

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
CAMPUS SANTA MÔNICA

POLIANA CALDEIRA DOS SANTOS

Análise e Controle de um Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica com Mitigação de
Harmônicas e Armazenamento de Energia

Uberlândia - MG

2026

POLIANA CALDEIRA DOS SANTOS

Análise e Controle de um Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica com
Mitigação de Harmônicas e Armazenamento de Energia

Trabalho de Dissertação apresentado à
Faculdade de Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Uberlândia
como requisito parcial para obtenção do
título de mestre em engenharia elétrica.

Área de concentração: Sistemas de
Energia Elétrica

Orientador: Gustavo Brito de Lima

Coorientador: Thales Lima Oliveira

Uberlândia - MG

2026

Ficha Catalográfica Online do Sistema de Bibliotecas da UFU
com dados informados pelo(a) próprio(a) autor(a).

S237 Santos, Poliana Caldeira dos, 1997-
2026 Análise e controle de um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica com mitigação de harmônicas e armazenamento de energia [recurso eletrônico] / Poliana Caldeira dos Santos. - 2026.

Orientador: Gustavo Brito de Lima.

Coorientador: Thales Lima Oliveira.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal de Uberlândia,
Pós-graduação em Engenharia Elétrica.

Modo de acesso: Internet.

DOI <http://doi.org/10.14393/ufu.di.2026.453>

Inclui bibliografia.

Inclui ilustrações.

1. Engenharia elétrica. I. Lima, Gustavo Brito de, 1986-,
(Orient.). II. Oliveira, Thales Lima, 1991-, (Coorient.). III.
Universidade Federal de Uberlândia. Pós-graduação em
Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDU: 621.3

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:

Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091

Nelson Marcos Ferreira - CRB6/3074

POLIANA CALDEIRA DOS SANTOS

Análise e Controle de um Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica com Mitigação de Harmônicas e Armazenamento de Energia

Trabalho de Dissertação apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como requisito parcial para obtenção do título de mestre em engenharia elétrica.

Área de concentração: Sistemas de Energia Elétrica

Uberlândia - MG, 13 de julho de 2026

Banca Examinadora:

Gustavo Brito de Lima – Prof. Dr. (Orientador - UFU)

Fabício Augusto Matheus Moura – Prof. Dr. (Examinador - UFU)

Danillo Borges Rodrigues – Prof. Dr. (Examinador - UFTM)



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica				
Defesa de:	Dissertação de Mestrado, 825, PPGEELT				
Data:	Treze de julho de dois mil e vinte e seis	Hora de início:	8:00	Hora de encerramento:	11:30
Matrícula do Discente:	12322EEL012				
Nome do Discente:	Poliana Caldeira dos Santos				
Título do Trabalho:	Análise e Controle de um Sistema Fotovoltaico Conectado à Rede Elétrica com Mitigação de Harmônicas e Armazenamento de Energia				
Área de concentração:	Sistemas de Energia Elétrica				
Linha de pesquisa:	Sistemas Elétricos de Potência				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Coordenador do projeto: Luiz Carlos Gomes de Freitas. Título do Projeto: Desenvolvimento de Conversores Estáticos Inteligentes para Conexão de Microrredes e Recursos Energéticos Distribuídos (REDs) ao Sistema Elétrico de Potência. Agência financiadora: CNPq. Número do processo na agência financiadora: Processo 406881/2022-7. Vigência do projeto: 2022-atual.				

Reuniu-se através de videoconferência, a Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta:

Doutores: Fabrício Augusto Matheus Moura (UFU), Danilo Borges Rodrigues (UFTM) e Gustavo Brito de Lima, orientador da discente.

Iniciando os trabalhos o presidente da mesa, Prof. Dr. Gustavo Brito de Lima, apresentou a Comissão Examinadora e a candidata, agradeceu a presença do público, e concedeu à discente a palavra para a exposição do seu trabalho. A duração da apresentação da discente e o tempo de arguição e resposta foram conforme as normas do Programa.

A seguir o senhor presidente concedeu a palavra, pela ordem sucessivamente, aos examinadores, que passaram a arguir a candidata. Ultimada a arguição, que se desenvolveu dentro dos termos regimentais, a Banca, em sessão secreta, atribuiu o resultado final, considerando a candidata:

APROVADA.

Esta defesa faz parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre. O competente diploma será expedido após cumprimento dos demais requisitos, conforme as normas do Programa, a legislação pertinente e a regulamentação interna da UFU.

Nada mais havendo a tratar foram encerrados os trabalhos. Foi lavrada a presente ata que após lida e achada conforme, foi assinada pela Banca Examinadora.



Documento assinado eletronicamente por **Gustavo Brito de Lima, Professor(a) do Magistério Superior**, em 15/07/2026, às 09:59, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Danillo Borges Rodrigues, Usuário Externo**, em 15/07/2026, às 13:57, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Fabricio Augusto Matheus Moura, Professor(a) do Magistério Superior**, em 15/07/2026, às 14:19, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **7429858** e o código CRC **CE59FD3A**.

Dedico este trabalho aos meus pais, Lúcia
Helena e Juarez, pelo apoio incondicional,
estímulo, carinho e compreensão.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à Deus pela vida.

Aos meus pais por todo carinho, incentivo e apoio de sempre.

Aos professores Gustavo Brito de Lima, Lucas Pereira Pires e Thales Lima Oliveira pelos ensinamentos e orientação nesta caminhada acadêmica.

Aos colegas Jacinto Costa Damião, Samuel Souto de Oliveira e Silvia Sousa Resende pelos aprendizados e companheirismo.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pela bolsa concedida durante os anos do curso.

Ao coordenador do setor Luiz Carlos Gomes de Freitas da Universidade Federal de Uberlândia pelo apoio estrutural.

“Ninguém ignora tudo. Ninguém sabe tudo.
Todos nós sabemos alguma coisa. Todos nós
ignoramos alguma coisa.”
(Freire, 2002, p. 69).

RESUMO

Este trabalho apresenta a análise e o controle de um sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica com integração de armazenamento de energia e mitigação de distorções harmônicas. O sistema proposto é composto por um arranjo fotovoltaico conectado ao barramento em corrente contínua por meio de um conversor CC–CC Boost, um sistema de armazenamento baseado em baterias associado a um conversor bidirecional Buck–Boost e um inversor CC–CA Full-Bridge responsável pela interface com a rede elétrica. Como estratégia para melhoria da qualidade da energia elétrica, foram investigadas e comparadas diferentes topologias de filtros passivos, do tipo L, LC e LCL, aplicadas à redução das distorções harmônicas produzidas pelo inversor.

A metodologia adotada baseou-se na modelagem matemática, projeto dos controladores e simulação computacional no software PSIM, considerando diferentes condições operacionais do sistema para avaliação do desempenho elétrico, da regulação do barramento CC e dos índices de qualidade da energia. Foram analisados os impactos da inserção dos filtros na forma de onda da corrente injetada na rede e no desempenho global do sistema.

Os resultados demonstraram que todas as topologias avaliadas contribuíram para a redução da distorção harmônica total de corrente (DHTi), sendo obtidos valores de 3,77% para o filtro L, 2,20% para o filtro LC e 1,94% para o filtro LCL, evidenciando o melhor desempenho desta última configuração. Adicionalmente, o sistema apresentou fator de potência de até 0,9999 e manutenção da tensão do barramento CC regulada em 400 V, indicando desempenho satisfatório do sistema de controle e adequada integração entre geração fotovoltaica, armazenamento de energia e conexão com a rede elétrica.

Conclui-se que a utilização combinada de técnicas de controle e filtragem passiva contribui para a melhoria da qualidade da energia elétrica e para o aumento do desempenho operacional de sistemas fotovoltaicos conectados à rede.

Palavras-chave: sistema fotovoltaico conectado à rede; qualidade da energia elétrica; filtros passivos; distorção harmônica total; armazenamento de energia; conversores eletrônicos.

ABSTRACT

This work presents the analysis and control of a single-phase grid-connected photovoltaic system with integrated energy storage and harmonic distortion mitigation. The proposed system consists of a photovoltaic array connected to the direct current (DC) bus through a DC–DC Boost converter, an energy storage system based on batteries associated with a bidirectional Buck–Boost converter, and a Full-Bridge DC–AC inverter responsible for interfacing with the electrical grid. As a strategy to improve power quality, different passive filter topologies, namely L, LC, and LCL, were investigated and compared regarding their effectiveness in reducing harmonic distortions produced by the inverter.

The adopted methodology was based on mathematical modeling, controller design, and computational simulation using PSIM software under different operating conditions to evaluate electrical performance, DC bus regulation, and power quality indices. The impacts of filter insertion on the injected current waveform and on the overall system performance were analyzed.

The results demonstrated that all evaluated topologies contributed to reducing the Total Harmonic Distortion of current (THDi), achieving values of 3.77% for the L filter, 2.20% for the LC filter, and 1.94% for the LCL filter, highlighting the superior performance of the latter configuration. Additionally, the system achieved a power factor of up to 0.9999 and maintained the DC bus voltage regulated at 400 V, indicating satisfactory control performance and proper integration among photovoltaic generation, energy storage, and grid connection.

It is concluded that the combined use of control techniques and passive filtering contributes to improving power quality and enhancing the operational performance of grid-connected photovoltaic systems.

