus diversos modos de trabalho, as suas chaves semicondutoras sofrem determinados esforços de corrente, estando os esforços sobre os IGBTs de silício, expressos graficamente na Figura 73 e os esforços de corrente sobre os diodos *Silicon Carbide* são mostrados na Figura 74.

Quanto à nomenclatura dos modos de operação simulados via software e cujos resultados são exibidos nas Figuras 71, 73 e 74, os mesmos estão consoante os modos de operação demonstrados na Figura 45.

Quanto à análise de esforços de corrente, vale mencionar que tanto nos diodos como nos IGBTs, quanto maior é o esforço de corrente, maiores são as perdas da chave em questão e também estas últimas variam entre os modos de operação, pois os esforços de corrente nas chaves são diferentes de um modo de operação para outro.

Figura 74 – Esforços de corrente nos diodos de *Silicon Carbide* da topologia proposta para o conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando as Figuras 73 e 74, pode-se estimar via software PLECS[®] quais os valores dos esforços de corrente para cada modo de operação, sendo que assim pode-se avaliar as chaves que terão as maiores perdas durante a operação do conversor.

O esforço de corrente nos IGBTs 1, 2, 3, 4, 5 está indicado na Tabela 9, através da qual se pode ver que o maior esforço dos IGBTs 1 e 2 é durante o modo 2 de operação, no qual o sistema fotovoltaico está controlando, juntamente com a bateria, a tensão no barramento CC do conversor e a saída CA está desligada, assim garante-se a existência de tensão no barramento CC para o momento em que alguma carga for ligada. O IGBT 3 apresenta maior esforço de corrente durante o modo 1 de operação do conversor e o IGBT 4, por sua vez, apresenta maior esforço de corrente durante o modo 5, embora a corrente $I_{média}$ e a corrente I_{RMS} sejam maiores no modo 6

de operação. O IGBT 5 apresenta maior esforço de corrente durante o modo 1 de operação do conversor. Analisando todo o transitório de modos de operação do conversor, os IGBTs 3 e 5 são os que sofrem os maiores esforços de corrente.

O esforço de corrente nos diodo 1 e 2, está indicado na Tabela 9, através da qual se pode ver que o maior esforço ocorre durante o modo 4 de operação do conversor, sendo que neste modo o sistema fotovoltaico atua em conjunto com a bateria para alimentar o barramento CC do conversor, sendo que a carga alternada conectada na saída está ligada e o conversor está operando com uma carga de aproximadamente 501,67 W na saída CA.

Tabela 9 – Esforços de corrente nos semicondutores da topologia proposta.

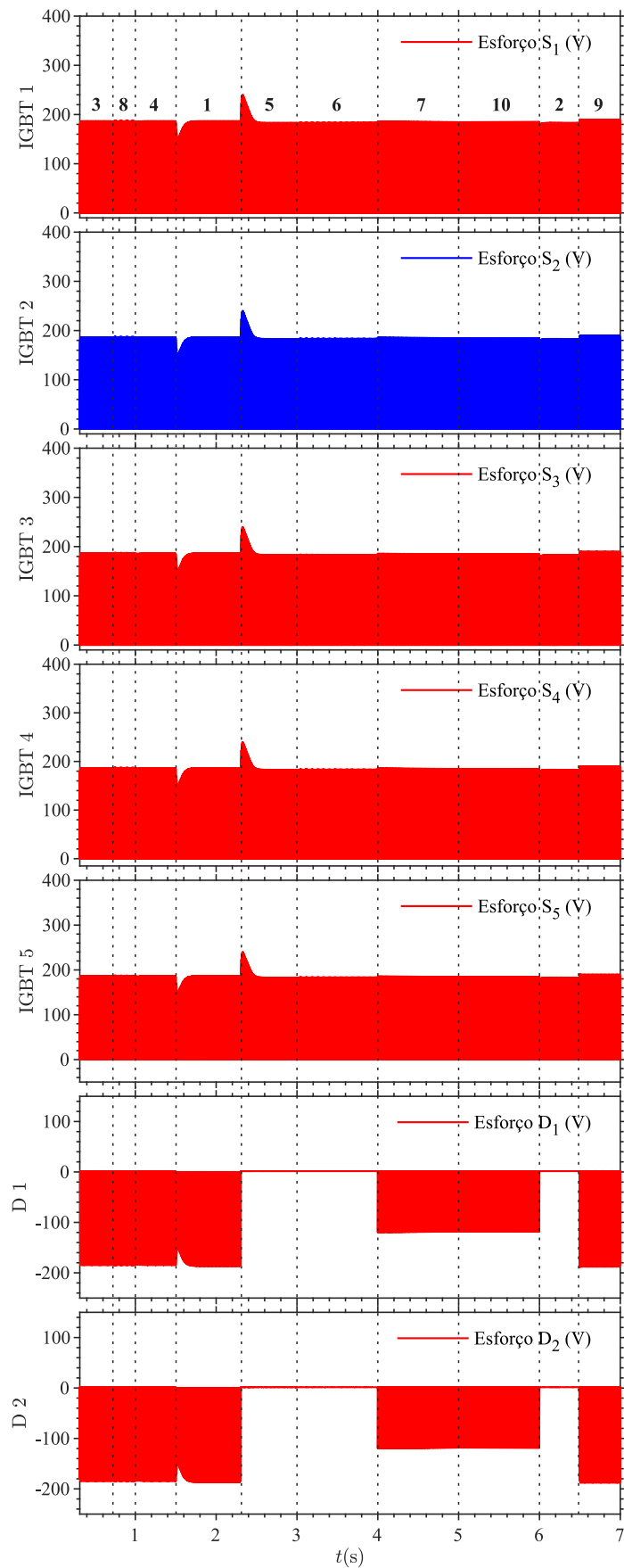
		Modos de operação									
	I(A)	3	8	4	1	5	6	7	10	2	9
S ₁	<i>I</i> _{méd}	4,90	5,02	5,73	1,40	3,57	4,35	0,008	0,02	4,40	4,50
	<i>I</i> _{máx}	19,94	19,94	21,25	9,41	5,58	5,99	0,08	6,03	26,60	18,41
	<i>I</i> _{RMS}	8,46	8,74	9,55	4,58	4,24	5,03	0,02	0,25	5,13	8,05
S ₂	<i>I</i> _{méd}	4,90	5,02	5,73	1,40	3,57	4,35	0,008	0,02	4,40	4,50
	<i>I</i> _{máx}	19,94	19,94	21,25	9,41	5,58	5,99	0,08	6,03	22,60	18,41
	<i>I</i> _{RMS}	8,45	8,74	9,55	4,58	4,24	5,03	0,02	0,25	5,13	8,05
S ₃	<i>I</i> _{méd}	0,24	0,11	0,07	-1,40	1,40	1,44	-0,003	0,004	1,44	-0,004
	<i>I</i> _{máx}	21,90	14,67	15,32	34,95	26,19	18,26	0,65	19,62	17,65	13,98
	<i>I</i> _{RMS}	5,37	5,36	5,31	9,17	6,88	6,47	0,05	0,41	6,43	5,42
S ₄	<i>I</i> _{méd}	5,31	5,25	5,88	-1,40	6,38	7,24	0,009	0,03	7,18	4,50
	<i>I</i> _{máx}	26,97	19,94	21,25	25,64	27,91	23,77	0,65	23,61	23,41	18,41
	<i>I</i> _{RMS}	8,71	8,77	9,56	9,14	9,31	9,60	0,05	0,57	9,55	8,05
S ₅	<i>I</i> _{méd}	1,49	3,42	4,66	20,61	-16,77	-15,91	-0,001	-0,04	-15,72	4,50
	<i>I</i> _{máx}	26,96	18,56	20,40	34,99	27,91	23,77	2,86	23,61	24,14	16,62
	<i>I</i> _{RMS}	8,68	7,79	8,86	22,58	18,64	17,12	0,14	0,98	16,98	8,06
D ₁	<i>I</i> _{méd}	5,12	5,13	5,81	0,00	4,98	5,80	0,012	0,03	5,82	4,51
	<i>I</i> _{máx}	10,53	10,52	11,93	5,87	5,58	5,99	0,08	6,03	11,77	9,58
	<i>I</i> _{RMS}	5,97	6,03	6,82	0,12	5,01	5,80	0,02	0,28	5,83	5,27
D ₂	<i>I</i> _{méd}	5,10	5,13	5,81	0,00	4,98	5,80	0,012	0,03	5,79	4,51
	<i>I</i> _{máx}	10,53	10,65	11,93	11,75	5,58	5,99	0,08	6,03	9,73	9,58
	<i>I</i> _{RMS}	5,95	6,03	6,82	0,15	5,01	5,80	0,02	0,28	5,80	5,27

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.7 Esforços de tensão nas chaves e nos diodos do conversor

Variações abruptas de tensão durante a operação dos diodos e IGBTs do circuito, podem gerar variação abrupta da corrente elétrica que passa pelo semicondutor, que se não for corretamente dissipada na forma de calor, pode ocasionar estresse térmico nos semicondutores e conseqüentemente, provocar desgaste e redução de sua vida útil, aumento do consumo de energia do circuito e aumento da ocorrência de falhas nos semicondutores, como, fratura do encapsulamento dos diodos e IGBTs.

Figura 75 – Esforços de tensão corrente nos IGBTs e nos diodos da topologia proposta para o conversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Durante a operação do conversor em seus diversos modos de trabalho, as suas chaves semicondutoras sofrem determinados esforços de tensão, estando os esforços sobre os IGBTs de silício e os diodos de *Silicon Carbide*, expressos graficamente na Figura 75.

O esforço de tensão nos IGBTs 1,2,3,4,5 está indicado na Tabela 10, através da qual se pode ver que o maior esforço de tensão ocorre durante o modo 5 de operação, embora o maior esforço de tensão nos IGBTs ocorra durante o modo 5 de operação do conversor, o IGBT 1 apresenta maior corrente $V_{média}$ no modo 6 de operação e o IGBT 2 apresente maiores correntes $V_{média}$ e V_{RMS} no modo 7 de operação do conversor. O IGBT 4 apresenta maiores correntes $V_{média}$ e V_{RMS} no modo 10 de operação do conversor.

O esforço de corrente nos diodos 1 e 2, está indicado na Tabela 10, através da qual se pode ver que o maior esforço de tensão ocorre, durante o modo 3 de operação do conversor, embora no modo 7 a corrente $V_{média}$ e a corrente V_{RMS} sejam maiores no modo 7 para ambos os diodos.

Tabela 10 – Esforços de tensão nos semicondutores da topologia proposta.

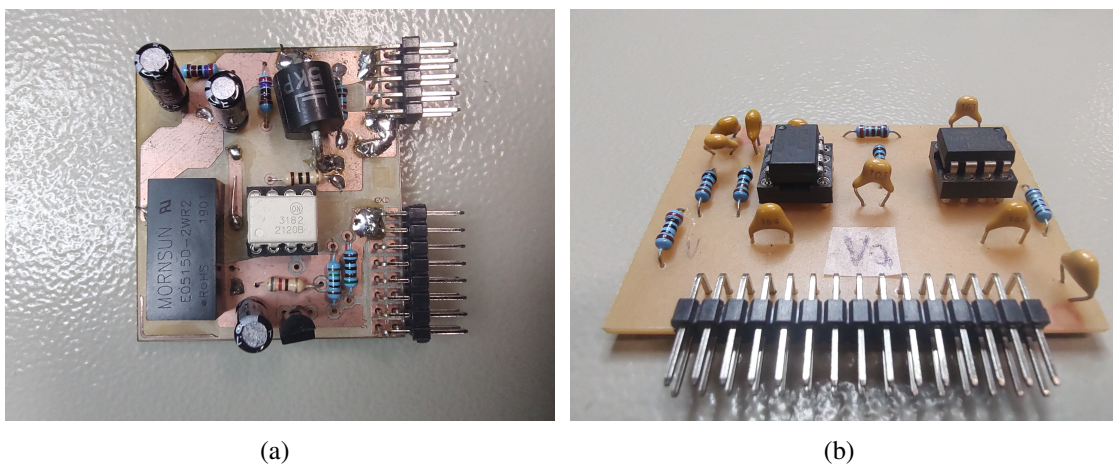
		Modos de operação									
	V(V)	3	8	4	1	5	6	7	10	2	9
S_1	$V_{méd}$	98,3	95,4	102,5	100,0	137,1	137,2	37,0	37,3	137,0	95,5
	$V_{máx}$	195,9	187,5	186,6	186,6	239,7	185,6	185,6	184,9	187,7	190,1
	V_{RMS}	132,4	132,2	136,9	134,2	162,4	158,6	82,7	83,1	158,3	133,3
S_2	$V_{méd}$	84,9	87,6	80,3	79,5	53,5	46	148,0	147,3	45,8	90,4
	$V_{máx}$	195,9	187,6	186,6	186,6	239,7	185,6	185,6	184,9	187,8	190,2
	V_{RMS}	124,7	126,6	121,2	119,5	101,1	91,8	165,5	164,9	91,5	129,6
S_3	$V_{méd}$	97,9	95,4	102,5	100,0	137,2	137,2	37,0	37,2	136,4	95,5
	$V_{máx}$	195,9	187,6	186,6	186,6	239,7	186,6	185,6	184,9	187,7	190,2
	V_{RMS}	134,1	132,2	136,9	134,2	162,4	158,6	82,7	83,1	157,9	132,3
S_4	$V_{méd}$	62,4	64,7	57,4	56,7	30,4	23,1	125,1	124,4	23,5	67,5
	$V_{máx}$	195,9	187,6	186,6	186,6	239,7	186,6	185,6	184,9	187,8	190,2
	V_{RMS}	106,9	108,8	102,5	100,9	76,3	65,1	152,2	151,6	65,6	112,0
S_5	$V_{méd}$	22,8	22,8	22,8	22,8	23,0	22,8	22,8	22,9	22,8	22,8
	$V_{máx}$	195,9	187,6	186,6	186,6	239,7	183,8	185,6	184,9	187,7	190,1
	V_{RMS}	64,7	64,7	64,6	64,0	66,3	64,7	65,0	65,0	64,6	65,2
D_1	$V_{méd}$	-30,2	-32,9	-32,9	-79,4	1,58	1,52	-81,7	-81,1	1,6	-33,0
	$V_{máx}$	194,1	185,9	184,9	186,6	183,9	119,7	119,3	118,6	186,0	188,5
	V_{RMS}	75,6	78,8	78,8	119,5	2,7	3,8	98,8	98,3	2,2	79,5
D_2	$V_{méd}$	-30,6	-32,9	-32,9	-79,4	1,6	1,5	-81,7	-81,1	1,0	-32,9
	$V_{máx}$	194,2	185,8	184,9	186,6	183,9	119,7	119,3	118,6	184,5	188,2
	V_{RMS}	76,1	78,8	78,8	119,5	1,9	3,8	98,8	98,3	10,4	79,5

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.8 Resultados experimentais

No intuito de verificar a viabilidade física do projeto modelado e para o qual foram desenvolvidos diversos tipos de controladores, foram projetadas, fresadas e soldadas as placas de drivers de potência para acionamento dos IGBTs da topologia proposta para o conversor, conforme é exposto na Figura 76 (a). Além disso, foram projetados, fresados e soldados os drivers para leitura dos sensores de tensão e corrente presentes no circuito, conforme pode ser visto na Figura 76 (b).