Keywords: grid-connected photovoltaic system; power quality; passive filters; total harmonic distortion; energy storage; power electronic converters.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Arquitetura do sistema	18
Figura 2 - Diagrama unifilar da microrrede do edifício do IMAP do Parque Barigui	23
Figura 3 - Tensão em regime permanente no QMG	24
Figura 4 - Fator de desequilíbrio e a flutuação de tensão (PST)	24
Figura 5 - Sobreposição da curva de geração fotovoltaica em São Carlos-SP com a curva de demanda da Região Sudeste	28
Figura 6 - Curva de potência de um sistema de GDFV e DHTi para um dia de inverno	30
Figura 7 – Circuito de potência de um inversor ponte completa monofásico conectado à rede elétrica por meio de filtro indutivo de primeira ordem.	32
Figura 8 - Circuito de potência de um inversor ponte completa monofásico conectado à rede elétrica por meio de filtro indutivo de segunda ordem	32
Figura 9 - Circuito de potência de um inversor ponte completa monofásico conectado à rede elétrica por meio de filtro indutivo de terceira ordem	33
Figura 10 - Conversor Buck convencional	37
Figura 11 - Conversor Boost convencional	37
Figura 12 - Sequência de pontos de operação nas curvas I-V e P-V características durante a execução da busca pelo ponto de máxima potência com a técnica P&O	39
Figura 13 - Conversor bidirecional Buck-Boost	40
Figura 14 - Modulação PWM	43
Figura 15 - Microrrede	46
Figura 16 - Etapas de desenvolvimento	47
Figura 17 - Aba Utilities no PSIM	48
Figura 18 - Ferramenta Solar Module do PSIM	49
Figura 19 – Inserção do módulo da área de trabalho	50
Figura 20 - Identificação das entradas do módulo	50
Figura 21 – Janela de parametrização dos módulos fotovoltaicos	51
Figura 22 - Módulos parametrizados	51
Figura 23 - Módulos fotovoltaicos	52
Figura 24 - Circuito equivalente para modelagem do conversor CC-CC boost com chave fechada	55
Figura 25 - Circuito equivalente para modelagem do conversor CC-CC boost com chave aberta	55

Figura 26 - Diagrama de blocos para controle do conversor CC-CC boost ongrid.....	56
Figura 27 - Diagrama de Bode	59
Figura 28 - Resposta ao degrau unitário	59
Figura 29 – Circuito de potência e de controle do conversor Boost.....	60
Figura 30 - Técnica MPPT – método Perturbe & Observe	62
Figura 31 - fluxograma da técnica P&O.....	63
Figura 32 – Circuito de potência e controle do conversor Boost conectado ao sistema fotovoltaico com a implementação da técnica Perturbe e Observe	64
Figura 33 - Estrutura de potência do conversor Full-Bridge ongrid.....	67
Figura 34 - Esquema completo de controle do conversor CC-CA Full-Bridge	69
Figura 35 – Circuito equivalente do conversor Full-Bridge.....	70
Figura 36 – Margem de ganho e margem de fase.....	72
Figura 37 - Resposta ao degrau unitário	72
Figura 38 - Circuito de potência e de controle conversor CC-CA Full-Bridge.....	73
Figura 39 - Circuito equivalente para a análise de malha para a obtenção das matrizes de sistema para a malha de controle de tensão	74
Figura 40 – Margem de ganho e margem de fase.....	77
Figura 41 - Resposta ao degrau unitário	77
Figura 42 - Circuito de potência e de controle conversor CC-CA Full-Bridge.....	77
Figura 43 - Sistema de geração fotovoltaica completo conectado à rede.....	79
Figura 44 - Conversor CC-CA full-bridge com filtro L conectado à rede elétrica	80
Figura 45 – Conversor CC-CA full-bridge com filtro LC conectado à rede elétrica	82
Figura 46 - Conversor CC-CA full-bridge com filtro LCL conectado à rede elétrica	84
Figura 47 - Quadro para a inserção de parâmetros no Psim.....	86
Figura 48 - Curva típica de descarga da bateria	87
Figura 49 - Curvas características de descarga fornecidas na folha de dados.....	89
Figura 50 - Circuito de teste de carga.....	91
Figura 51 - Circuito de teste de descarga	91
Figura 52 - Dados da bateria no Psim	92
Figura 53 - Curvas de corrente e tensão de carga da bateria em função da capacidade.....	93
Figura 54 - Curvas de corrente e tensão de descarga da bateria em função da capacidade	93
Figura 55 - Etapa Boost no período de condução da chave.....	96
Figura 56 – Etapa Boost no período de bloqueio da chave	96
Figura 57 - Etapa Buck no período de condução da chave	98

Figura 58 – Etapa Buck no período de bloqueio da chave	98
Figura 59 - diagrama de Bode	103
Figura 60 - lugar geométrico das raízes.....	104
Figura 61 - resposta em malha aberta ao degrau na razão cíclica do conversor.....	104
Figura 62 - diagrama de bode	105
Figura 63 - resposta em malha fechada ao degrau na razão cíclica do conversor.....	105
Figura 64 - diagrama de Bode	106
Figura 65 - lugar geométrico das raízes.....	106
Figura 66 - resposta em malha aberta ao degrau na razão cíclica do conversor.....	107
Figura 67 – diagrama de bode	107
Figura 68 - resposta em malha fechada ao degrau na razão cíclica do conversor.....	108
Figura 69 - diagrama de Bode	109
Figura 70 - lugar geométrico das raízes.....	109
Figura 71 - resposta em malha aberta ao degrau na razão cíclica do conversor.....	110
Figura 72 - diagramas de Bode.....	110
Figura 73 - resposta em malha fechada ao degrau na razão cíclica do conversor.....	111
Figura 74 - Fluxograma do sistema de controle das baterias	112
Figura 75 - Método de carga da bateria CC-CV.....	114
Figura 76 – Sistema de armazenamento de energia conectado ao sistema de geração fotovoltaica	115
Figura 77 - Potência, tensão e razão cíclica nas CPT e tensão de referência em 294,4V	116
Figura 78 - Potência, tensão e razão cíclica nas CPT e tensão de referência em 284,4V	117
Figura 79 - Potência, tensão e razão cíclica nas condições padrão de teste com a implementação da técnica MPPT pelo método Perturbe & Observe.....	119
Figura 80 - Potência, tensão e razão cíclica para irradiância em 400 W/m ² e temperatura em 35 °C com a implementação da técnica MPPT pelo método Perturbe & Observe	122
Figura 81 - Distorção Harmônica Total corrente e tensão injetada na rede	123
Figura 82 – Tensão e corrente após implementação do sistema completo de controle.....	124
Figura 83 - Tensão, potência e corrente injetados na rede elétrica.....	125
Figura 84 - Tensão, potência e corrente injetados na rede elétrica após perturbações.....	126
Figura 85 – Medição de um ciclo completo de onda no Simview	128
Figura 86 – FP e THD da corrente na rede elétrica com filtro L.....	129
Figura 87 – FFT com filtro L.....	129
Figura 88 – FFT com filtro L.....	130

Figura 89 – FP e THD da corrente na rede elétrica com filtro LC	130
Figura 90 – FFT com filtro LC	131
Figura 91 – FFT com filtro LC	131
Figura 92 – FP e THD da corrente na rede elétrica com filtro LCL.....	132
Figura 93 – FFT com filtro LCL	132
Figura 94 – FFT com filtro LCL	133
Figura 95 - Sistema completo com filtro LCL e sistema de armazenamento de energia	137
Figura 96 - Cenário 1: Excesso de geração	138
Figura 97 - Cenário 2: Déficit de geração	139
Figura 98 - Cenário 3: SOC no limite mínimo	140
Figura 99 - Cenário 4: variação dinâmica de carga	141
Figura 100 - Cenário 5: Operação da bateria próxima de 95% de SOC.....	143

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros dos circuitos para cada tipo de filtro utilizado neste estudo.....	85
Tabela 2 - Características elétricas da bateria fornecida na folha de dados	88
Tabela 3 - Dados obtidos diretamente da folha de dados da bateria	89
Tabela 4 - Parâmetros estimados para o projeto.....	89
Tabela 5 - Dados da curva de descarga	90
Tabela 6 – Parâmetros definidos para o projeto	91
Tabela 7 - Parâmetros conversor Buck-Boost	102
Tabela 8 - Parâmetros do algoritmo de controle da bateria.....	113
Tabela 9 - Indicadores de qualidade da corrente injetada na rede com filtro L, LC e LCL ...	134
Tabela 10 - Limites das distorções harmônicas totais (em % da tensão fundamental)	135
Tabela 11 - Limites de distorção de corrente para sistemas com tensão nominal.....	136

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC-CV	Corrente Constante – Tensão Constante
CSI	Current Source Inverter (Inversor Fonte de Corrente)
DHT	Distorção Harmônica Total
DTT	Distorção Total de Tensão
GD	Geração Distribuída
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
LGR	Lugar Geométrico das Raízes
MCC	Modo de Condução Contínua
MCD	Modo de Condução Descontínua
MPPT	Maximum Power Point Tracking (Rastreamento do Ponto de Máxima Potência)
P&O	Perturbe e Observe
PLL	Phase Locked Loop (Malha de Captura de Fase)
PMP	Ponto de Máxima Potência
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
SAE	Sistema de Armazenamento de Energia
VSI	Voltage Source Inverter (Inversor Fonte de Tensão)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	15
1.1	Contextualização.....	15
1.2	Problema e justificativa.....	16
1.3	Objetivos.....	17
1.4	Estrutura do trabalho.....	17
1.5	Contribuições	18
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	20
2.1	Estudo de caso: microrredes como ferramenta na melhoria da qualidade da energia elétrica.....	22
2.2	Estado da arte sobre mitigação harmônica em sistemas fotovoltaicos conectados à rede por meio de filtros passivos	24
2.3	Energia solar fotovoltaica	27
2.4	Projeto e comparação de filtros L, LC e LCL.....	29
2.5	Sistema de armazenamento de energia.....	33
2.6	Conversores	35
2.6.1	<i>Conversores unidirecionais Buck e Boost</i>	<i>36</i>
2.6.2	<i>Conversor unidirecional Boost aplicado no controle de tensão do sistema fotovoltaico.....</i>	<i>37</i>
2.6.3	<i>Técnica MPPT pelo método Perturbe & Observe.....</i>	<i>38</i>
2.6.4	<i>Conversor bidirecional Buck-Boost.....</i>	<i>39</i>
2.6.5	<i>Conversor CC-CA</i>	<i>41</i>
2.6.6	<i>Modulação PWM para conversores.....</i>	<i>42</i>
2.7	Sistema de controle	44
3	METODOLOGIA.....	46
3.1	Parametrização dos módulos fotovoltaicos no PSIM	47
3.2	Conversor CC-CC Boost conectado à rede elétrica.....	52
3.2.1	<i>Modelagem do conversor CC-CC Boost conectado à rede elétrica</i>	<i>53</i>
3.2.2	<i>Projeto do compensador para o conversor CC-CC Boost conectado à rede elétrica</i>	<i>57</i>
3.2.3	<i>Extração de máxima potência de módulos fotovoltaicos com a técnica Perturbe e Observe (P&O).....</i>	<i>61</i>
3.3	Conversor CC-CA Full-Bridge ongrid	64
3.3.1	<i>Projeto do conversor CC-CA Full-Bridge ongrid.....</i>	<i>66</i>