Figura 76 – Drivers: (a) Acionamento dos IGBTs, (b) Sensores de instrumentação.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para leitura das variáveis utilizadas pelo conversor para o processamento da energia, foram projetadas, fresadas e soldadas as placas dos sensores de leitura, conforme pode ser visto na Figura 77 (a, b, c, d).

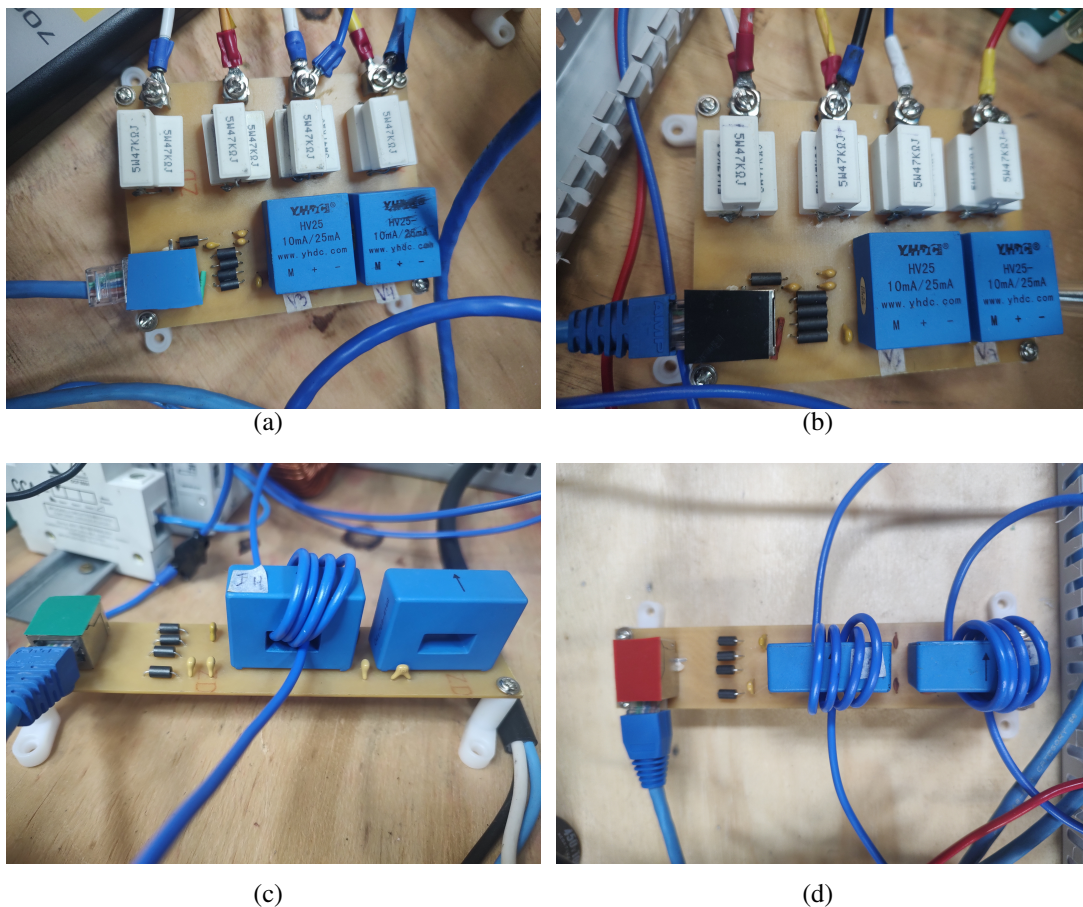
Na dissertação foi adotado o uso de Carboneto de Silício para os diodos, pois essa tecnologia apresenta menor corrente de fuga, maior condutividade térmica, minimização das perdas de energia devido à redução de perdas por recuperação reversa e redução da influência da temperatura na comutação (Elasser; Chow, 2002). O uso de tecnologia *Silicon Carbide* permite o emprego dos componentes em altas frequências de chaveamento, além de permitir o uso dos mesmos em altas tensões e atuação dos mesmos em temperaturas mais altas (Davis, 2011). No que se refere as chaves principais, era inicialmente previsto o uso de MOSFETs de Silício, mas devido à ausência de drivers eficientes para o acionamento de chaves feitas com a tecnologia *Silicon Carbide*, foi dado preferência pelo uso de IGBTs de Silício.

O DSP utilizado foi o *LaunchPad XL TMS320F28379D* versão 2.0, que apresenta arquitetura dual core de 200 MHz, com dois CPUs TMS320c28x de 32 bits, memória *flash* de 1 MB, memória RAM de 204 kB e dois osciladores internos de 10 MHz que não precisam ser conectados a pinos externos para a geração de um sinal de referência para os outros componentes do DSP (Instruments, 2024).

A capacidade de 1 MB da memória flash possibilita a gravação do software desenvolvido para processamento dos sinais do conversor, pois a memória é grande capacidade de armazenamento para os *scripts* desenvolvidos e não perde os dados quando a energia é desligada. Além disso, a memória flash é menos suscetível a alterações acidentais ou a ataques de *Malware* (caso o conversor estivesse conectado a internet), sendo mais estável e menos propensa a erros de gravação e leitura. A memória RAM, por outro lado, é volátil e perde os dados quando a energia é desligada. Assim, durante a compilação do software desenvolvido para o conversor, o código é armazenado na memória flash e, posteriormente, carregado para a memória RAM para ser executado.

Os sensores de tensão e de corrente mostrados na Figura 77 são de efeito *Hall*. O sensor de corrente YHDC HA55 tem capacidade de 100 A: 50 mA, e o sensor de tensão YHDC HV25 opera com 10 mA/25 mA, onde o efeito *Hall* ocorre internamente ao sensor. Isso ocorre de maneira distinta do sensor de corrente, onde a medição por efeito *Hall* ocorre ao dar voltas com a fiação passando no interior da janela de medição do sensor.

Figura 77 – Sensores de tensão e corrente: (a) Leitor de tensão 1, (b) Leitor de tensão 2, (c) Leitor de corrente 1, (d) Leitor de corrente 2.



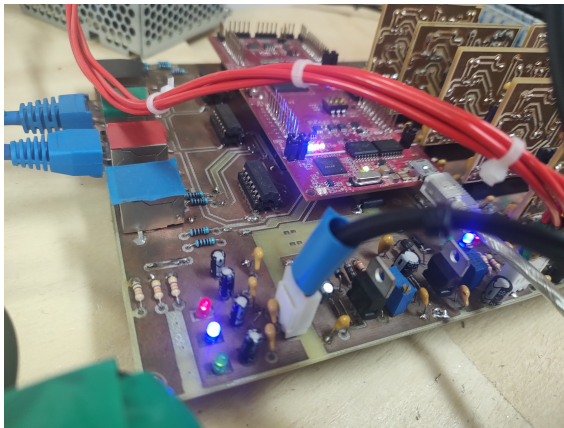
Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma das placas projetadas, fresada e soldada, faz a junção de todos os drivers de leitura

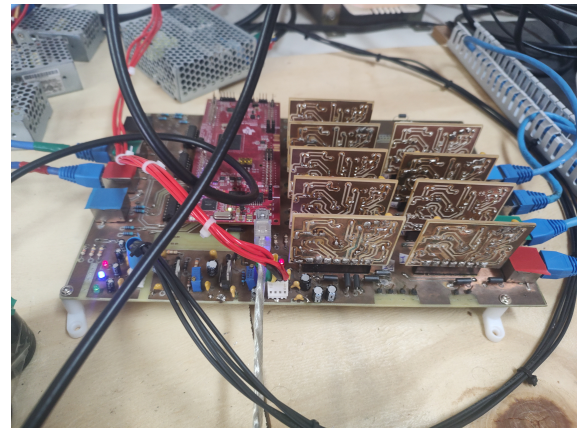
dos sensores de tensão e corrente, bem como acopla o DSP e possui um circuito para interface entre drivers e saídas e entradas de comunicação do tipo RJ45, sendo que mais detalhes são mostrados na Figura 78 (a, b, c, d).

No que se refere aos semicondutores, durante a prototipagem foram utilizados dois diodos de *Silicon Carbide* do modelo E3D30065D que individualmente tem uma corrente máxima de pico de 15 A por diodo para uma condição de operação em 150 °C, pois é um diodo duplo, e uma tensão inversa máxima repetitiva de 650 V, além de uma temperatura de junção de 175 °C (Wolfspeed, 2023). Os IGBTs são de Silício e o inversor tem cinco IGBTs do modelo IKP39N65ES5, que têm uma tensão coletor-emissor de 650 V, corrente de coletor de 39 A (Infineon, 2019).

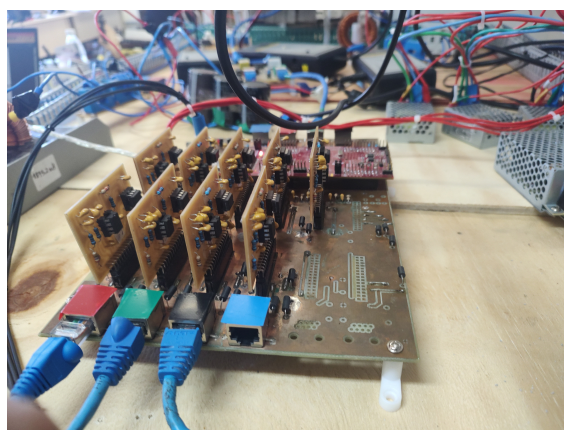
Figura 78 – Placa de instrumentação de sinais e de interface com o computador e com o DSP: (a) Visão 1, (b) Visão 2, (c) Visão 3, (d) DSP utilizado.



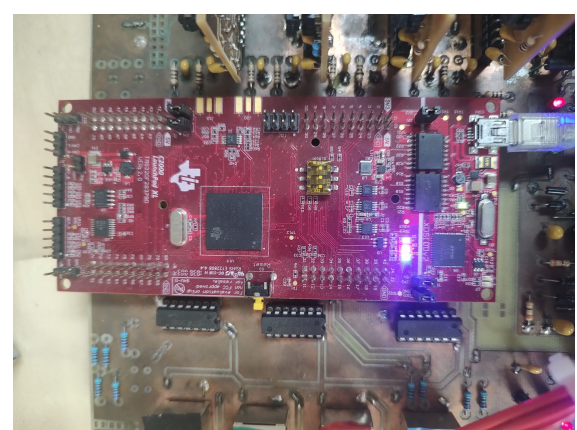
(a)



(b)



(c)



(d)

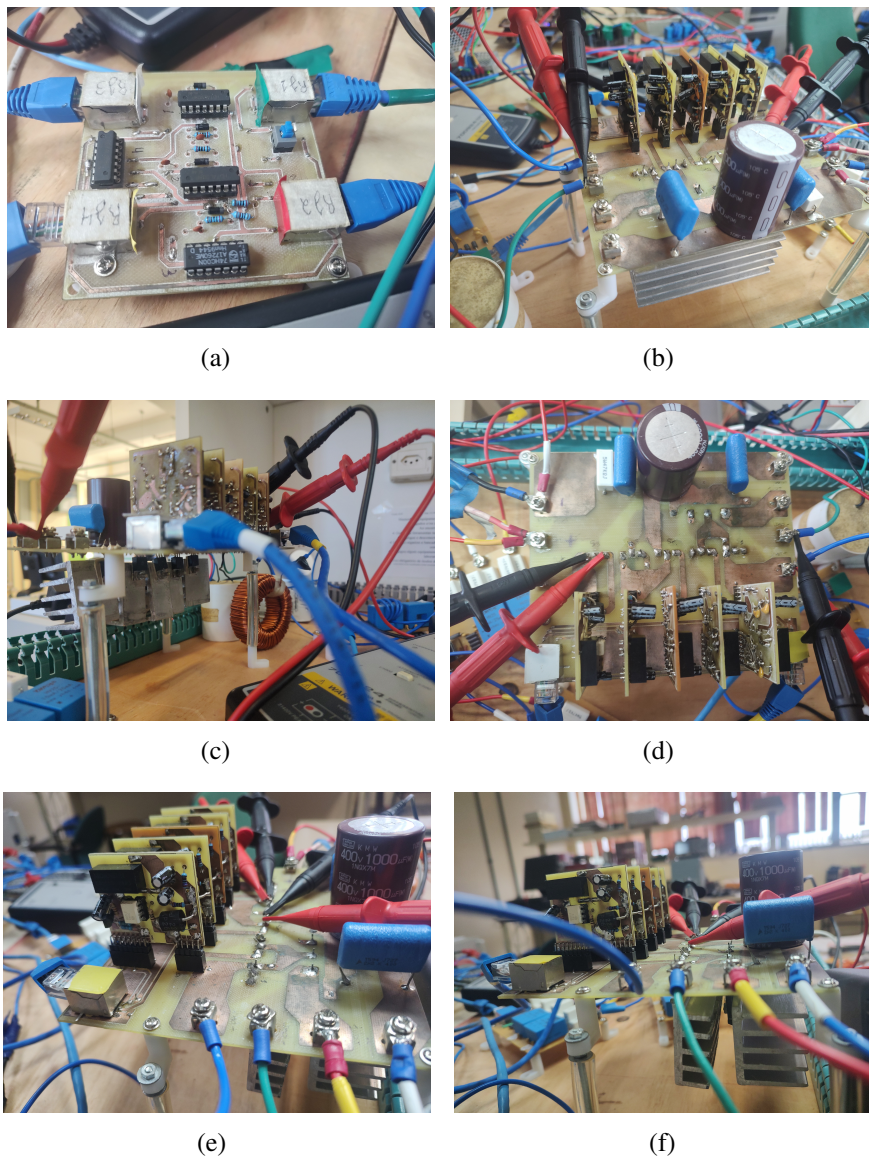
Fonte: Elaborado pelo autor.