3.3.2	<i>Controle do conversor CC-CA Full-Bridge ongrid</i>	68
3.4	Sistema completo conectado à rede elétrica	78
3.4.1	<i>Inserção dos filtros L, LC e LCL para mitigação de distorções harmônicas produzidas por inversores de geração fotovoltaica</i>	79
3.5	Parametrização das baterias no PSIM	85
3.6	Projeto do conversor Buck-Boost.....	93
3.7	Modelagem do conversor Buck-Boost	94
3.7.1	<i>Modelagem da etapa Boost</i>	96
3.7.2	<i>Modelagem da etapa Buck</i>	98
3.7.3	<i>Projeto do controle da etapa Buck para sistema de armazenamento de energia</i>	101
3.7.4	<i>Projeto do controle da etapa Boost para sistema de armazenamento de energia</i> ...	108
3.8	Sistema de armazenamento de energia	111
4	RESULTADOS E DISCUSSÃO	116
4.1	Resultados da implementação do controle PID e da técnica MPPT pelo método Perturbe & Observe	116
4.2	Tensão e corrente após implementação do conversor Full-Bridge ongrid com o sistema de controle completo	123
4.3	Sistema fotovoltaico completo conectado à rede elétrica	124
4.4	Comparação da aplicação dos filtros L, LC e LCL	127
4.5	Sistema completo com filtro LCL e sistema de armazenamento de energia	137
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	144
	REFERÊNCIAS	146
	ANEXO A – PROGRAMA PARA OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DOS CONVERSORES cc-cc BUCK E BOOST	150
	ANEXO B – PROGRAMA PARA ANÁLISE DE RESPOSTA DO CONVERSOR CC-CC BUCK E IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLES PID	154
	ANEXO C – PROGRAMA PARA ANÁLISE DE RESPOSTA DO CONVERSOR CC-CC BOOST E IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLES PID	159
	ANEXO D – PROGRAMA PARA ANÁLISE DE RESPOSTA DO CONVERSOR CC-CC BOOST ON-GRID EM MALHA FECAHADA	163
	ANEXO E – CÓDIGO EM LINGUAGEM C PARA UTILIZAÇÃO NO SIMPLIFIED CBLOCK PARA O CÁLCULO DA MÁXIMA POTÊNCIA UTILIZANDO A TÉCNICA PERTURBE E OBSERVE	165

ANEXO F – PROGRAMA PARA OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA (FT) DA MALHA INTERNA.....	167
ANEXO G – PROGRAMA PARA OBTENÇÃO DO COMPENSADOR DE CORRENTE DO CONVERSOR CC-CA FULL-BRIDGE	169
ANEXO H – PROGRAMA PARA OBTENÇÃO DO COMPENSADOR DE TENSÃO DO CONVERSOR CC-CA FULL-BRIDGE.....	171
ANEXO I – CÓDIGO EM LINGUAGEM C PARA UTILIZAÇÃO NO SIMPLIFIED CBLOCK PARA O CONTROLE DE CARGA E DESCARGA DE BATERIA UTILIZANDO A ESTRATÉGIA DE MAXIMIZAÇÃO DO AUTOCONSUMO	174
ANEXO J – PROGRAMA PARA OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA MALHA EXTERNA DO CONVERSOR FULL-BRIDGE ONGRID	182

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

A demanda mundial por energia elétrica tem apresentado crescimento contínuo nas últimas décadas, impulsionada pelo desenvolvimento econômico, pela expansão da automação industrial e pelo aumento da utilização de equipamentos eletroeletrônicos. Paralelamente ao crescimento do consumo, observa-se uma tendência global de ampliação da participação das fontes renováveis na matriz energética, motivada pela necessidade de redução das emissões de gases de efeito estufa, pela preocupação com a limitação das reservas de combustíveis fósseis e pela busca por sistemas de geração mais sustentáveis e economicamente competitivos (OLIVEIRA, 2019).

No Brasil, esse cenário também tem impulsionado a expansão da geração distribuída (GD), especialmente por meio de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. A elevada disponibilidade do recurso solar, a redução dos custos dos módulos fotovoltaicos e os incentivos regulatórios têm favorecido a crescente inserção dessa tecnologia no sistema elétrico nacional, contribuindo para a diversificação da matriz energética e para a descentralização da geração de energia (JUNIOR; FREITAS, 2020).

Os sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica utilizam conversores eletrônicos de potência para realizar a conversão e o controle da energia gerada pelos módulos fotovoltaicos. Entre as principais estruturas empregadas destacam-se os conversores CC–CC, responsáveis pelo rastreamento do ponto de máxima potência dos módulos fotovoltaicos, e os conversores CC–CA, responsáveis pela conversão da energia em corrente alternada e pela injeção de potência na rede elétrica em conformidade com os requisitos de qualidade da energia (SEGUEL, 2009).

Entretanto, a ampla utilização de conversores eletrônicos de potência introduz desafios relacionados à operação e à qualidade da energia elétrica, principalmente em função das distorções harmônicas decorrentes do processo de chaveamento dos semicondutores. Essas distorções podem comprometer a forma de onda da corrente injetada na rede, elevar os índices de Distorção Harmônica Total (DHT) e afetar o desempenho, a eficiência e a confiabilidade do sistema elétrico (BURGER; RÜTHER, 2006).

Além disso, a geração fotovoltaica apresenta comportamento naturalmente variável em função das condições ambientais, como irradiância solar, temperatura e condições climáticas, fatores que influenciam diretamente a potência disponibilizada ao longo do tempo (BURGER; RÜTHER, 2006). Essa característica impõe desafios adicionais ao gerenciamento energético,

exigindo estratégias capazes de manter a estabilidade do sistema e maximizar o aproveitamento da energia gerada.

Nesse contexto, a integração de sistemas de armazenamento de energia associados a conversores eletrônicos bidirecionais surge como uma alternativa para aumentar a flexibilidade operacional dos sistemas fotovoltaicos conectados à rede. O armazenamento possibilita absorver excedentes de geração, suprir déficits temporários de potência, estabilizar o barramento em corrente contínua e contribuir para o gerenciamento do fluxo de potência entre a geração, a carga e a rede elétrica (SOARES et al., 2023).

Paralelamente, torna-se fundamental empregar técnicas capazes de reduzir as distorções harmônicas produzidas pelos inversores eletrônicos. Entre as soluções mais utilizadas destacam-se os filtros passivos, especialmente as topologias L, LC e LCL, que apresentam diferentes características de desempenho quanto à atenuação harmônica, estabilidade dinâmica e complexidade de implementação.

Diante desse contexto, tornam-se relevantes estudos voltados ao desenvolvimento de estratégias de controle para conversores eletrônicos de potência, à mitigação de distorções harmônicas e à integração de sistemas de armazenamento de energia em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica.

Dessa forma, esta dissertação propõe o desenvolvimento e a análise de um sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica, composto por conversores eletrônicos de potência, filtros passivos e sistema de armazenamento de energia baseado em baterias. São avaliadas comparativamente as topologias de filtros L, LC e LCL quanto à mitigação das distorções harmônicas, bem como implementada uma estratégia de gerenciamento energético baseada na maximização do autoconsumo. O desempenho do sistema é investigado por meio de simulações computacionais no software PSIM, considerando diferentes condições de irradiância, temperatura, carga e estado de carga da bateria.

1.2 Problema e justificativa

Embora os sistemas fotovoltaicos conectados à rede apresentem vantagens ambientais e operacionais, sua crescente inserção no sistema elétrico demanda soluções capazes de garantir níveis adequados de qualidade da energia elétrica. A presença de inversores eletrônicos pode elevar os níveis de distorção harmônica da corrente injetada na rede e comprometer indicadores de desempenho elétrico.

Além disso, a variabilidade inerente à geração fotovoltaica exige mecanismos adicionais para estabilização do barramento em corrente contínua e gerenciamento do fluxo de potência.

Nesse contexto, torna-se relevante investigar estratégias que integrem técnicas de filtragem passiva e sistemas de armazenamento de energia para aumentar a eficiência operacional e reduzir impactos sobre a rede elétrica.

Este trabalho justifica-se pela necessidade de avaliar, em ambiente de simulação, o desempenho de diferentes topologias de filtros passivos associadas a sistemas fotovoltaicos conectados à rede com armazenamento de energia, contribuindo para o desenvolvimento de soluções aplicáveis à melhoria da qualidade da energia elétrica.

Parte dos resultados desenvolvidos nesta dissertação originou artigo científico apresentado em RESENDE et al. (2024), reforçando a relevância e aplicabilidade da pesquisa.

1.3 Objetivos

Objetivo geral

Analisar e controlar um sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica com integração de armazenamento de energia e aplicação de técnicas de mitigação de distorções harmônicas.