Uma placa de grande relevância projetada, fresada e soldada foi a placa de tempo morto, visando fazer com que as chaves semicondutoras de um mesmo braço do conversor não entrem em condução ao mesmo tempo, evitando assim curto-circuitos no conversor. Além disso, a placa de tempo morto também serve para habilitar e desabilitar o conversor durante a gravação do

código. A placa é mostrada na Figura 79 (a).

Após a prototipação de todas as placas acessórias do conversor, então foi prototipado o conversor, efetuando-se todas as soldagens necessárias e estimando um dissipador de calor para os IGBTs e diodos. Assim, pode-se ver na Figura 79 (b, c, d, e, f) o conversor prototipado.

Figura 79 – Placa de tempo morto e o conversor prototipado: (a) Placa de tempo morto, (b) Vista 1 do conversor, (c) Vista 2 do conversor, (d) Vista 3 do conversor, (e) Vista 4 do conversor, (f) Vista 5 do conversor.

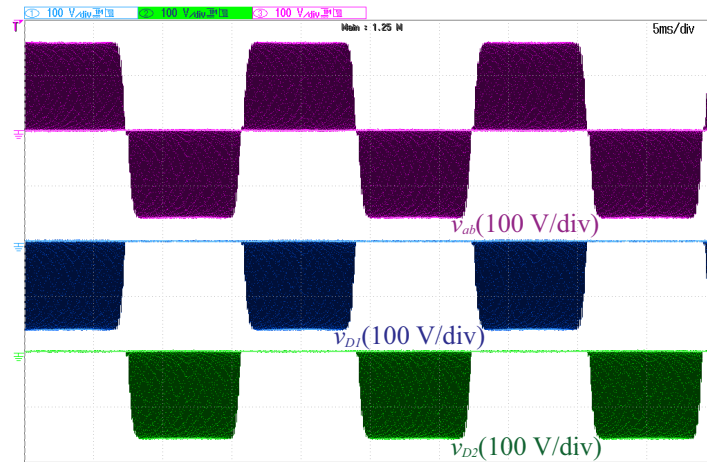


Fonte: Elaborado pelo autor.

Inicialmente, o conversor foi colocado para operar em malha aberta, ou seja, sem a atuação de nenhum dos controladores projetados, sendo que apenas é aplicada uma tensão no barramento CC do conversor e verificadas as tensões em cada um dos IGBTs e cada um dos diodos, além de se verificar a tensão na saída CA do conversor. Assim, conforme o circuito indicado na Figura 28 foram verificados os comportamentos das tensões nos diodos e IGBTs

para o conversor operando em malha aberta, conforme gráficos de osciloscópio mostrados nas Figuras 80, 81, 82.

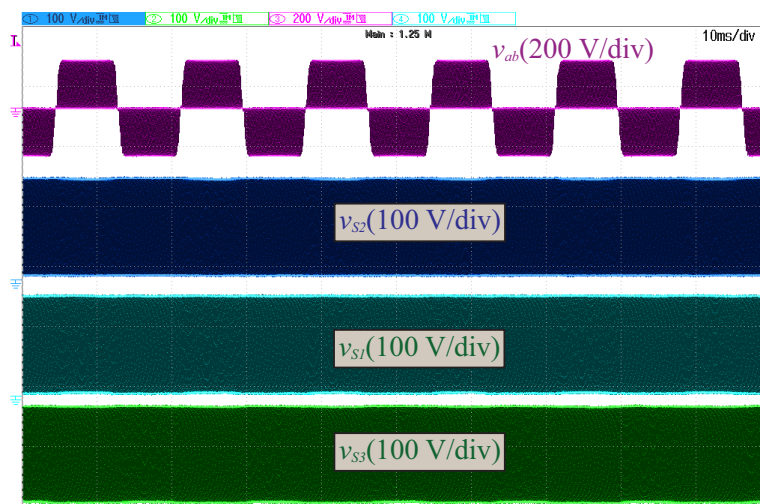
Figura 80 – Tensão nos diodos e na saída CA.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Pela análise da Figura 80 percebe-se que o esforço de tensão RMS nos diodos 1 e 2, é de respectivamente 49,8977 V e 49,8186 V, ou seja, é praticamente o mesmo nos dois diodos, para produzir a tensão RMS de saída alternada de 71,7743V.

Figura 81 – Tensão nos IGBTs 1, 2, 3 e na saída CA.

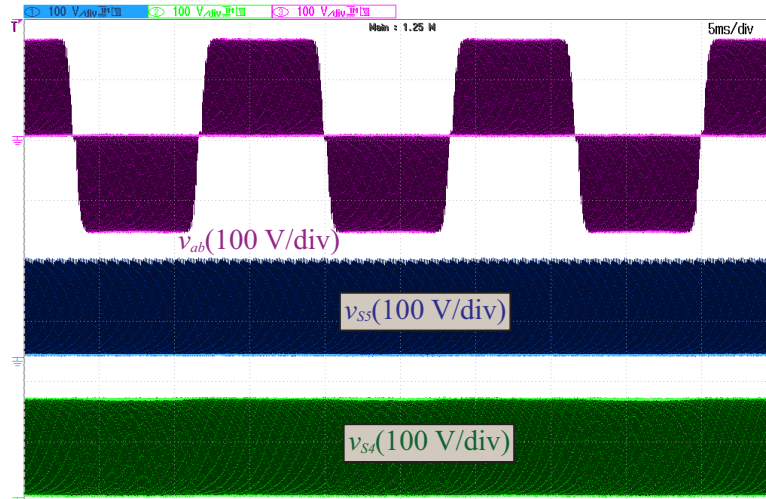


Fonte: Elaborado pelo autor.

Pela análise das Figuras 81 e 82, é possível analisar que a tensão RMS, conforme leitura do osciloscópio, no IGBT 1 é de 126,214 V, já a tensão no IGBT 2 é de 106,996 V, já a tensão no

IGBT 3 é de 126,242 V, enquanto a tensão no IGBT 4 é de 96,2694 V e a tensão no IGBT 5 é de 31,1297 V; já a tensão na saída alternada é de aproximadamente 71,9525 V. Assim, percebe-se que para o modo de operação em questão a chave que tem o maior esforço de tensão é o IGBT 3, embora seja ligeiramente maior que o esforço de tensão do IGBT 1.

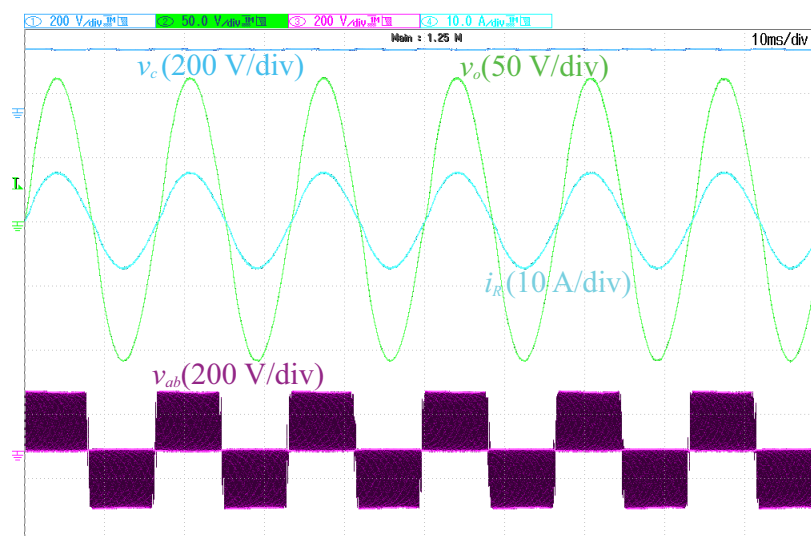
Figura 82 – Tensão nos IGBTs 4, 5 e na saída CA.



Fonte: Elaborado pelo autor.

No que se refere ao controlador ressonante projetado para o conversor em questão, foi testado o comportamento da tensão de saída para algumas cargas presentes na saída e também para uma transição de cargas. Sendo assim, na Figura 83 é mostrado o comportamento da tensão para uma resistência de 15 Ω .

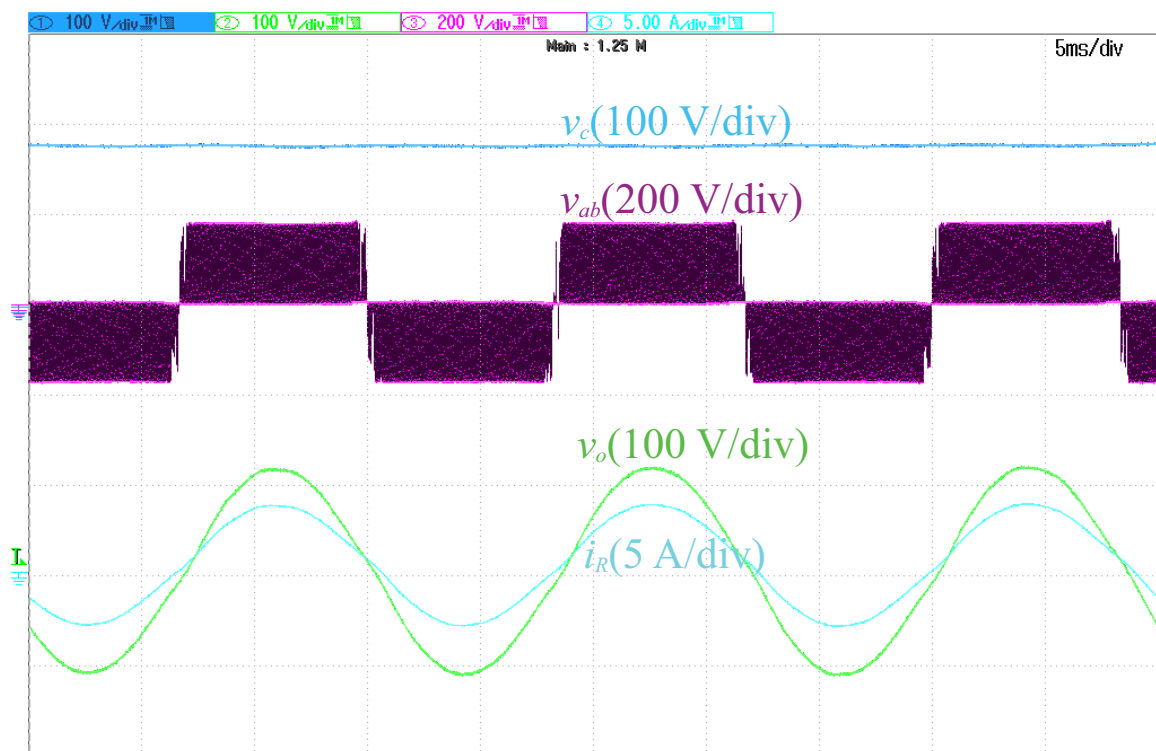
Figura 83 – Tensão na saída CA para uma resistência de 15 Ω .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando a Figura 83 é possível ver que a tensão no barramento CC do conversor é de aproximadamente 185,591 V e a tensão alternada na saída é de 77,9127 V, enquanto a corrente RMS na saída CA é de cerca de 5,257 A. Visando ampliar a análise do controlador ressonante e analisar o comportamento da tensão na saída CA, a resistência foi aumentada para 32 Ω , conforme se pode ver na Figura 84, sendo que nela o barramento CC apresenta a tensão RMS de 178,527 V e a tensão RMS na saída alternada é de 80,6747 V para uma corrente RMS de 2,38992 A.

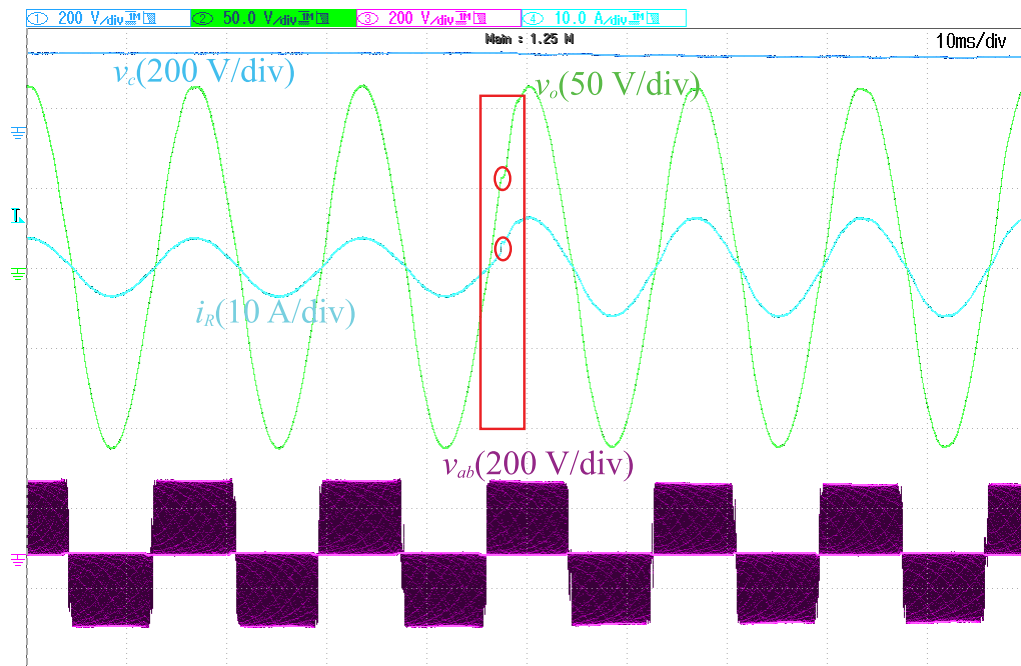
Figura 84 – Tensão na saída CA para uma resistência de 32 Ω .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Após analisar o comportamento da tensão de saída CA para a resistência de 32 Ω , então foi efetuada uma transição de resistência de 46 Ω para 32 Ω , conforme pode ser visto em 85. Efetuado o transitório de resistências (de modo a representar transitório de cargas) pode-se anotar, por meio de leitura do osciloscópio, uma tensão RMS de 182,666 V no barramento CC e uma tensão RMS de 79,8507 V na saída alternada para uma corrente RMS de 3,63976 A na mesma saída.

Na Figura 85 está circulado em vermelho um degrau de corrente aplicado na saída, variando-a de 1,735 A para 2,495 A através da comutação de disjuntores onde estão conectadas as resistências de 32 Ω e 46 Ω .

Figura 85 – Tensão na saída CA para uma transição de carga de 46 para 32 Ω .

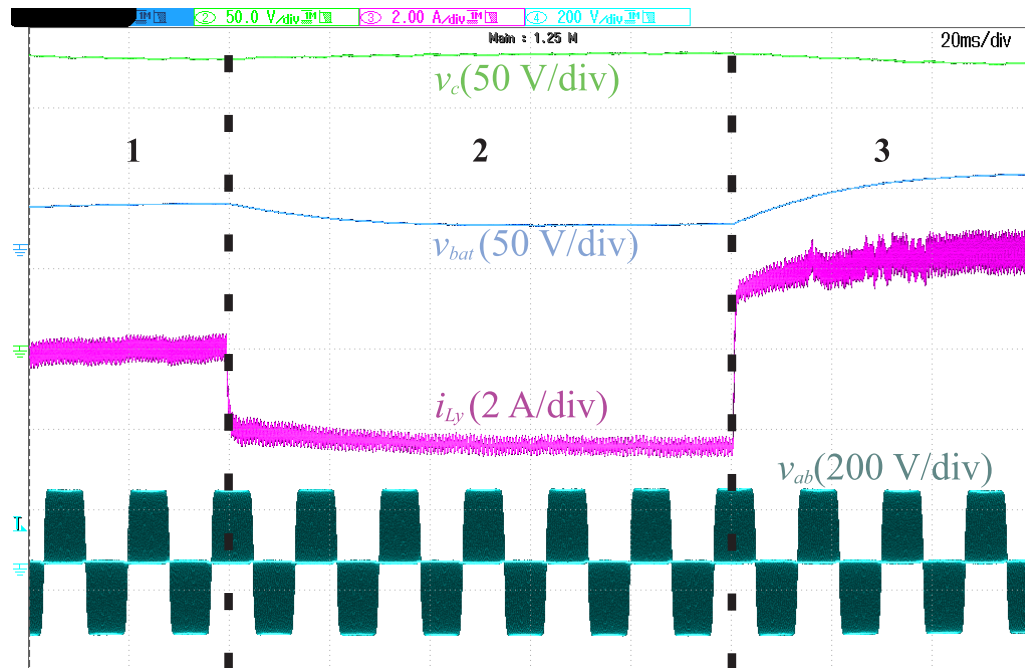
Fonte: Elaborado pelo autor.

No que se refere a bateria controlando a saída CA, é verificado o comportamento indicado na Figura 86 ao analisar no osciloscópio o comportamento do conversor para esse modo de controle. Vale ressaltar que a corrente I_{Ly} é a corrente drenada pelo barramento para manter a corrente na saída CA e para manter a tensão no barramento em torno da tensão nominal admissível.

Na Figura 86 é mostrada a corrente na bateria, a tensão no barramento CC, a tensão da fonte do lado sistema PV, a tensão PWM na saída CA do conversor. No barramento CC é medida uma tensão de 179,798 V e uma tensão RMS de cerca de 81,7310 V na saída alternada.

Vale ressaltar que o conversor está sendo controlado pelo controlador de corrente projetado para a bateria e mediante análise do gráfico, pode-se ler uma tensão de aproximadamente 24,7642 V na bateria. Além disso, foram dados dois degraus na corrente da bateria, sendo o primeiro foi dado na transição entre os intervalos 1 e 2, e seu valor vai de 0 A para -3 A; já o segundo degrau é dado na transição do segundo intervalo de tempo, na transição de dois para três, sendo o valor do degrau de -3 A para 3 A. No intervalo 1 o conversor está operando em malha aberta com d_x constante e sem controle de corrente via bateria, sendo que nos intervalos 2 e 3 os degraus dados são interpretados como perturbação pelo barramento CC e pela bateria, cujas tensões oscilam para posteriormente tentarem se estabilizar.

Figura 86 – Variáveis medidas no conversor, com degraus de corrente na bateria.

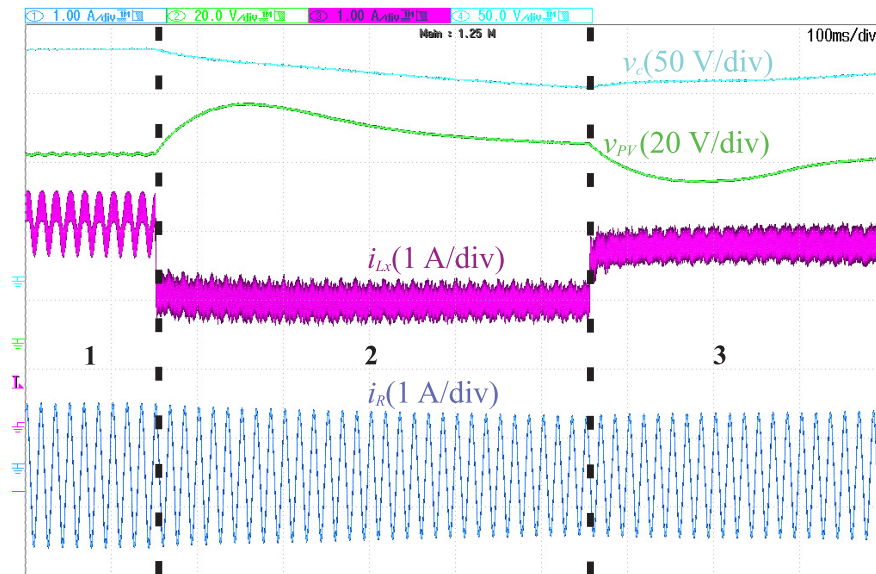


Fonte: Elaborado pelo autor.

A saída alternada foi controlada por um controlador ressonante de tensão e são analisados dois casos para o controle multimalhas, primeiramente a frequência de cruzamento é reduzida para 250 Hz e o gráfico do comportamento das variáveis do conversor para o uso de um controlador de corrente PI de única malha está exposto na Figura 87, no qual a tensão no barramento CC é de 149,473 V e a tensão do sistema fotovoltaico é de cerca de 56,4501 V, já na corrente do sistema fotovoltaico I_{Lx} foi dado um degrau de 2 para 3 A, visando verificar o comportamento da tensão do sistema fotovoltaico e do barramento CC do conversor, sendo tal degrau visto como um distúrbio que ocasiona variação na tensão CC que tende a se estabilizar após a finalização do degrau.

Na Figura 87 o conversor opera em malha aberta com d_x constante no intervalo 1 e na transição do intervalo 1 para o dois é dado um degrau de -1 A na corrente vinda do sistema PV e o sistema passa a operar sob controle de corrente, já na transição do intervalo 2 para o intervalo 3 é dado um degrau de -1 A para 1 A e o conversor passa a operar sob modo de controle de tensão e ainda em malha fechada, sendo que os degraus dados na corrente provinda da fonte equivalente ao sistema fotovoltaico são interpretados como perturbação pelo barramento do conversor e pela bateria, sendo que os mesmos tendem a procurar a estabilidade após o degrau ser aplicado.

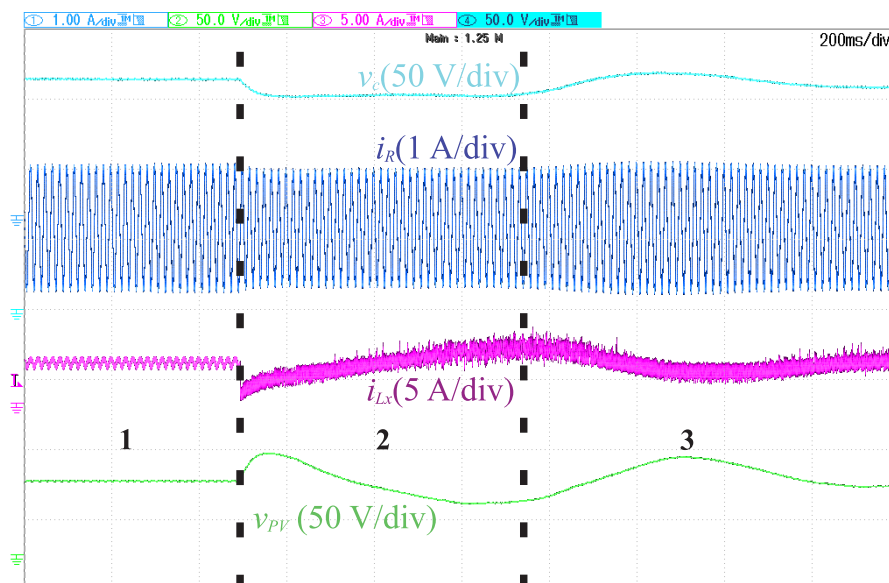
Figura 87 – Variáveis medidas no conversor, com degraus de corrente no lado do PV.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O comportamento expresso na Figura 88 mostra que no primeiro intervalo o conversor está em malha aberta com d_x constante a tensão no barramento CC quando o conversor está operando com controle multimalhas de tensão e corrente, a partir do qual no segundo intervalo a tensão no barramento cai para cerca de 150 V e no terceiro intervalo, após novo degrau na passagem de um intervalo para outro, a tensão no barramento volta ao valor de 159,995 V e a tensão no sistema fotovoltaico volta ao valor de 54,1964 V.

Figura 88 – Degrau na tensão do barramento CC, sendo controlado pelo PV.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Os degraus aplicados na corrente da bateria (Figura 86), corrente do lado PV (Figura 87) e na tensão do barramento CC (Figura 88), são gerados em uma máquina de estados externa ao bloco de edição do software do conversor. Essa máquina de estados define intervalos de tempo para habilitação de *flags* que entram no bloco de edição. Durante esses intervalos de tempo, da ordem de milissegundos, são aplicados os degraus nas variáveis citadas nas figuras mencionadas ao longo do parágrafo.

4.9 Estimativa da eficiência do conversor proposto

A eficiência e as perdas das chaves semicondutoras do conversor, foram obtidas via simulação no software PLECS[®], sendo que a eficiência do conversor proposto varia conforme o modo de operação, mas sempre mantendo o equilíbrio das potências, ou seja, $P_{CA} = P_{bat} + P_{PV}$. Entre as perdas de energia que ocorrem durante os modos de operação do conversor, as principais são as perdas de comutação e de chaveamento dos IGBTs e diodos, mas também existem as perdas nos capacitores que são expressas por $P_C = ESR \cdot (I_{RMS})^2$ em cada capacitor e também se somam às perdas nos indutores do circuito que expressas por $P_{ind} = R_L \cdot (I_{RMS})^2$ em cada indutor, no entanto, as perdas nos elementos passivos não foram levadas em consideração no estudo das perdas e foi considerado que todos os elementos semicondutoras são de *Silicon Carbide* e as chaves dos braços dos conversores são MOSFETs.

Tabela 11 – Resumo dos cálculos de eficiência para os modos de operação do conversor

$P_{PV}(\alpha)$	$P_{bat}(\beta)$	P_{CA}	$Rendimento = 1 - \frac{P_{perdas}}{P_{in}}$	Rendimento
$\alpha = 1$	$\beta = 1$	<i>Positivo</i>	$1 - \frac{P_{perdas}}{P_{PV}}$	<i>Modo 8 - 95,44 %</i>
$\alpha = 1$	$\beta = 0$	<i>Positivo</i>	$1 - \frac{P_{perdas}}{P_{PV} + P_{bat}}$	<i>Modo 3 - 94,97 %</i>
$\alpha = 1$	$\beta = 1$	<i>Zero</i>	$1 - \frac{P_{perdas}}{P_{PV}}$	<i>Modo 2 - 94,68 %</i>
$\alpha = 0$	$\beta = 0$	<i>Positivo</i>	$1 - \frac{P_{perdas}}{P_{bat}}$	<i>Modo 1 - 84,57 %</i>
$\alpha = 1$	$\beta = 1$	<i>Positivo</i>	$1 - \frac{P_{perdas}}{P_{PV}}$	<i>Modo 9 - 95,25 %</i>

Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando os dados de rendimento da Tabela 11, que englobam os dados da Figura 45, pode-se chegar a uma fórmula genérica para a determinação do rendimento do conversor, estando a mesma expressa em (4.9) para a qual são válidas as considerações feitas em (4.10) em (4.11).

$$Rendimento(\%) = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_{perdas}}{P_{in}} = 1 - \frac{P_{perdas}}{P_{in}} \quad (4.8)$$

$$Rendimento(\%) = 1 - \frac{P_{perdas}}{\alpha \cdot P_{PV} + P_{bat} \cdot (1 - \beta)} \quad (4.9)$$

No que se refere a potência fornecida sistema fotovoltaico em (4.9), é válida a situação mostrada em (4.10).