Objetivos específicos

- a) modelar o sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica no ambiente PSIM;
- b) implementar o conversor CC–CC Boost para controle e extração de máxima potência do arranjo fotovoltaico;
- c) modelar e controlar o conversor bidirecional Buck–Boost aplicado ao sistema de armazenamento de energia;
- d) implementar o inversor Full-Bridge conectado à rede elétrica;
- e) projetar e comparar filtros passivos do tipo L, LC e LCL para mitigação das distorções harmônicas;
- f) avaliar indicadores de desempenho relacionados à DHT, fator de potência e regulação do barramento CC;
- g) analisar o comportamento integrado entre geração fotovoltaica, armazenamento de energia e qualidade da energia elétrica.

1.4 Estrutura do trabalho

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos. O Capítulo 1 apresenta a contextualização do tema, o problema de pesquisa, a justificativa, os objetivos e a organização do trabalho.

O Capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica abordando sistemas fotovoltaicos, armazenamento de energia, conversores eletrônicos, estratégias de controle e técnicas de mitigação harmônica.

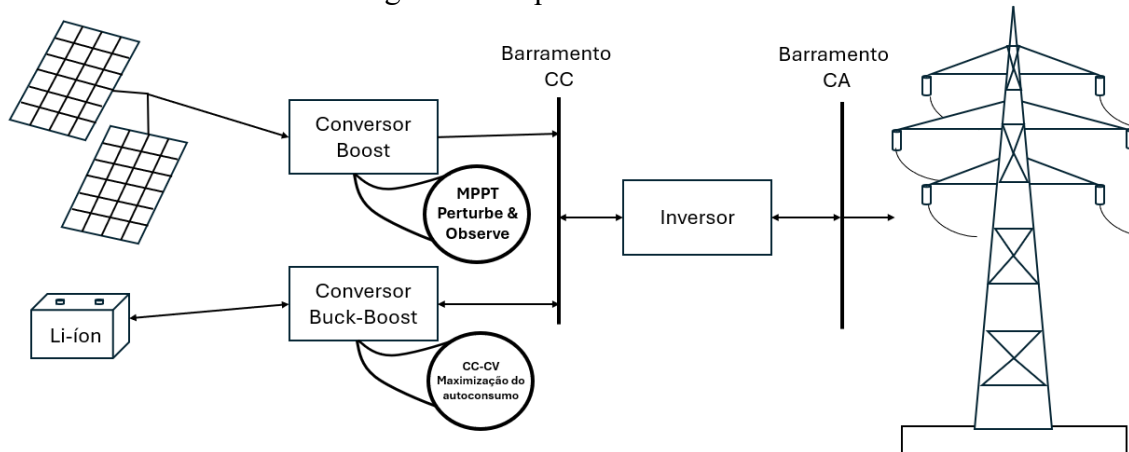
O Capítulo 3 descreve a metodologia adotada, incluindo modelagem matemática, parametrização dos componentes, projeto dos conversores e implementação dos sistemas de controle.

O Capítulo 4 apresenta os resultados obtidos por meio das simulações realizadas no software PSIM e a análise comparativa entre as topologias de filtros avaliadas.

Por fim, o Capítulo 5 apresenta as conclusões da pesquisa, as principais contribuições do trabalho e sugestões para pesquisas futuras.

Na figura 1 é ilustrada a arquitetura do sistema.

Figura 1 - Arquitetura do sistema



Fonte: Própria autora

1.5 Contribuições

As principais contribuições desta dissertação são:

- Desenvolvimento de um sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica em ambiente de simulação (PSIM), integrando geração fotovoltaica, conversores eletrônicos de potência, filtros passivos e sistema de armazenamento de energia.
- Desenvolvimento e implementação das estratégias de controle dos conversores CC-CC Boost, CC-CA Full-Bridge e Buck-Boost bidirecional, contemplando:
 - rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT);
 - regulação da tensão do barramento CC;
 - sincronismo com a rede elétrica;

- gerenciamento do fluxo de potência entre geração fotovoltaica, bateria, carga e rede elétrica.
- Implementação de uma estratégia de gerenciamento energético baseada na maximização do autoconsumo utilizando banco de baterias de íons de lítio, permitindo o carregamento em condições de excedente de geração, a descarga durante déficit de geração e o controle do estado de carga (SOC).
- Desenvolvimento da modelagem matemática e do projeto das topologias de filtros passivos L, LC e LCL aplicadas ao inversor conectado à rede elétrica.
- Análise comparativa das topologias de filtros passivos L, LC e LCL, avaliando seu desempenho quanto à mitigação das distorções harmônicas, à estabilidade do sistema e à qualidade da energia elétrica.
- Avaliação da qualidade da energia elétrica por meio da Distorção Harmônica Total da Corrente (DHTi), verificando o desempenho das diferentes topologias de filtros em relação aos requisitos normativos.
- Avaliação do desempenho dinâmico do sistema sob diferentes condições de irradiância, temperatura, carga e estado de carga da bateria, demonstrando a robustez das estratégias de controle implementadas.
- Disponibilização dos algoritmos desenvolvidos em linguagem C para implementação das estratégias de controle e da técnica MPPT no software PSIM, favorecendo a reprodutibilidade da metodologia e sua utilização em trabalhos futuros.
- Integração, em uma única plataforma de simulação, das estratégias de controle, dos filtros passivos e do sistema de armazenamento de energia, possibilitando a avaliação conjunta da qualidade da energia elétrica e do gerenciamento energético do sistema fotovoltaico conectado à rede.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A Geração Distribuída (GD) caracteriza-se pela produção de energia próxima ao ponto de consumo, eliminando a necessidade de longas redes de transmissão e promovendo maior independência das redes devido ao uso intensivo de fontes renováveis.

As microrredes, por sua vez, são sistemas baseados na GD que possuem a capacidade de operar de forma isolada do sistema elétrico principal. Elas integram uma ou mais unidades geradoras distribuídas, frequentemente provenientes de diferentes fontes de energia. Podem ser consideradas sistemas elétricos completos, pois englobam em uma única entidade a geração, o fornecimento e o consumo de energia elétrica. Além disso, são controláveis, com todos os seus elementos sob gestão própria, o que contribui para sua alta autonomia e confiabilidade. Essas características tornam as microrredes uma solução eficiente para a modernização do sistema elétrico, permitindo a introdução gradual de inteligência na rede (JUNIOR; FREITAS, 2020).

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) regulamenta os procedimentos relacionados à qualidade da energia elétrica por meio do Módulo 8 dos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST). Essa regulamentação abrange a qualidade do produto, o serviço prestado e o tratamento de reclamações, estabelecendo indicadores, limites ou valores de referência e metodologias de medição. Para consumidores atendidos por microrredes isoladas, é essencial considerar as normas nacionais aplicáveis aos sistemas de distribuição, garantindo um atendimento equitativo para todos os tipos de usuários.

No contexto da aplicação de microrredes, a interconexão desempenha um papel fundamental na modernização do gerenciamento da geração e demanda, alinhando-se ao conceito de smart grid. As microrredes interconectadas se destacam pela capacidade de estabilizar a tensão em regime permanente, melhorar a qualidade da energia elétrica e operar de forma autônoma no direcionamento do fluxo de potência, ajustando-se às necessidades de demanda, entre outros benefícios (BRANDÃO et al., 2018).

As redes de distribuição convencionais passaram de uma configuração passiva para uma estrutura ativa em consequência do aumento significativo da geração distribuída (GD). Com um controle adequado, é possível integrar os processos de geração, distribuição e consumo de energia, formando microrredes de energia elétrica. Essas microrredes são constituídas por sistemas que combinam fontes de energia renováveis e não renováveis, sistemas de armazenamento, além de cargas fixas e variáveis, podendo operar tanto conectadas à rede elétrica da concessionária quanto de maneira isolada (GALHARDO et al., 2018).

Uma microrrede conectada à rede elétrica principal por meio de um ponto comum de conexão é percebida pela rede como uma única carga ou gerador. Uma de suas principais características é a capacidade de se isolar automaticamente durante uma perturbação na rede da concessionária, sem causar interrupções significativas às cargas atendidas. Além disso, ela deve ser capaz de reconectar-se à rede principal de forma automática e sincronizada, quando esta retornar à operação normal, evitando distúrbios tanto nas cargas locais quanto na rede da concessionária (IEC, 2014).

Outro benefício das microrredes é a possibilidade de se desconectarem da rede principal para redução de custos, especialmente durante horários de ponta, quando as tarifas de energia são mais altas para algumas classes consumidoras (ANEEL, 2021). Na maioria dos casos, as microrredes integram sistemas de Geração Distribuída (GD), que se conectam por interfaces baseadas em eletrônica de potência. Para garantir uma operação eficiente e estável, elas utilizam equipamentos e técnicas de controle que possibilitam ajustes em suas configurações internas e externas, como modulação da energia adquirida da concessionária, controle de tensão e gestão das potências ativa e reativa. Esses modos de operação são viabilizados por sistemas de gerenciamento e dispositivos eletrônicos, como conversores acoplados às fontes de geração (GALHARDO et al., 2018).

O objetivo das microrredes é atender à demanda energética das cargas locais, utilizando fontes de energia renováveis como, por exemplo, sistemas fotovoltaicos (SFV), em conjunto com sistemas de armazenamento, que auxiliam no balanceamento de energia para otimizar os ganhos econômicos, além de melhorar a qualidade e a estabilidade da energia fornecida. Embora a instalação de sistemas fotovoltaicos traga benefícios como baixo impacto ambiental, menor tempo de implementação, aumento da confiabilidade no fornecimento e redução de custos de energia elétrica, desafios relacionados à qualidade da energia suprida ainda preocupam. Isso ocorre principalmente em casos de alta penetração de sistemas fotovoltaicos, devido à intermitência na produção, ocasionada pela variação da irradiância solar, que pode levar a flutuações de potência e tensão (GALHARDO et al., 2018).