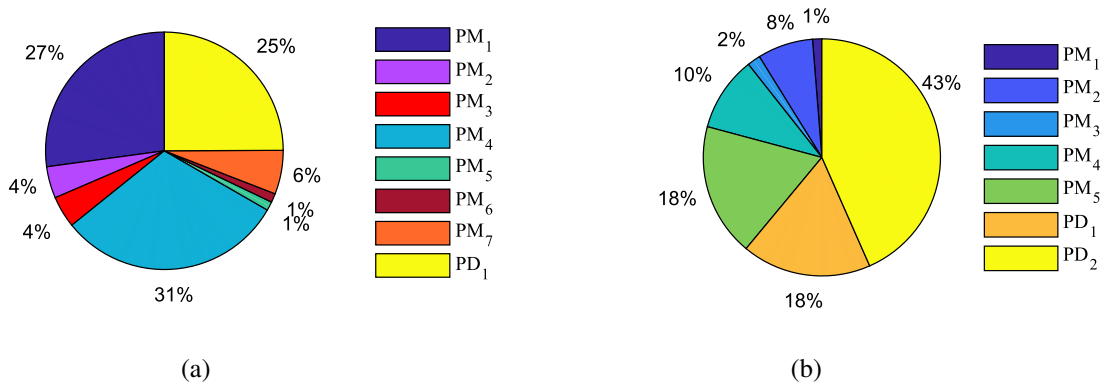
$$\begin{cases} P_{PV} > 0, & \alpha = 1 \\ P_{PV} = 0, & \alpha = 0 \end{cases} \quad (4.10)$$

No que se refere a potência fornecida pela bateria em (4.9), é válida a situação mostrada em (4.11).

$$\begin{cases} P_{bat} \leq 0, & \beta = 1 \\ P_{bat} > 0, & \beta = 0 \end{cases} \quad (4.11)$$

Para analisar a eficiência do conversor proposto, foi simulado via software PLECS[®] dois modelos térmicos para avaliar e comparar as perdas das topologias de conversores operando em malha aberta e com todos os semicondutores integralmente compostos por *Silicon Carbide*, também tendo em vista trabalhos futuros. O primeiro modelo simulado é a topologia proposta na dissertação, sendo que a mesma apresenta as perdas totais indicadas na Figura 89 (b), para o conversor operando no modo 4 e sem levar em consideração as perdas de elementos como indutores e capacitores, mas considerando que todas as fontes de tensão estão ativas e contribuindo para alimentar a carga presente na saída.

Figura 89 – Responsabilidade percentual de cada MOSFET e diodo pelas perdas totais dos semicondutores no circuito: (a) Topologia convencional, (b) topologia proposta.



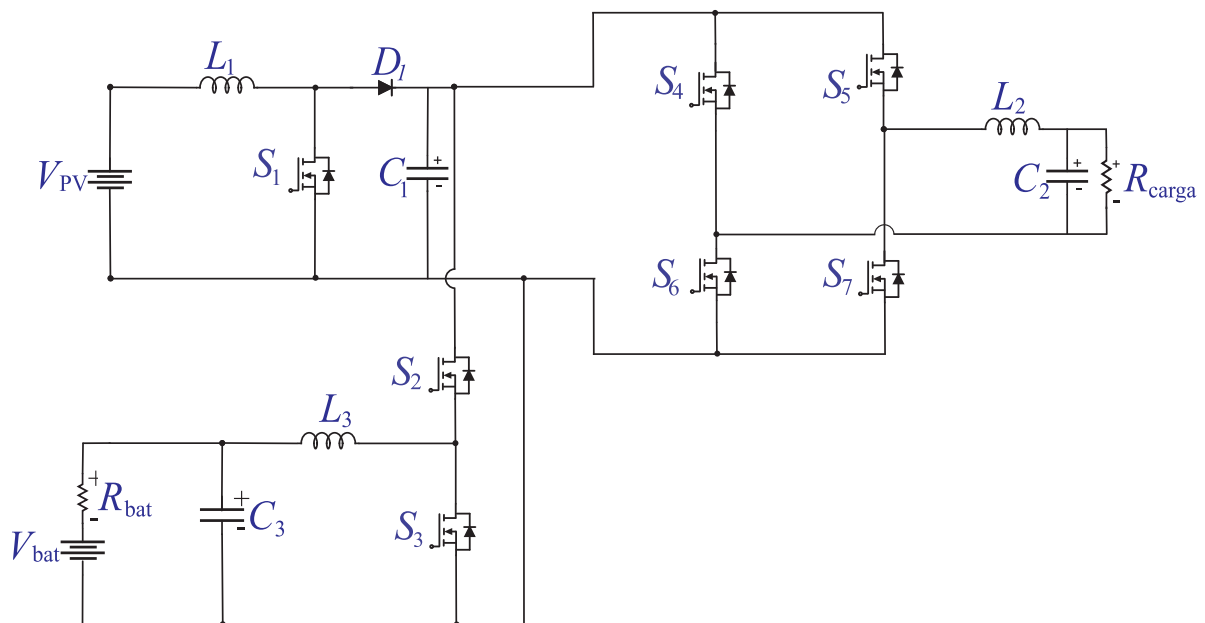
Fonte: Elaborado pelo autor.

Vale destacar que todas as simulações foram realizadas com fontes de tensão CC para simular a tensão gerada por um sistema fotovoltaico qualquer de modo que se tenha na saída uma potência mínima de 500 W, conforme tensão alcançada durante as simulações dos modos de operação abordados na Figura 45 e que o circuito simulado para a topologia do conversor proposto na dissertação, constituído somente por semicondutores de *Silicon Carbide* e o circuito convencional de conversor usado para comparação (também composto somente

por semicondutores de *Silicon Carbide*), é mostrado na Figura 90 e não apresenta capacitor em paralelo com a fonte PV devido a erro de dependência de estados durante a execução do código de implementação do conversor. Além disso, as chaves semicondutoras nas simulações de ambas as topologias são os MOSFETs, até em virtude de o conversor proposto operar em alta frequência e o MOSFET se demonstrar vantajoso nessa faixa de frequência (Buffolo et al., 2024).

Um dos objetivos da análise de perdas nos semicondutores, conforme a Figura 89, é maximizar a eficiência energética do circuito em questão seja através do projeto de dissipadores de calor adequados ou do emprego de novos materiais semicondutores que dissipam menos energia ou ainda efficientizar a técnica de projeto dos circuitos. Além disso, as perdas de energia estão diretamente ligadas ao esforço de corrente ao qual as chaves estão submetidas, sendo que este varia conforme o modo de operação do conversor e quando o conversor opera em malha fechada, o esforço de corrente na transição de modos de operação do conversor se apresenta conforme mostrado na Figura 73.

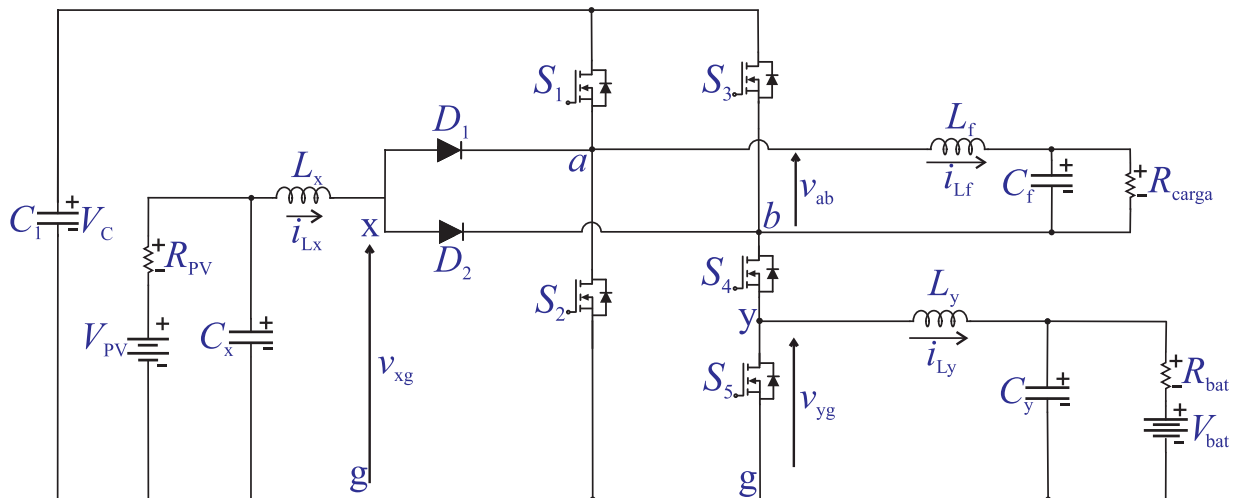
Figura 90 – O circuito da topologia convencional de inversor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

O circuito da Figura 91 mostra o conversor proposto na dissertação, composto por MOSFETs ao invés de IGBTs para simulação de perdas térmicas. A escolha se deve também ao fato de o MOSFET apresentar melhor comportamento para baixa tensão, alta frequência e baixas correntes, sendo condizente com as características da carga para a qual o conversor foi projetado (Erickson; Maksimovic, 2001).

Figura 91 – Circuito da topologia proposta.

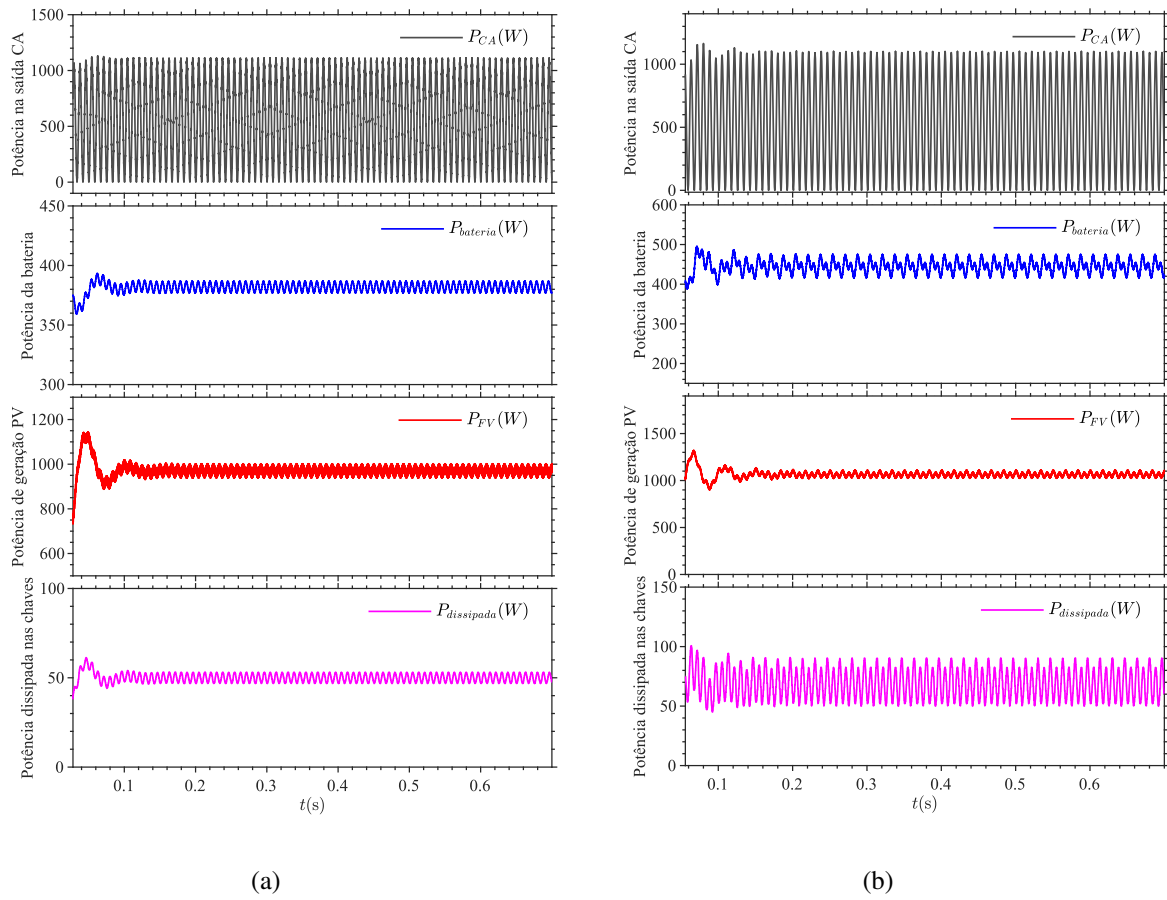


Fonte: Elaborado pelo autor.

As potências produzidas e a potência dissipada nos semicondutores da topologia convencional (Figura 91) utilizada para comparação com a topologia da dissertação, estão mostrados na Figura 92 (a); sendo que a tensão V_{RMS} tem o valor de 85,4569 V, já o valor médio da potência disponível na saída alternada é de aproximadamente 548,22 W e o valor médio das perdas de energia nos semicondutores, devido à comutação e a condução, é de aproximadamente 47,06 W; já a potência produzida, equivalente à geração fotovoltaica, é de cerca de 970,047 W e a potência drenada pelo banco de baterias é de 381,962 W. Analisando em termos de razão entre potência de saída alternada e potência de entrada, têm-se um rendimento de cerca de 93,22 %.

A topologia proposta de conversor usada para comparação com a convencional, tem os dados de potência e perdas indicados na Figura 92 (b); sendo que todas as fontes estão contribuindo com o sistema e a fonte PV está operando em modo *Boost*, assim a tensão V_{RMS} tem o valor de 45,52 V, já o valor médio da potência disponível na saída alternada é de aproximadamente 545,303 W e o valor médio das perdas de energia nos semicondutores, devido à comutação e a condução, é de aproximadamente 60,54 W. O valor da potência média gerada equivalente fotovoltaico é de cerca de 1057,83 W e a energia que a bateria drena do barramento é de 442,748 W. Analisando em termos de razão entre potência de saída alternada e potência de entrada, tem-se um rendimento de cerca de 88,65 %, no entanto, com a vantagem de redução de custo e tamanho ao adquirir o conversor.

Figura 92 – Tensões e potência alternadas, bem como as perdas de energia: (a) Topologia convencional, (b) topologia proposta.



Fonte: Elaborado pelo autor.

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

5.1 Conclusão geral

Neste trabalho foi apresentada uma nova topologia de conversor híbrido que agrega processamento de energia solar fotovoltaico com armazenamento em banco de baterias. Foi apresentada a análise dos estados de comutação, uma estratégia de modulação e controle para a adequada operação da topologia proposta. Além disso, os diversos modos de operação foram explorados.

No quesito de controladores, após os projetos pode-se fazer a análise de que o conversor projetado funciona bem para baixas potências conectadas na saída, no entanto, pode ser aprimorado para atender a uma maior demanda de potência na saída alternada.

Vale mencionar que na prototipação, ou no software de implementação ou mesmo no software de simulação, do conversor é necessária a implementação de filtros de segurança do conversor como proteção anti- ruídos e filtros para limitar as tensões e correntes nos elementos sensíveis do sistema, como o barramento CC e o banco de baterias, pois embora o conversor opere com estabilidade, durante na transição entre modos de operação apresenta elevados esforços de corrente ou tensão durante tais transitórios.

Além disso, o conversor apresenta problemas devido à corrente de partida são minimizados através do uso de partida em rampa que suaviza as correntes e assim permite a escolha de elementos passivos de menor volume e tamanho, consequentemente de menores perdas.

Posteriormente a análise da interface entre a bateria e o restante do conversor, foram realizadas análises teóricas e de simulação, utilizando os softwares PLECS[®] e a ferramenta Simulink do Matlab[®], quanto ao controle e modulação do conversor proposto. Após análise dos resultados obtidos conclui-se, portanto, que o conversor proposto apresenta duas chaves semicondutoras de potência a menos que a topologia convencional de inversor CC/CA, onde se tem comumente um inversor *Full-Bridge* de 4 chaves mais um inversor *Half-Bridge* de duas chaves e ainda um inversor *Boost* de uma chave, para realizar a interface entre banco de baterias, sistema fotovoltaico e saída alternada.

Além disso, o inversor proposto no trabalho desenvolvido durante a dissertação tem a vantagem de ser acoplado a um sistema de armazenamento de energia, algo que não está presente no inversor *S³I* original e que permite o uso posterior da energia armazenada no banco de baterias, onde é armazenado o excedente de energia gerada.

Além das características já mencionadas, o uso de um número menor de chaves reduz o tamanho, peso e custo do inversor; além de que os indutores de interface com o sistema PV e de interface com a bateria, não apresentam harmônicas de baixa frequência e consequentemente os requisitos de filtragem são menores. Ao prototipar o inversor, comprovou-se o funcionamento da

topologia conforme sua modelagem. Além disso, foram utilizados diodos de *Silicon Carbide* em conjunto com IGBTs de silício de última geração, conforme tecnologias existentes em 2024, que permitirão a operação das chaves em elevadas frequências de comutação, tensões e correntes maiores, além de reduzir o tamanho dos componentes passivos.

5.2 Propostas para trabalhos futuros

Para trabalhos futuros, pode ser aprimorada a topologia atual para aumentar o nível de tensão na saída CA quando o conversor não está operando no modo de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), ou seja, trata-se de implementar um conversor *Boost* de alto ganho no estágio de entrada.

O estágio de entrada faz a interface entre o sistema fotovoltaico e o barramento CC do conversor. Assim, aumentando o ganho desse estágio de entrada o conversor monofásico poderá alcançar maior tensão CA, tanto utilizando uma estratégia de MPPT nos painéis fotovoltaicos como utilizando o modo de elevação *Boost* para compatibilizar o nível de tensão presente no barramento CC do conversor com o nível de tensão desejado na saída CA do conversor.

Merece destaque um estudo para projetar os dissipadores térmicos adequados, bem como a modelagem térmica do conversor para a definição e quantificação das chaves que mais dissipam energia. Isso, por sua vez, está relacionado ao estresse de corrente ao qual as chaves são submetidas em cada modo de operação do conversor.

Analisando o aperfeiçoamento tecnológico em termos de miniaturização de componentes, quando possível, pode-se utilizar componentes SMD no intuito de diminuir o volume do conversor, fazendo com que o volume das placas envolvidas na operação do conversor seja menor.

5.3 Trabalhos publicados

Como contribuição científica foi desenvolvido um artigo para o 15th Seminar on Power Electronics and Control, SEPOC 2023, o qual ocorreu na cidade de Santa Maria-RS. O trabalho apresentado é intitulado de Conversor Multifuncional Híbrido para Sistemas de Geração Fotovoltaica (Mallmann; Grigoletto, 2023).

REFERÊNCIAS

- ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P. *Analysis of the three-level diode-clamped split-source inverter*. [S.l.], 2016. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/7793581>>. Acesso em: 08 fev. 2023. Citado na página 38.
- ABDELHAKIM, A. et al. Decoupled control scheme of grid-connected split-source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, 2017. ISSN 02780046. Citado na página 17.
- ABDELHAKIM, A. et al. Performance evaluation of the single-phase split-source inverter using an alternative dc–ac configuration. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 1, p. 363–373, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 40.
- ABUELRUB, A. et al. Hybrid energy system design using greedy particle swarm and biogeography-based optimisation. *IET Renewable Power Generation*, v. 14, 2020. ISSN 17521424. Citado na página 31.
- ACOSTA, R. L. *Análise de conversor multinível com células em cascata de fonte dividida (split-source) aplicado à sistemas fotovoltaicos*. Monografia (Trabalho de conclusão de curso) — Universidade Federal do Pampa, Alegrete, 6 2019. Citado 7 vezes nas páginas 33, 34, 35, 36, 38, 81 e 82.
- Afshari, Hossein and Husev, Oleksandr and Matiushkin, Oleksandr and Vinnikov, Dmitri. A review of hybrid converter topologies. *Energies*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 15, n. 24, p. 9341, 2022. Citado na página 37.
- AHMED, M. Modeling lithium-ion battery chargers in plects. *Engineering, Plexim Inc.*, (Web page: https://www.plexim.com/sites/default/files/plecs_lithium_ion_adv.pdf), (Access date: May 2022), 2016. Citado 4 vezes nas páginas 47, 50, 52 e 108.
- AHRABI, R. R.; BANAEI, M. R. Improved y-source dc–ac converter with continuous input current. *IET Power Electronics*, Wiley Online Library, v. 9, n. 4, p. 801–808, 2016. Citado na página 36.
- ANEEL. Resolução normativa aneel nº 1000, de 7 de dezembro de 2021. *Resolução normativa*, 2021. Disponível em: <<https://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren20211000.pdf>>. Acesso em: 24 out. 2023. Citado na página 19.
- ANEEL. Resolução normativa aneel nº 1059, de 7 de fevereiro de 2023. *Resolução normativa*, 2023. Disponível em: <<https://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren20231059.pdf>>. Acesso em: 24 out. 2023. Citado na página 19.
- ATTIA, P. M. et al. Review—“knees” in lithium-ion battery aging trajectories. *Journal of The Electrochemical Society*, IOP Publishing, v. 169, n. 6, p. 060517, jun 2022. Citado na página 45.
- AYRES, W. de A. et al. Conversor de alto ganho de tensão dual boost quadrático. *SEPOC, Santa Maria-RS, Brasil*, 2018. Citado na página 103.
- BAGHDADI, I. et al. Lithium battery aging model based on dakin’s degradation approach. *Journal of Power Sources*, v. 325, 2016. ISSN 03787753. Citado na página 44.
- BAO, K.; LI, S.; ZHENG, H. Battery charge and discharge control for energy management in ev and utility integration. In: IEEE. *2012 IEEE power and energy society general meeting*. [S.l.], 2012. p. 1–8. Citado na página 47.

BASTOS, R. F. *Sistema de gerenciamento para a integração em CC de fontes alternativas de energia e armazenadores híbridos conectados a rede de distribuição via conversores eletrônicos*. Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2016. Citado 3 vezes nas páginas 47, 48 e 49.

BECKER, T. C. *Contribuições ao controle aplicado a uma topologia híbrida para regulação de tensão em geradores de indução auto-excitados*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 4 2017. Disponível em: <<http://repositorio.ufsm.br/handle/1/23129>>. Acesso em: 08 fev. 2023. Citado na página 88.

BIABANI, M. A. K. A.; ALI, S. M. Control of induction motor drive using space vector pwm. In: . [S.l.: s.n.], 2016. Citado na página 59.

BLAABJERG, F.; CHEN, Z.; KJAER, S. B. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, 2004. ISSN 08858993. Citado 4 vezes nas páginas 22, 24, 26 e 28.

BRASIL. Lei nº 14.300, de 6 de janeiro de 2022. *Diário Oficial da União*, 2022. Disponível em: <https://www.planalto.gov.br/ccivil_03/_ato2019-2022/2022/lei/114300.htm>. Acesso em: 08 fev. 2023. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 33.

BROUSSELY, M. et al. Main aging mechanisms in li ion batteries. In: . [S.l.: s.n.], 2005. v. 146. ISSN 03787753. Citado na página 45.

BROVANOV, S. V.; SHULTS, T. E.; SIDOROV, A. V. Stand-alone power supply system using photovoltaic panels and diode-clamped multilevel inverter. p. 464–467, 2014. Citado na página 17.

BUCHMANN, I. Bu-107: Comparison table of secondary batteries. *Battery University*, 2021. Disponível em: <<https://batteryuniversity.com/article/bu-107-comparison-table-of-secondary-batteries>>. Acesso em: 01 out. 2024. Citado 4 vezes nas páginas 42, 43, 44 e 49.

BUCHMANN, I. Bu-205: Types of lithium-ion. *Battery University*, 2021. Disponível em: <<https://batteryuniversity.com/article/bu-205-types-of-lithium-ion>>. Acesso em: 12 out. 2024. Citado na página 49.

BUCHMANN, I. Bu-403: Charging lead acid. *Battery University*, 2021. Disponível em: <<https://batteryuniversity.com/article/bu-403-charging-lead-acid>>. Acesso em: 01 out. 2024. Citado na página 47.

BUCHMANN, I. Bu-409: Charging lithium-ion. *Battery University*, 2021. Disponível em: <<https://batteryuniversity.com/article/bu-409-charging-lithium-ion>>. Acesso em: 01 out. 2024. Citado 3 vezes nas páginas 50, 51 e 108.

BUFFOLO, M. et al. Review and outlook on gan and sic power devices: Industrial state-of-the-art, applications, and perspectives. *IEEE Transactions on Electron Devices*, PP, p. 1–12, 03 2024. Citado na página 137.

CALAIS, M. et al. Inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - an overview. In: . [S.l.: s.n.], 2002. v. 4. ISSN 02759306. Citado 5 vezes nas páginas 21, 22, 23, 24 e 26.

CÂNDIDO, D. B. *Desenvolvimento de sistemas estáticos distribuídos - “Multi string”, para aplicação em sistemas fotovoltaicos autônomos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2010. Citado 8 vezes nas páginas 21, 22, 23, 24, 25, 26, 27 e 28.

CELIK, A. N. Optimisation and techno-economic analysis of autonomous photovoltaic-wind hybrid energy systems in comparison to single photovoltaic and wind systems. *Energy Conversion and Management*, v. 43, 2002. ISSN 01968904. Citado na página 31.

CHEN, M.; RINCON-MORA, G. A. Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and i-v performance. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, 2006. ISSN 08858969. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 46.

CINTRON-RIVERA, J. G. et al. Quasi-z-source inverter with energy storage for photovoltaic power generation systems. *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, p. 401–406, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 38.

COCCO, G. M. *Modelagem e controle de um sistema híbrido de microgeração empregando o inversor de fonte dividida*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 8 2021. Disponível em: <https://repositorio.ufsm.br/bitstream/handle/1/23024/DIS_PPGEE_2021_COCCO_GABRIEL.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Acesso em: 08 fev. 2023. Citado 3 vezes nas páginas 33, 96 e 101.

COELHO, K. D. et al. Estudo de uma fonte ininterrupta de corrente contínua de baixa potência gerenciada por um microcontrolador. Florianópolis, SC, 2001. Citado 3 vezes nas páginas 47, 48 e 49.

CONCEIÇÃO, F. C.; BECCARO, W.; JUSTO, J. F. Ensinando métodos de discretização para projeto de sistemas de controle: Comparação de controladores pid em sistemas embarcados. *Journal of Applied Instrumentation and Control*, v. 7, p. 8, 10 2020. ISSN 2594-3553. Citado 2 vezes nas páginas 99 e 100.

CRESESB. *Potencial Solar - SunData v 3.0*. [S.l.], 2017. 1 p. Disponível em: <<http://www.cresesb.cepel.br/index.php?section=sundata&>>. Citado na página 109.

DAVIS, S. Schottky diodes: The old ones are good, the new ones are better. v. 37, p. 36–38, 03 2011. Citado na página 125.

ELASSER, A.; CHOW, T. Silicon carbide benefits and advantages for power electronics circuits and systems. *Proceedings of the IEEE*, v. 90, n. 6, p. 969–986, 2002. Citado na página 125.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2001. Citado 12 vezes nas páginas 17, 34, 68, 73, 75, 80, 81, 88, 96, 97, 104 e 137.