Adicionalmente, os inversores CC-CA, que realizam a interconexão com a rede elétrica, podem eventualmente excitar ressonâncias harmônicas devido à interação com a impedância do sistema elétrico. Com o crescimento expressivo da GD e a ampliação do uso de sistemas híbridos (que combinam diferentes fontes de energia renováveis e não renováveis), seja em operação conectada à rede ou isolada, torna-se fundamental realizar estudos para avaliar os impactos na qualidade da energia elétrica. Esses estudos devem assegurar o suprimento

adequado de eletricidade às cargas e minimizar distúrbios que possam comprometer os padrões de qualidade exigidos (GALHARDO et al, 2018).

2.1 Estudo de caso: microrredes como ferramenta na melhoria da qualidade da energia elétrica.

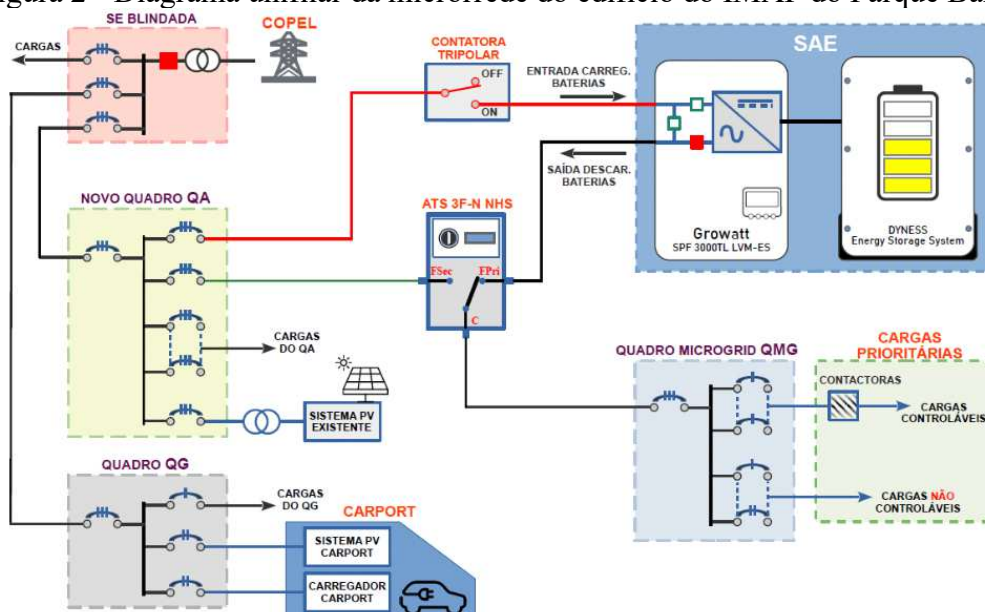
Amplamente adotadas ao redor do mundo, as microrredes têm se destacado por sua capacidade de aumentar a confiabilidade e a resiliência das redes elétricas, facilitar a integração de fontes renováveis, postergar investimentos em infraestrutura e atender às necessidades diversificadas de comunidades em áreas urbanas, rurais e remotas. Nesse contexto, a Copel tem desenvolvido uma série de iniciativas voltadas à exploração e integração de microrredes em sua rede elétrica, buscando maximizar os benefícios tanto para o sistema quanto para os consumidores (TEIXEIRA et al, 2023).

Em uma iniciativa da Copel em parceria com a Universidade Federal do Paraná (UFPR), foi desenvolvido o Projeto de P&D ANEEL PD-02866-0511/2019, intitulado “Programação diária de microrredes e redes ativas de distribuição considerando o gerenciamento pelo lado da demanda”. Esse projeto teve como foco principal o desenvolvimento de aplicações computacionais voltadas ao gerenciamento ativo de uma microrrede, utilizando como base o histórico de carga, dados meteorológicos e o monitoramento em tempo real dos recursos energéticos e das cargas. Além disso, o projeto também avaliou os impactos dessa operação na qualidade da energia elétrica da microrrede. (TEIXEIRA et al, 2023)

O projeto piloto foi implementado nas dependências do Instituto Municipal de Administração Pública (IMAP) da Prefeitura de Curitiba, localizado no Parque Barigui, em Curitiba (PR) e está ilustrado na figura 2. Nele foram instalados diversos recursos energéticos, incluindo sistemas de geração fotovoltaica, sistemas de armazenamento em baterias (SAE) e uma plataforma computacional para o monitoramento e controle dos circuitos elétricos do edifício do IMAP. (TEIXEIRA et al, 2023)

Adicionalmente, o projeto incluiu a instalação de um carport com carregador para veículos elétricos e uma estação meteorológica no local. Com o auxílio de um sistema de gerenciamento operacional, a microrrede é capaz de operar de forma “ilhada” em situações de interrupção no fornecimento de energia pela rede da Copel, permitindo que o SAE assuma o abastecimento elétrico do edifício. O sistema de gerenciamento também possibilita a conexão e desconexão seletiva de cargas, conforme o estado de carga das baterias, otimizando a utilização dos recursos disponíveis. (TEIXEIRA et al, 2023)

Figura 2 - Diagrama unifilar da microrrede do edifício do IMAP do Parque Barigui



Fonte: TEIXEIRA et al, 2023

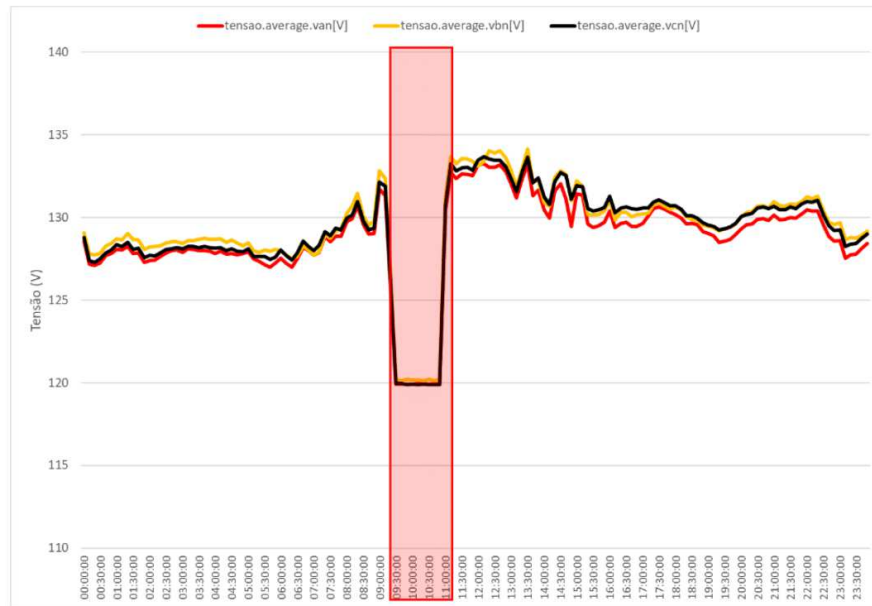
Durante os testes de comissionamento do sistema elétrico do edifício do IMAP, além do aumento da confiabilidade com a redução das interrupções de energia, foram identificados benefícios significativos relacionados à qualidade da energia elétrica. Entre os principais, destacam-se a estabilização da tensão em regime permanente e a redução da volatilidade de distúrbios, como distorção harmônica de tensão, flutuação de tensão e desequilíbrio de tensão.

Conforme ilustrado na Figura 3, que apresenta o comportamento das tensões no quadro QMG da microrrede ao longo de 24 horas, a perda temporária do fornecimento da rede elétrica da Copel resultou no acionamento do modo ilhado da microrrede por aproximadamente duas horas. Nesse intervalo, o sistema de armazenamento em baterias (SAE) assumiu o fornecimento de energia local, mantendo a tensão fase-neutro fixa em 120 V, conforme o valor pré-programado nos inversores do SAE. Essa configuração pode ser ajustada para estabilizar a tensão em 127 V, caso necessário (TEIXEIRA et al, 2023).

Outro ponto relevante foi a estabilização da distorção harmônica de tensão, que se manteve em torno de 2,5% durante o período de operação em modo ilhado. Comportamentos similares foram observados para o fator de desequilíbrio e a flutuação de tensão (PST), Figura 4, indicando uma melhoria geral nos indicadores de qualidade de energia elétrica.

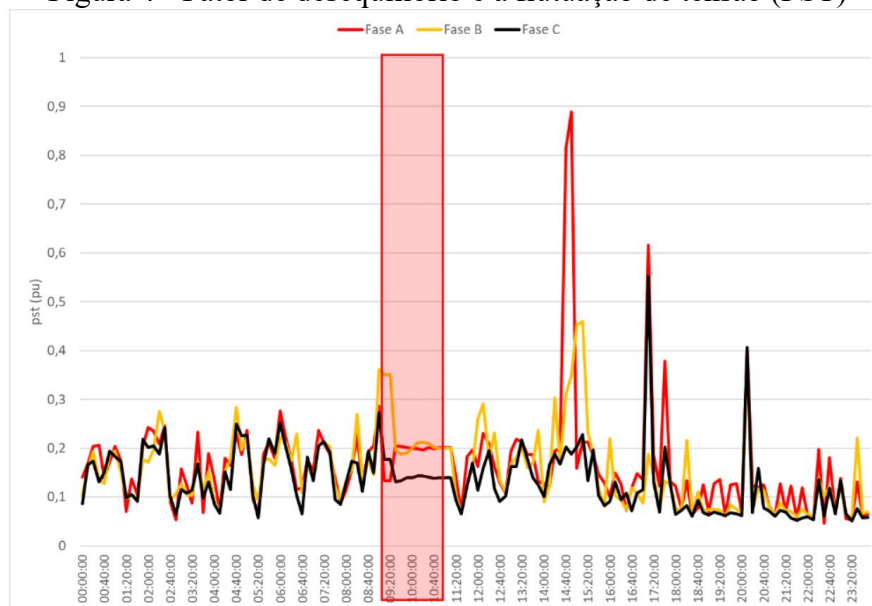
Esses resultados demonstram que as microrredes não apenas contribuem para o aumento da confiabilidade e eficiência energética, mas também desempenham um papel crucial na manutenção dos indicadores de qualidade de energia elétrica dentro dos limites estabelecidos por normas regulatórias, como o Módulo 8 do Prodist.