FARHANGI, B.; FARHANGI, S. Comparison of z-source and boost-buck inverter topologies as a single phase transformer-less photovoltaic grid-connected power conditioner. In: . [S.l.: s.n.], 2006. ISSN 02759306. Citado na página 34.

FILHO, G. J. L. *Previsão da autonomia de baterias de chumbo-ácido aplicadas a sistemas híbridos de geração de energia utilizando o método KiBaM*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Pernambuco, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 47, 48 e 49.

- FILHO, L. R. A. G. et al. Variable analysis in wind photovoltaic hybrid systems in rural energization. *IEEE Latin America Transactions*, v. 14, 2016. ISSN 15480992. Citado na página 30.
- FRANKE, W. T.; OESTREICH, N.; FUCHS, F. W. Comparison of transformerless converter topologies for photovoltaic application concerning efficiency and mechanical volume. In: . [S.l.: s.n.], 2010. Citado na página 34.
- FUENTE, D. Velasco de la et al. Photovoltaic power system with battery backup with grid-connection and islanded operation capabilities. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 4, p. 1571–1581, 2013. Citado na página 17.
- GHENAI, C.; BETTAYEB, M. Grid-tied solar pv/fuel cell hybrid power system for university building. *Energy Procedia*, v. 159, p. 96–103, 2019. ISSN 1876-6102. Renewable Energy Integration with Mini/Microgrid. Citado na página 31.
- GONSCHOROWSKI, E. *Carregador de bateria de li-ion com sistema de equalização de carga*. Dissertação (B.S. thesis) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2022. Citado na página 49.
- GRIGOLETTO, F. B.; PINHEIRO, H. Generalized pwm approach for dc capacitors voltage balancing in diode-clamped multilevel converters. In: *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–12. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 60.
- GUENTHER, C. et al. Model-based investigation of electric vehicle battery aging by means of vehicle-to-grid scenario simulations. *Journal of Power Sources*, v. 239, 2013. ISSN 03787753. Citado na página 45.
- HAKEMI, A.; SANATKAR-CHAYJANI, M.; MONFARED, M. Δ -source impedance network. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, 2017. ISSN 02780046. Citado na página 35.
- Hauke, B. *Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage*. 3. ed. [S.l.], 2011. Revised August 2015. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/an/slva477b/slva477b.pdf?ts=1675823456965&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F>. Citado 3 vezes nas páginas 80, 96 e 105.
- HOAGG, J. B.; BERNSTEIN, D. S. Nonminimum-phase zeros - much to do about nothing - classical control - revisited part ii. *IEEE Control Systems Magazine*, v. 27, n. 3, p. 45–57, 2007. Citado na página 88.
- HONGPENG, L. et al. Stability analysis of improved y-source inverter. In: . [S.l.: s.n.], 2017. Citado na página 36.
- HORIBA, T. Lithium-ion battery systems. *Proceedings of the IEEE*, v. 102, p. 939–950, 06 2014. Citado na página 41.
- HUANG, Y. et al. Z-source inverter for residential photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, 2006. ISSN 08858993. Citado na página 35.
- HUSSEIN, K. H. et al. Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions. *IEE Proceedings: Generation, Transmission and Distribution*, v. 142, 1995. ISSN 13502360. Citado na página 101.

- IEA. *Key World Energy Statistics 2021*. [S.l.], 2021. Disponível em: <<https://www.iea.org/reports/key-world-energy-statistics-2021>>. Acesso em: 15 mar. 2023. Citado na página 17.
- INFINEON. *DatasheetIKP39N65ES5*. [S.l.], 2019. Disponível em: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKP39N65ES5-DataSheet-v02_01-EN.pdf?fileId=5546d462696dbf1201697b7740f4442c>. Acesso em: 04 jul. 2024. Citado na página 127.
- INSTRUMENTS, T. *TMS320F2837xD Dual-Core Real-Time Microcontrollers*. [S.l.], 2024. Disponível em: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28379d.pdf?ts=1729555114202&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fdocument-viewer%252FTMS320F28379D%252Fdatasheet>. Acesso em: 22 Out. 2024. Citado na página 125.
- JENKINS, N. Photovoltaic systems for small-scale remote power supplies. *Power Engineering Journal*, v. 9, 1995. ISSN 09503366. Citado na página 30.
- KAN, J. et al. Single-stage and boost-voltage grid-connected inverter for fuel-cell generation system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, 2015. ISSN 02780046. Citado na página 21.
- KEIEL, G. *Projeto em tempo discreto de controladores ressonantes aplicados a fontes ininterruptas de energia*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 3 2017. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/10183/157861>>. Acesso em: 08 fev. 2023. Citado na página 99.
- KIM, S.-H. et al. Switch open-fault detection for a three-phase hybrid active neutral-point-clamped rectifier. *Electronics*, v. 9, n. 9, 2020. ISSN 2079-9292. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/2079-9292/9/9/1437>>. Citado na página 115.
- KIM, T.; QIAO, W. A hybrid battery model capable of capturing dynamic circuit characteristics and nonlinear capacity effects. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 26, n. 4, p. 1172–1180, 2011. Citado na página 44.
- KROICS, K. et al. Operation possibility of grid connected quasi-z-source inverter with energy storage and renewable energy generation in wide power range. In: *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. [S.l.: s.n.], 2017. p. 564–569. Citado na página 37.
- KUMAR, A. et al. A review of multi criteria decision making (mcdm) towards sustainable renewable energy development. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 69, 2017. ISSN 18790690. Citado na página 31.
- LEE, S. S.; HENG, Y. E. Improved single-phase split-source inverter with hybrid quasi-sinusoidal and constant pwm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 64, p. 2024–2031, 3 2017. ISSN 02780046. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 39.
- LEE, S. S. et al. Single-phase simplified split-source inverter s^3i for boost dc–ac power conversion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 10, p. 7643–7652, 2019. Citado 3 vezes nas páginas 17, 21 e 40.
- LI, Y. et al. Quasi-z-source inverter for photovoltaic power generation systems. In: . [S.l.: s.n.], 2009. Citado na página 35.

- LIN, H. P. et al. Low-temperature behavior of li-ion cells. *Electrochemical and Solid-State Letters*, v. 4, 2001. ISSN 10990062. Citado na página 45.
- LIN, X.; LIU, L.; GUAN, P. Phase field modeling of sei layer morphology in li-ion batteries. *ECS Meeting Abstracts*, MA2014-01, 2014. Citado na página 44.
- LIU, Y. et al. Modeling and controller design of quasi-z-source inverter with battery based photovoltaic power system. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 3119–3124. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 38.
- MALLMANN, J. F.; GRIGOLETTO, F. B. Conversor multifuncional híbrido para sistemas de geração fotovoltaica. In: BRASIL. *15TH SEMINAR ON POWER ELECTRONICS AND CONTROL (SEPOC 2023)*. [S.l.], 2023. Citado na página 141.
- MASTROMAURO, R. A.; LISERRE, M.; DELL’AQUILA, A. Control issues in single-stage photovoltaic systems: Mppt, current and voltage control. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 8, n. 2, p. 241–254, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 101 e 102.
- MENEGUETTI, L. H. *Estratégia de controle e modos de operação para inversores multifuncionais*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 9 2020. Disponível em: <<https://repositorio.utfpr.edu.br/jspui/bitstream/1/23628/1/controleinversormultifuncional.pdf>>. Acesso em: 08 fev. 2023. Citado na página 17.
- MOUDGALYA, K. M. *Digital Control*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007. Citado na página 88.
- MOURA. *Moura Lítio - Série MLF*. [S.l.], 2021. Disponível em: <https://s34918.pcdn.co/wp-content/uploads/2023/01/PT_Manual-MLF.pdf>. Acesso em: 12 set. 2024. Citado na página 82.
- MYRZIK, J. M.; CALAIS, M. String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - a review. In: . [S.l.: s.n.], 2003. v. 2. Citado 3 vezes nas páginas 26, 27 e 28.
- NAHAVANDI, A.; ROOSTAEE, M.; AZIZI, M. R. Single stage dc-ac boost converter. In: *2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 362–366. Citado na página 39.
- NEOSOLAR. *Energia solar fotovoltaica: Tudo sobre*. [S.l.], 2021. Disponível em: <<https://www.neosolar.com.br/aprenda/saiba-mais/energia-solar-fotovoltaica>>. Acesso em: 04 set. 2024. Citado 5 vezes nas páginas 18, 31, 32, 33 e 47.
- NEUHAUS, D. R. *Dimensionamento de um sistema de recalque de água utilizando energia solar*. Monografia (Trabalho de conclusão de curso) — Faculdade Horizontina, Horizontina, 11 2018. Disponível em: <https://fahor.com.br/images/Documentos/Biblioteca/TFCs/Eng_Mecanica/2018/DouglasRafaelNeuhaus.pdf>. Acesso em: 15 mar. 2023. Citado 3 vezes nas páginas 107, 108 e 109.
- NGUYEN, M. K.; CHOI, Y. O. Maximum boost control method for single-phase quasi-switched-boost & quasi-z-source inverters. *Energies*, v. 10, 2017. ISSN 19961073. Citado na página 35.
- ODAGUIRI, V. T.; JÚNIOR, R.; BATSCHAUER, A. L. Cálculo dos esforços de corrente nos semicondutores do inversor fonte z. *Eletrônica de Potência-SOBRAEP*, v. 21, p. 224–233, 7 2016. Citado na página 103.

OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. [S.l.]: Pearson Universidades, 2010. Citado na página 88.

OPTIMUMNANO. *Cylindrical Lithium Iron Phosphate Battery.LiFePO4 Battery 32650-5Ah. OPT-32650F*. [S.l.], 2015. Disponível em: <<https://www.devon-company.com/spec/32650%20LiFePO4%20Battery%20Spec.pdf>>. Acesso em: 27 nov. 2023. Citado 4 vezes nas páginas 51, 86, 107 e 108.

PENG, F. Z. Z-source inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, p. 504–510, 3 2003. ISSN 00939994. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.

QUINTERO, V. Baterías de ion litio: características y aplicaciones. *I+D Tecnológico*, v. 17, 2021. ISSN 1680-8894. Citado na página 41.

RAKHMATOV, D. N.; VRUDHULA, S. B. An analytical high-level battery model for use in energy management of portable electronic systems. In: . [S.l.: s.n.], 2001. ISSN 10923152. Citado na página 44.

RIBEIRO, H.; PINTO, A.; BORGES, B. Single-stage dc-ac converter for photovoltaic systems. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 604–610. Citado na página 39.

RODRIGUES, L. A.; CHAVES, D. B.; GRIGOLETTO, F. B. 9s-ssi: Proposta, análise e modulação. *Revista Eletrônica de Potência (BRAZILIAN JOURNAL OF POWER ELECTRONICS)*, p. 452–463, 10/12 2020. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 21.

RODRIGUEZ, J. J. et al. Optimal venturini modulation for a three-phase four-wire matrix converter. *IEEE Latin America Transactions*, v. 14, n. 2, p. 617–623, 2016. Citado na página 59.

RYAN, M.; DONCKER, R. D.; LORENZ, R. Decoupled control of a 4-leg inverter via a new 4/spl times/4 transformation matrix. In: *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 187–192 vol.1. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 60.

RYAN, M.; LORENZ, R.; DONCKER, R. D. Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 6, p. 1183–1191, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 60.

SANTOS, R. M. *Controle cascata e supervisão aplicada a controle de nível em planta didática de processos*. Monografia (Trabalho de conclusão de curso) — Universidade Estadual Paulista, Sorocaba, 2014. Citado na página 99.

SCHWERTNER, C. D. et al. Supervisory control for stand-alone photovoltaic systems. In: *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 582–588. Citado na página 82.

SEBORG, D. E. et al. *Process Dynamics and Control (4th Edition)*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2016. ISSN 0717-6163. Citado na página 99.

SHEN, M. et al. Comparison of traditional inverters and z-source inverter for fuel cell vehicles. In: *Power Electronics in Transportation (IEEE Cat. No.04TH8756)*. [S.l.: s.n.], 2004. p. 125–132. Citado na página 34.

SHEN, M. et al. Comparison of traditional inverters and z-source inverter for fuel cell vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, 2007. ISSN 08858993. Citado na página 35.

SILVA, C. A. et al. Implementation and control of a hybrid multilevel converter with floating dc links for current waveform improvement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, 2011. ISSN 02780046. Citado na página 59.

SIMON, S. et al. Experimental measurements of frequency-dependent active component impedances for harmonic stability assessment. v. 2021, p. 742–746, 2021. Citado na página 30.

SIWAKOTI, Y. P. et al. Y-source boost dc/dc converter for distributed generation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, 2015. ISSN 02780046. Citado na página 35.

SOARES, P. M. O. dos R. *Discretização de Controladores Contínuos*. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Porto, Porto, 10 1996. Disponível em: <<https://repositorio-aberto.up.pt/bitstream/10216/11227/2/Texto%20integral.pdf>>. Acesso em: 08 fev. 2023. Citado 2 vezes nas páginas 99 e 100.

SUBUDHI, B.; PRADHAN, R. A comparative study on maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 4, n. 1, p. 89–98, 2013. Citado na página 101.

SUN, K.; SHU, Q. Overview of the types of battery models. In: . [S.l.: s.n.], 2011. Citado 3 vezes nas páginas 44, 45 e 46.

TOMASOV, M. et al. Overview of battery models for sustainable power and transport applications. In: . [S.l.: s.n.], 2019. v. 40. ISSN 23521465. Citado 3 vezes nas páginas 41, 45 e 46.

TONG, W. P. Q.; RAMADAN, B. M. M.; LOGENTHIRAN, T. A comparative analysis between z-source and quasi-z-source inverters for boost operation. In: . [S.l.: s.n.], 2019. Citado na página 35.

TREMBLAY, O.; DESSAINT, L.-A. Experimental validation of a battery dynamic model for ev applications. *World electric vehicle journal*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 3, n. 2, p. 289–298, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 50 e 52.