Figura 3 - Tensão em regime permanente no QMG



Fonte: TEIXEIRA et al, 2023

Figura 4 - Fator de desequilíbrio e a flutuação de tensão (PST)



Fonte: TEIXEIRA et al, 2023

2.2 Estado da arte sobre mitigação harmônica em sistemas fotovoltaicos conectados à rede por meio de filtros passivos

O crescimento da geração distribuída baseada em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica tem ampliado a utilização de conversores eletrônicos de potência como elemento de interface entre as fontes renováveis e o sistema elétrico. Embora esses conversores permitam elevado desempenho no processamento e controle da energia, seu processo de chaveamento

pode introduzir componentes harmônicas que comprometem a qualidade da energia elétrica e dificultam o atendimento aos requisitos normativos aplicáveis.

A presença de distorções harmônicas em sistemas fotovoltaicos conectados à rede está diretamente relacionada à forma de operação dos inversores, à frequência de chaveamento, às características das malhas de controle e ao dimensionamento dos elementos de filtragem. Em aplicações conectadas à rede, a mitigação dessas componentes tornou-se um dos principais desafios associados à integração de fontes renováveis.

Nesse contexto, os filtros passivos destacam-se como uma das soluções mais empregadas para redução das componentes harmônicas de corrente injetadas na rede elétrica. Entre as principais topologias utilizadas encontram-se os filtros do tipo L, LC e LCL, os quais apresentam diferentes características de desempenho, custo, estabilidade e capacidade de atenuação.

O filtro L representa a configuração mais simples e tradicional, sendo composto apenas por um indutor conectado em série entre o inversor e a rede elétrica. Sua principal vantagem está na simplicidade construtiva e facilidade de modelagem. Entretanto, para obtenção de baixos índices de Distorção Harmônica Total de Corrente (DHTi), normalmente são necessários valores elevados de indutância, aumentando volume, custo e perdas do sistema.

Como alternativa para elevar a capacidade de filtragem, os filtros LC e LCL passaram a receber maior atenção na literatura. O filtro LC apresenta maior atenuação das componentes de alta frequência quando comparado ao filtro puramente indutivo, porém pode introduzir fenômenos ressonantes decorrentes da interação entre os elementos armazenadores de energia.

Segundo Romão e Silva (2021), o filtro LCL tornou-se uma das topologias mais empregadas em conversores conectados à rede devido à elevada capacidade de atenuação harmônica com menores valores de indutância quando comparado ao filtro L. Os autores destacam que o aumento da ordem do sistema melhora significativamente o desempenho em altas frequências, porém introduz uma frequência natural de ressonância que pode comprometer a estabilidade do sistema caso técnicas de amortecimento não sejam adequadamente implementadas. O estudo apresenta uma revisão das principais estratégias de amortecimento encontradas na literatura, incluindo técnicas passivas e digitais aplicadas a inversores monofásicos conectados à rede.

Em complemento, Brito et al. (2023) investigaram o comportamento de inversores monofásicos conectados à rede utilizando filtros L e LCL associados ao controle por modo deslizante (Sliding Mode Control – SMC). Os resultados apresentados demonstram que a utilização do filtro LCL associada ao ajuste adequado da estratégia de controle proporciona

redução dos níveis de distorção harmônica e melhoria da dinâmica do sistema. Os autores reportaram níveis reduzidos de DHT associados à utilização da estrutura LCL, reforçando sua aplicabilidade em sistemas que exigem elevados padrões de qualidade da energia elétrica.

Apesar das vantagens associadas ao aumento da capacidade de filtragem, diversos estudos apontam que o comportamento ressonante do filtro LCL permanece como um dos principais desafios para sua aplicação prática. Nesse cenário, Silva et al. (2026) propuseram uma estratégia de controle baseada em filtro notch para ampliação dos limites de estabilidade em inversores conectados à rede com filtro LCL. Os autores demonstraram que atrasos introduzidos pelas malhas digitais de controle podem reduzir significativamente a margem de estabilidade do sistema e que técnicas de compensação apropriadas contribuem para ampliar a robustez operacional e reduzir distorções harmônicas.

Além do desempenho técnico dos filtros, o projeto de sistemas fotovoltaicos conectados à rede deve atender aos requisitos estabelecidos por normas e regulamentações específicas. No contexto brasileiro, o PRODIST – Módulo 8 estabelece critérios para avaliação da qualidade da energia elétrica e limites relacionados à conformidade do fornecimento. Complementarmente, a ABNT NBR 16149 define requisitos técnicos para conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica de distribuição, incluindo critérios de sincronismo, limites operacionais e requisitos mínimos para inversores conectados à rede.

Em âmbito internacional, a norma IEEE 519 estabelece recomendações para controle de distorções harmônicas em sistemas elétricos de potência, definindo limites para componentes individuais e para a Distorção Harmônica Total. Já a IEEE 1547 estabelece requisitos para interconexão de recursos energéticos distribuídos, contemplando aspectos relacionados à qualidade da energia, resposta dinâmica e operação integrada entre conversores e rede elétrica.

Observa-se, portanto, que a literatura apresenta avanços relevantes relacionados ao emprego de filtros passivos e estratégias de amortecimento para redução das distorções harmônicas em sistemas conectados à rede. Entretanto, ainda existem desafios relacionados ao equilíbrio entre desempenho de filtragem, estabilidade dinâmica, regulação do barramento em corrente contínua e integração com sistemas de armazenamento de energia. Dessa forma, esta dissertação propõe avaliar comparativamente as topologias L, LC e LCL aplicadas a um sistema fotovoltaico monofásico conectado à rede elétrica com armazenamento de energia, analisando indicadores de qualidade da energia elétrica, estabilidade e desempenho global do sistema.

2.3 Energia solar fotovoltaica

A conversão da energia solar em energia elétrica nos sistemas fotovoltaicos depende diretamente da disponibilidade do recurso solar, normalmente caracterizado pelas grandezas irradiância e irradiação. A irradiância representa a potência da radiação solar incidente sobre uma determinada área, sendo expressa em W/m^2 ou kW/m^2 . Essa grandeza está associada à potência elétrica instantaneamente disponível para conversão pelos módulos fotovoltaicos, variando em função das condições climáticas, da temperatura, da inclinação dos módulos e do nível de incidência solar. (OLIVEIRA, 2019)

A irradiação, por sua vez, corresponde à energia solar acumulada sobre uma determinada área ao longo do tempo, sendo expressa em Wh/m^2 ou kWh/m^2 . Essa grandeza representa a integral da irradiância em um intervalo de tempo específico e está diretamente relacionada à quantidade de energia elétrica que pode ser gerada pelo sistema fotovoltaico durante o período analisado. (OLIVEIRA, 2019)

Os módulos fotovoltaicos realizam a conversão da energia proveniente da radiação solar em energia elétrica por meio do efeito fotovoltaico. As células fotovoltaicas apresentam comportamento não linear e podem ser modeladas eletricamente por uma fonte de corrente associada a elementos resistivos e a uma junção semicondutora equivalente a um diodo. A corrente gerada pelo módulo depende principalmente da irradiância incidente, enquanto a tensão é significativamente influenciada pela temperatura de operação das células. (OLIVEIRA, 2019)

As características elétricas dos módulos são representadas pelas curvas corrente versus tensão (I-V) e potência versus tensão (P-V), nas quais se destacam parâmetros como corrente de curto-circuito, tensão de circuito aberto e ponto de máxima potência (Maximum Power Point – MPP). O ponto de máxima potência corresponde à condição de operação em que o módulo fornece a máxima potência elétrica disponível para determinada condição de irradiância e temperatura. (OLIVEIRA, 2019)

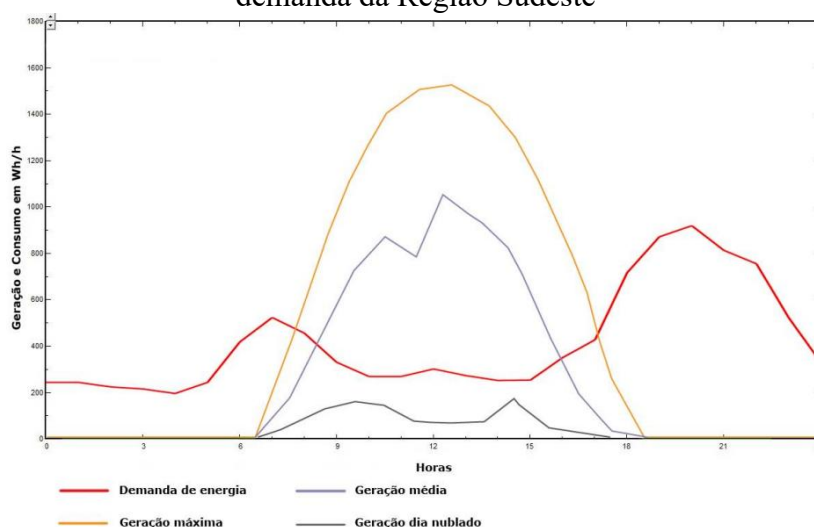
Para adequar os níveis de tensão e corrente produzidos pelo arranjo fotovoltaico às exigências da carga e do sistema de armazenamento de energia, utilizam-se conversores estáticos CC-CC. Esses conversores realizam o processamento da energia elétrica por meio do chaveamento de dispositivos semicondutores, permitindo elevar ou reduzir níveis de tensão contínua conforme a aplicação. Entre as topologias mais utilizadas destacam-se os conversores Buck, Boost e Buck-Boost.