TREMBLAY, O.; DESSAINT, L.-A.; DEKKICHE, A.-I. A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles. In: *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 284–289. Citado 3 vezes nas páginas 50, 51 e 52.

VETTER, J. et al. Ageing mechanisms in lithium-ion batteries. *Journal of Power Sources*, Elsevier B.V., v. 147, n. 1-2, p. 269–281, 2005. ISSN 0378-7753. Citado na página 44.

VIEIRA, R. P. et al. Abordagem geométrica para modulação de conversores três braços no acionamento de máquinas de indução bifásicas simétricas e assimétricas. *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, Sociedade Brasileira de Automática, v. 23, n. Sba Controle & Automação, 2012 23(1), Jan 2012. ISSN 0103-1759. Disponível em: <<https://doi.org/10.1590/S0103-17592012000100002>>. Acesso em: 08 fev. 2023. Citado na página 60.

VIJAYARAGHAVAN, R.; L., P. Quasi-z-source inverter topologies with reduced device rating: a review. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, v. 8, p. 325, 03 2017. Citado na página 35.

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, 2009. ISSN 08858993. Citado na página 113.

WALDMANN, T. et al. Temperature dependent ageing mechanisms in lithium-ion batteries – a post-mortem study. *Journal of Power Sources*, v. 262, p. 129–135, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 45.

WALKER, G. R.; SERNIA, P. C. Cascaded dc-dc converter connection of photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, 2004. ISSN 08858993. Citado na página 27.

WANG, H.; ZHOU, D.; BLAABJERG, F. A reliability-oriented design method for power electronic converters. In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 2921–2928. Citado na página 115.

Wang, J. et al. Degradation of lithium ion batteries employing graphite negatives and nickel-cobalt-manganese oxide + spinel manganese oxide positives: Part 1, aging mechanisms and life estimation. *Journal of Power Sources*, v. 269, p. 937–948, dez. 2014. Citado na página 44.

WANG, L.; SINGH, C. Multicriteria design of hybrid power generation systems based on a modified particle swarm optimization algorithm. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 24, 2009. ISSN 08858969. Citado na página 30.

WANG, X.; BLAABJERG, F. Harmonic stability in power electronic-based power systems: Concept, modeling, and analysis. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 10, 2019. ISSN 19493053. Citado na página 30.

WOLFSPEED. *E3D30065D 650 V Discrete SiC Schottky Diode Data Sheet* | Wolfspeed. [S.l.], 2023. Disponível em: <https://assets.wolfspeed.com/uploads/2023/12/Wolfspeed_E3D30065D_data_sheet.pdf>. Acesso em: 04 jul. 2024. Citado na página 127.

YANG, S. et al. Condition monitoring for device reliability in power electronic converters: A review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 11, p. 2734–2752, 2010. Citado na página 115.

ZAMBRA, D. A. B.; ROSITO, F. C. Técnica de modulação space vector aplicada a um inversor multinível híbrido assimétrico. *Revista Mundi Engenharia, Tecnologia e Gestão (ISSN: 2525-4782)*, v. 5, 2020. Citado na página 59.

ZHANG, J. *Bidirectional DC-DC Power Converter Design Optimization, Modeling and Control*. Tese (Doutorado) — Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, 2008. Disponível em: <<http://hdl.handle.net/10919/26126>>. Acesso em: 08 fev. 2023. Citado 3 vezes nas páginas 65, 66 e 67.

ZHAO, Z. et al. Derivation, analysis, and implementation of a boost-buck converter-based high-efficiency pv inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, 2012. ISSN 08858993. Citado na página 21.

ZOHRABI, F. et al. Modified quasi-y-source converter for increasing boost factor. *Scientia Iranica*, v. 27, 2020. ISSN 23453605. Citado na página 21.

APÊNDICE A - CONVERSOR NO MODO BUCK

Quando o conversor CC-CC operar como *Buck*, a tensão $V_L=0$, R_2 é considerada uma carga resistiva e C_x e R_1 são desprezíveis, pois a energia é drenada pela carga e só flui corrente de ripple pelo capacitor C_x . Assim, a partir de (3.54), (3.58) e (3.62), pode-se obter as equações em regime permanente de I_L , (1); V_C , (2), e a tensão V_{bat} , (3).

$$I_L = \frac{D_y \cdot V_H - V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} = \frac{D_y \cdot V_H}{R_{Ly} + R_2} \quad (1)$$

$$V_C = \frac{V_H \cdot R_2 + R_{Ly} \cdot V_H + D_y \cdot R_1 \cdot V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} = \frac{V_H \cdot R_2 + R_{Ly} \cdot V_H}{R_{Ly} + R_2} = V_H \quad (2)$$

$$V_{bat} = \frac{D_y^2 \cdot V_L \cdot R_1 + R_2 \cdot D_y \cdot V_H + R_{Ly} \cdot V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} = \frac{D_y \cdot V_H \cdot R_2}{R_2 \cdot R_{Ly}} \quad (3)$$

O modelo de espaço de estados para o modo de operação *Buck* é dado por (4) e pode ser obtido a partir de (3.63).

$$\begin{cases} L_y \cdot \frac{d\hat{i}_L}{dt} = (D_y + \hat{d}) \cdot (V_C + \hat{v}_C) - (V_{bat} + \hat{v}_{bat}) - (I_L + \hat{i}_L) \cdot R_{Ly} \\ C_x \cdot \frac{d\hat{v}_C}{dt} = 0 \\ C_y \cdot \frac{d\hat{v}_{bat}}{dt} = (I_L + \hat{i}_L) - \left(\frac{V_{bat} + \hat{v}_{bat}}{R_2} \right) + \frac{V_L}{R_2} \end{cases} \quad (4)$$

A razão entre a tensão \hat{v}_C com relação à razão cíclica, é mostrada em (5) e a razão entre a tensão \hat{v}_{bat} e a razão cíclica, é mostrada em (7), após a aplicação de Laplace.

$$\frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = 0. \quad (5)$$

$$C_y \cdot \frac{d\hat{v}_{bat}}{dt} = I_L + \hat{i}_L - \frac{V_{bat}}{R_2} - \frac{\hat{v}_{bat}}{R_2} - \frac{V_L}{R_2} \quad (6)$$

$$\frac{\hat{v}_{bat}}{\hat{d}} = \frac{\frac{1}{C_y}}{\left(s + \frac{1}{R_2 \cdot C_y} \right)} \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \quad (7)$$

A razão entre a corrente no indutor e a razão cíclica, pode ser obtida pela manipulação matemática e aplicação de Laplace na primeira equação presente em (4).

$$L_y \cdot s \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{D_y \cdot \hat{v}_C}{\hat{d}} + V_C - \frac{\hat{v}_{bat}}{\hat{d}} - \frac{R_{Ly} \cdot \hat{i}_L}{\hat{d}} \quad (8)$$

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \cdot \left(s + \frac{R_{Ly}}{L_y} \right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_2 \cdot C_y} \right) + \frac{\hat{i}_L}{\hat{d} \cdot C_y \cdot L_y} = \frac{V_C}{L_y} \cdot \left(s + \frac{1}{R_2 \cdot C_y} \right) \quad (9)$$

Substituindo (3.58) em (9), resulta em (10).

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{\frac{V_H}{L_y} \cdot \left(s + \frac{1}{R_2 \cdot C_y} \right)}{\left(s + \frac{R_{Ly}}{L_y} \right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_2 \cdot C_y} \right) + \frac{1}{L_y \cdot C_y}} \quad (10)$$

APÊNDICE B - CONVERSOR NO MODO BOOST

O conversor CC-CC também pode operar no modo *Boost*, onde R_1 é considerado uma carga resistiva, $V_H = 0$, R_2 é desprezível e C_y também, sendo que através deste último flui apenas a corrente de ripple. O modelo de espaço de estados em regime permanente no modo *Boost* é aplicado e a partir de (3.54), (3.58) e (3.62), chega-se em I_L , (11); V_C , (12) e V_{bat} , (13).

$$I_L = \frac{D_y \cdot V_H - V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} = \frac{-V_L}{D_y^2 \cdot R_1 + R_2} \quad (11)$$

$$V_C = \frac{V_H \cdot R_2 + R_{Ly} \cdot V_H + D_y \cdot R_1 \cdot V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} = \frac{D_y \cdot R_1 \cdot V_L}{D_y^2 \cdot R_1 + R_2} \quad (12)$$

$$V_{bat} = \frac{D_y^2 \cdot V_L \cdot R_1 + R_2 \cdot D_y \cdot V_H + R_{Ly} \cdot V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} = \frac{D_y^2 \cdot V_L \cdot R_1 + R_{Ly} \cdot V_L}{D_y^2 \cdot R_1 + R_2} = V_L \quad (13)$$

O modelo de espaço de estados em pequenos sinais para o modo de operação *Boost*, pode ser obtido a partir de (3.63) e está indicado em (14).

$$\begin{cases} L_y \cdot \frac{d\hat{i}_L}{dt} = (D_y + \hat{d}) \cdot (V_C + \hat{v}_C) - (V_{bat} + \hat{v}_{bat}) - (I_L + \hat{v}_1) \cdot R_{Ly} \\ C_x \cdot \frac{d\hat{v}_C}{dt} = -(D_y + \hat{d}) \cdot (I_L + \hat{i}_L) - \left(\frac{V_C + \hat{v}_C}{R_1} \right) + \frac{V_H}{R_1} \\ C_y \cdot \frac{d\hat{v}_{bat}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (14)$$

A razão entre a tensão \hat{v}_{bat} e a razão cíclica \hat{d} é exibida em (15), bem como a razão entre a tensão \hat{v}_C e a razão cíclica \hat{d} .

$$\frac{\hat{v}_{bat}}{\hat{d}} = 0, \quad \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = \frac{-\frac{D_y \cdot \hat{i}_L}{\hat{d} \cdot C_x} - \frac{I_L}{C_x}}{s + \frac{1}{R_1 \cdot C_x}} \quad (15)$$

A razão entre a corrente no indutor e a razão cíclica, pode ser obtida após a aplicação de Laplace, substituição das equações presentes em (15) e o tratamento matemático da equação da tensão no indutor, presente em (14), resultando no final em (18).

$$L_y \cdot \frac{d\hat{i}_L}{dt} = (D_y + \hat{d}) \cdot (V_C + \hat{v}_C) - (V_{bat} + \hat{v}_{bat}) - (I_L + \hat{v}_1) \cdot R_{Ly} \quad (16)$$

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \cdot \left(s + \frac{R_{Ly}}{L_y} \right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_1 \cdot C_x} \right) + \frac{\hat{i}_L \cdot D_y^2}{\hat{d} \cdot L_y \cdot C_x} = \frac{V_C}{L_y} \left(s + \frac{1}{R_1 \cdot C_x} \right) - \frac{I_L \cdot D_y}{L_y \cdot C_x} \quad (17)$$

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{\frac{V_C}{L_y} \left(s + \frac{1}{R_1 \cdot C_x} \right) - \frac{I_L \cdot D_y}{L_y \cdot C_x}}{\left(s + \frac{1}{R_1 \cdot C_x} \right) \cdot \left(s + \frac{1}{R_1 \cdot C_x} \right) + \frac{D_y^2}{L_y \cdot C_x}} \quad (18)$$

APÊNDICE C - CONVERSOR CARREGADOR DE BATERIA

Durante o momento em que conversor CC-CC opera no modo de carregador da bateria, os bancos de capacitores C_y e C_x são desprezíveis por fluir somente o ripple de corrente por eles e por não armazenarem energia e por R_1 ser desprezível. O modelo de espaço de estados em regime permanente é aplicado a partir de (3.54), (3.58) e (3.62), obtendo-se (19), (20) e (21), que mostram o valor de I_L , V_C e V_{bat} .

$$I_L = \frac{D_y \cdot V_H - V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} = \frac{D_y \cdot V_H - V_L}{R_2 + R_{Ly}} \quad (19)$$

$$V_C = \frac{V_H \cdot R_2 + R_{Ly} \cdot V_H + D_y \cdot R_1 \cdot V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} = \frac{V_H(R_2 + R_{Ly})}{R_2 + R_{Ly}} = V_H \quad (20)$$

$$V_{bat} = \frac{D_y^2 \cdot V_L \cdot R_1 + R_2 \cdot D_y \cdot V_H + R_{Ly} \cdot V_L}{R_{Ly} + D_y^2 \cdot R_1 + R_2} = \frac{D_y \cdot V_H \cdot R_2 + R_{Ly} \cdot V_L}{R_2 + R_{Ly}} \quad (21)$$

Para o circuito de carregador da bateria, baseando-se em (3.63) pode-se chegar no modelo (22) que descreve as equações de espaço de estados pequenos sinais.

$$\begin{cases} L_y \cdot \frac{d\hat{i}_L}{dt} = (D_y + \hat{d}) \cdot (V_C + \hat{v}_C) - (V_{bat} + \hat{v}_{bat}) - (I_L + \hat{v}_1) \cdot (R_{Ly} + R_2) \\ C_x \cdot \frac{d\hat{v}_C}{dt} = 0 \\ C_y \cdot \frac{d\hat{v}_{bat}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (22)$$

Aplicando Laplace em (22) e efetuando manipulações matemáticas, obtém-se (25) que descreve a corrente no indutor em função da razão cíclica. Em aplicações reais R_{Ly} e R_2 são muito pequenos e I_L muito sensitivo ao sinal de controle D_y .

$$\frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} = 0, \quad \frac{\hat{v}_{bat}}{\hat{d}} = 0 \quad (23)$$

$$L_y \cdot s \cdot \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = D_y \cdot \frac{\hat{v}_C}{\hat{d}} + V_C - \frac{\hat{v}_{bat}}{\hat{d}} - \frac{(R_{Ly} + R_2)\hat{i}_L}{\hat{d}} \quad (24)$$

$$\frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{V_H}{L_y s + R_{Ly} + R_2} \quad (25)$$