Nos sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, a extração da máxima potência disponível nos módulos fotovoltaicos é fundamental devido à constante variação das condições de geração ao longo do dia. Essa variação pode ser observada por meio da curva diária de geração de potência do sistema fotovoltaico, a qual é diretamente influenciada por fatores ambientais e operacionais.

Entre os principais fatores que afetam a geração de energia destacam-se a irradiância solar, a ocorrência de sombreamentos, condições climáticas como nebulosidade e chuva, acúmulo de sujeira sobre os módulos fotovoltaicos, além da utilização ou não de sistemas de rastreamento solar (trackers), responsáveis pelo posicionamento automático dos módulos em direção ao sol ao longo do dia. Além disso, a curva de geração também sofre influência das estações do ano, devido às alterações associadas aos fenômenos de solstício e equinócio, bem como das variações de temperatura ambiente e da temperatura das células fotovoltaicas.

De maneira geral, a curva típica de geração de potência de um sistema fotovoltaico em um dia ensolarado apresenta comportamento semelhante a uma curva em forma de sino. No início do dia, por volta das 6 horas da manhã, a geração de energia inicia-se com baixos níveis de potência, aumentando gradualmente à medida que a incidência solar se torna mais perpendicular aos módulos fotovoltaicos. O pico de geração normalmente ocorre entre os períodos de maior irradiância solar, geralmente entre 11 h e 14 h. Após esse intervalo, a potência gerada passa a reduzir gradativamente conforme a incidência solar diminui, atingindo valores próximos de zero ao final do dia, no momento do pôr do sol. Esse comportamento típico da geração fotovoltaica ao longo do dia é apresentado na Figura 5.

Figura 5 - Sobreposição da curva de geração fotovoltaica em São Carlos-SP com a curva de demanda da Região Sudeste



Fonte: TORRES (2012)

2.4 Projeto e comparação de filtros L, LC e LCL

A qualidade da energia elétrica pode ser comprometida quando as formas de onda de tensão e corrente apresentam distorções em relação à componente senoidal fundamental da rede elétrica. Em sistemas fotovoltaicos conectados à rede, essas distorções estão diretamente associadas ao processo de conversão eletrônica realizado pelos inversores, podendo impactar negativamente o desempenho, a eficiência e a confiabilidade do sistema elétrico.

Inversores com desempenho inadequado podem introduzir elevados níveis de componentes harmônicas na corrente injetada na rede elétrica, aumentando a Distorção Harmônica Total de Corrente (DHTi). Valores elevados de DHTi podem provocar aquecimento em equipamentos elétricos, aumento de perdas, redução da vida útil de componentes e comprometimento da qualidade da energia fornecida à rede. (BURGER; RÜTHER, 2006)

As distorções harmônicas presentes na corrente injetada são influenciadas principalmente pelo processo de chaveamento dos semicondutores do inversor Full-Bridge, bem como pelas condições de baixa geração de potência do sistema fotovoltaico, normalmente em níveis inferiores a aproximadamente 25% da potência nominal. Nessas condições de baixa potência, o comportamento dinâmico do inversor e das malhas de controle pode favorecer maior presença de componentes harmônicas na corrente fornecida à rede.

A DHTi é definida como a relação entre o valor eficaz das componentes harmônicas de corrente de ordens superiores e o valor eficaz da componente fundamental da corrente elétrica. Dessa forma, esse índice é amplamente utilizado para avaliar a qualidade da corrente injetada por sistemas eletrônicos de potência conectados à rede elétrica.

Matematicamente, a DHTi pode ser expressa conforme apresentado na Equação (1), oriunda da análise de Fourier.

$$DHTi = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} \times 100\% \quad (1)$$

Em que:

I_1 é a corrente na frequência fundamental;

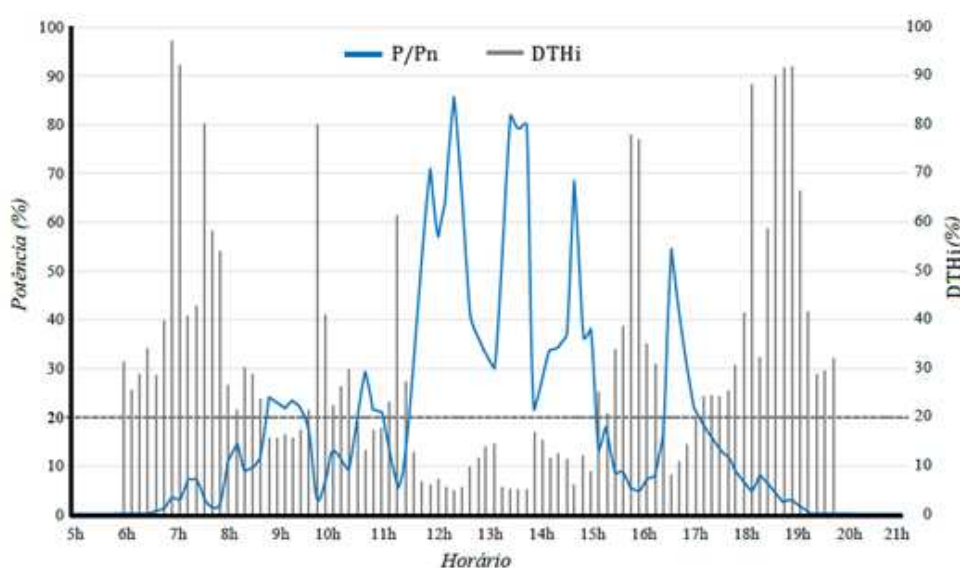
$I_2, I_3, I_4, \dots, I_n$ são as correntes nas frequências harmônicas de ordem superior.

O DHTi pode ser medido por meio de analisadores de qualidade de energia elétrica, permitindo avaliar o nível de distorção harmônica presente na corrente injetada na rede elétrica. A mitigação dessas distorções pode ser realizada através da utilização de filtros harmônicos passivos ou ativos, inversores com estratégias avançadas de controle harmônico e por meio de um adequado projeto do sistema de potência e das malhas de controle do inversor.

Além disso, parâmetros como frequência de chaveamento, dimensionamento dos filtros, desempenho dos controladores e sincronismo com a rede elétrica influenciam diretamente os níveis de distorção harmônica apresentados pelo sistema fotovoltaico conectado à rede.

Na Figura 6 é apresentada a curva diária de potência de um sistema de Geração Distribuída Fotovoltaica (GDFV) considerando a presença de sombreamentos ao longo do dia. Observa-se que, nos períodos de baixa geração de potência, os níveis de DHTi tendem a aumentar, evidenciando a maior influência das componentes harmônicas quando o inversor opera distante de sua condição nominal de potência. (BURGER; RÜTHER, 2006)

Figura 6 - Curva de potência de um sistema de GDFV e DHTi para um dia de inverno



Fonte – BURGER; RÜTHER, 2006

A qualidade da energia elétrica pode ser comprometida quando as formas de onda das correntes e tensões apresentam distorções em relação à componente senoidal da frequência fundamental da rede elétrica.

De acordo com o Módulo 8 do PRODIST, são estabelecidos limites para os níveis de distorção harmônica permitidos nos sistemas elétricos, visando garantir padrões adequados de qualidade da energia. Para harmônicas de baixa ordem, como a terceira harmônica, por exemplo, o valor mais restritivo de referência para a Distorção Harmônica Total de Tensão (DTT) é de 3%. (PRODIST, 2021)

Em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, as distorções harmônicas podem ser provocadas principalmente pelo processo de chaveamento dos semicondutores dos inversores eletrônicos de potência, além das condições de baixa geração de energia ao longo do dia, nas quais o sistema opera distante de sua condição nominal.

Dessa forma, visando reduzir os níveis de distorção harmônica e melhorar a qualidade da energia injetada na rede elétrica, torna-se necessária a utilização de filtros passivos entre o inversor fotovoltaico e a rede elétrica. Esses filtros atuam atenuando as componentes harmônicas geradas pelo chaveamento do inversor, contribuindo para a redução da DHTi e favorecendo o atendimento aos limites estabelecidos pelas normas de qualidade de energia elétrica.

Diversas topologias de filtros são utilizadas no controle de harmônicas e na melhoria da qualidade da energia elétrica, com destaque para os filtros L, LC e LCL. Essas estruturas são amplamente aplicadas em sistemas de conversão de energia, especialmente em inversores fotovoltaicos conectados à rede elétrica, visando à mitigação de distorções harmônicas e à melhoria do desempenho global do sistema (RESENDE et al., 2024).

A utilização desses filtros é fundamental para garantir que os conversores eletrônicos de potência operem de maneira eficiente e em conformidade com os limites de qualidade de energia estabelecidos pelas normas e regulamentações vigentes. (GUEDES, 2019)

Filtros passivos, como as topologias L, LC e LCL, consistem em combinações de indutores (L) e capacitores (C) utilizadas para atenuar componentes harmônicas presentes nos sistemas elétricos. Esses filtros podem ser projetados para reduzir frequências harmônicas específicas ou minimizar efeitos de ressonância nos circuitos elétricos, contribuindo para a melhoria da qualidade da energia elétrica.

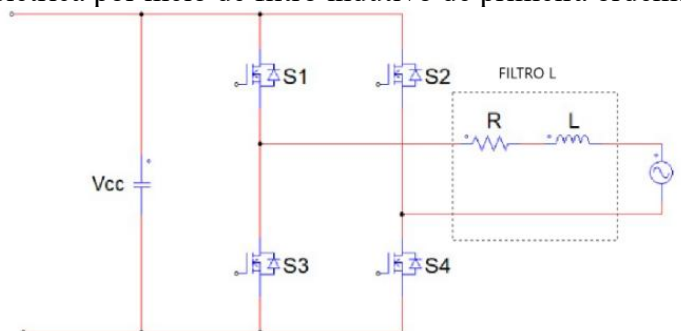
Os filtros passivos são amplamente empregados em inversores fotovoltaicos conectados à rede devido à sua simplicidade de implementação, elevada confiabilidade e capacidade de redução da Distorção Harmônica Total (DHT) das correntes injetadas na rede elétrica. Dependendo da topologia utilizada, é possível obter diferentes níveis de atenuação harmônica, características dinâmicas e custos de implementação.

O filtro L consiste em uma topologia de primeira ordem composta apenas por um indutor conectado entre o inversor e a rede elétrica. Sua principal vantagem está na simplicidade de implementação e modelagem, tornando-o amplamente utilizado em aplicações de menor potência. Entretanto, para obtenção de baixos níveis de distorção harmônica, normalmente são necessários elevados valores de indutância, o que pode aumentar o volume, o peso e o custo do sistema.

A indutância do filtro está diretamente relacionada à redução da ondulação de corrente na saída do conversor, contribuindo para a atenuação das componentes harmônicas geradas pelo chaveamento dos semicondutores do inversor.

Na Figura 7 está apresentado o circuito de potência de um inversor monofásico Full-Bridge conectado à rede elétrica por meio de um filtro L.

Figura 7 – Circuito de potência de um inversor ponte completa monofásico conectado à rede elétrica por meio de filtro indutivo de primeira ordem.



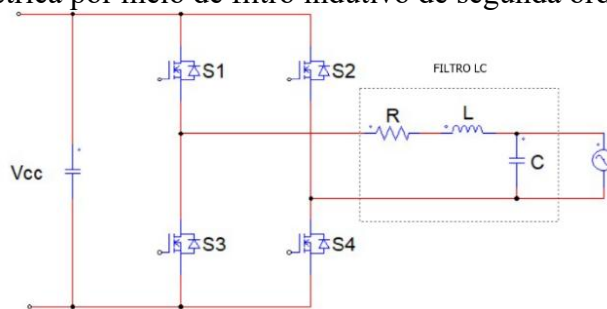
Fonte - Própria autora

Na topologia LC, caracterizada como um filtro de segunda ordem e apresentada na Figura 8, é adicionado um capacitor em paralelo com a saída do inversor. Em relação ao filtro L, essa estrutura apresenta melhor capacidade de atenuação das componentes harmônicas de tensão e corrente, proporcionando melhor desempenho na qualidade da energia injetada na rede elétrica.

A presença do capacitor contribui para uma filtragem mais eficiente das componentes de alta frequência geradas pelo chaveamento dos semicondutores do inversor, reduzindo os níveis de DHTi e melhorando a forma de onda da corrente fornecida à rede.

Entretanto, apesar das vantagens relacionadas à atenuação harmônica, o filtro LC pode apresentar características ressonantes devido à interação entre os elementos armazenadores de energia do circuito, podendo ocasionar problemas de estabilidade e oscilações durante a operação conectada à rede elétrica. Dessa forma, cuidados adicionais devem ser considerados no projeto e dimensionamento desse tipo de filtro. (GUEDES, 2019)

Figura 8 - Circuito de potência de um inversor ponte completa monofásico conectado à rede elétrica por meio de filtro indutivo de segunda ordem



Fonte - Própria autora

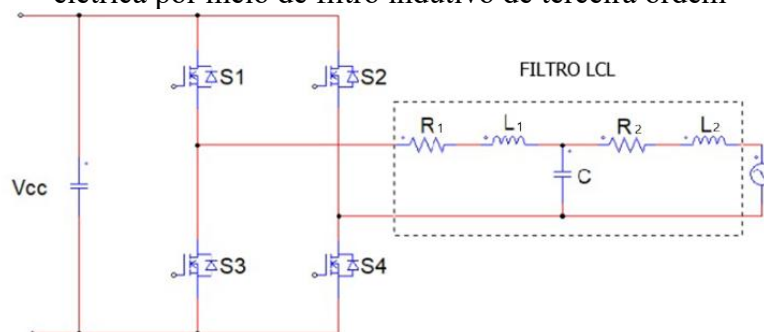
O filtro LCL consiste em uma topologia de terceira ordem amplamente utilizada em sistemas conectados à rede elétrica devido à sua elevada capacidade de atenuação harmônica e melhor desempenho quando comparado aos filtros L e LC. (GUEDES, 2019)

Na estrutura LCL, além do indutor e do capacitor presentes no filtro LC, é adicionada uma segunda indutância entre o filtro e a rede elétrica. Essa configuração proporciona maior capacidade de filtragem das componentes harmônicas de alta frequência geradas pelo chaveamento do inversor.

A presença da segunda indutância contribui significativamente para a redução dos efeitos ressonantes característicos do filtro LC, além de diminuir a influência da impedância da rede elétrica sobre o desempenho do sistema. Dessa forma, o filtro LCL apresenta melhor desempenho dinâmico e maior capacidade de atenuação harmônica, podendo ser utilizado em aplicações de maior potência e em sistemas que exigem níveis mais rigorosos de qualidade de energia elétrica. (GUEDES, 2019)

Na Figura 9 é apresentada a estrutura do filtro de topologia LCL conectado à saída de um inversor monofásico.

Figura 9 - Circuito de potência de um inversor ponte completa monofásico conectado à rede elétrica por meio de filtro indutivo de terceira ordem



Fonte - Própria autora

Nos modelos apresentados, a rede elétrica foi considerada ideal, não sendo incluída uma impedância equivalente de rede. Assim, a análise apresentada nesta seção considera exclusivamente os elementos pertencentes às respectivas topologias de filtragem

2.5 Sistema de armazenamento de energia

Os sistemas de armazenamento de energia vêm assumindo papel cada vez mais relevante em aplicações de geração distribuída e integração de fontes renováveis à rede elétrica. Em sistemas fotovoltaicos conectados à rede, o armazenamento contribui para aumentar a

flexibilidade operacional, reduzir os impactos da variabilidade da geração e melhorar o gerenciamento do fluxo de potência entre geração e consumo (ANEEL, 2021)

A geração fotovoltaica apresenta comportamento variável devido à dependência de fatores ambientais, como irradiância solar, temperatura e condições climáticas. Em consequência, a potência disponibilizada pelo sistema pode apresentar oscilações ao longo do dia, dificultando o atendimento contínuo da demanda e influenciando parâmetros associados à qualidade da energia elétrica (OLIVEIRA, 2019). Nesse contexto, os sistemas de armazenamento tornam-se uma alternativa para absorver excedentes de geração e fornecer energia em períodos de redução da potência fotovoltaica.

Entre as principais tecnologias utilizadas para armazenamento de energia destacam-se sistemas mecânicos, térmicos, eletroquímicos e eletromagnéticos. Dentre essas alternativas, as baterias eletroquímicas têm recebido maior destaque em aplicações de sistemas fotovoltaicos devido à elevada densidade energética, modularidade, facilidade de integração e possibilidade de operação distribuída (SEGUEL, 2009).

As baterias de íons de lítio destacam-se entre as tecnologias atualmente empregadas em sistemas de armazenamento conectados à rede devido à elevada eficiência energética, elevada densidade de energia, baixa taxa de autodescarga e reduzida necessidade de manutenção. Além disso, apresentam boa capacidade de ciclagem e elevada velocidade de resposta dinâmica, características importantes em aplicações que exigem gerenciamento rápido do fluxo de potência e suporte operacional ao sistema elétrico (SOARES et al., 2023).

Em sistemas fotovoltaicos conectados à rede, o banco de baterias é normalmente integrado ao barramento em corrente contínua por meio de conversores eletrônicos bidirecionais. Esses conversores permitem controlar tanto o carregamento quanto a descarga das baterias, possibilitando o fluxo bidirecional de potência entre o sistema de armazenamento e o restante da estrutura elétrica. (WENK, 2019)

Os conversores bidirecionais podem operar em diferentes modos de funcionamento. Durante períodos de excedente de geração fotovoltaica, o sistema direciona energia para o armazenamento, realizando o carregamento das baterias. Em situações de déficit energético ou aumento da demanda, a energia armazenada pode ser disponibilizada ao sistema, contribuindo para o atendimento da carga e para a manutenção das condições operacionais desejadas. (SOARES et al., 2023)

Além do gerenciamento energético, os sistemas de armazenamento podem desempenhar funções adicionais relacionadas ao desempenho elétrico do sistema, como suporte à regulação de tensão, estabilização do barramento em corrente contínua, suavização de oscilações de

potência e aumento da confiabilidade operacional. Essas características tornam o armazenamento uma tecnologia estratégica para ampliar a integração de fontes renováveis e aumentar a capacidade de controle dos sistemas elétricos modernos (WENK, 2019).

Entretanto, a inserção de sistemas de armazenamento exige atenção aos aspectos relacionados ao dimensionamento do banco de baterias, à estratégia de controle dos conversores, ao gerenciamento do estado de carga (State of Charge – SOC) e à proteção contra condições de sobrecarga e descarga excessiva. O desempenho global do sistema depende diretamente da coordenação adequada entre geração fotovoltaica, armazenamento e controle eletrônico de potência (SOARES et al., 2023).

2.6 Conversores

Os conversores CC–CC são dispositivos empregados no processamento e na conversão de energia elétrica em corrente contínua, permitindo adequar os níveis de tensão e corrente às características da fonte e da carga. Essa conversão é realizada por meio do chaveamento controlado de dispositivos semicondutores, associados a elementos passivos, como indutores e capacitores, que participam do armazenamento e da transferência de energia no circuito (AHMED, 2000).

A operação dos conversores é normalmente realizada por meio da modulação por largura de pulso (Pulse Width Modulation – PWM), na qual a razão cíclica do sinal de comando é utilizada para controlar as condições de operação e, consequentemente, os níveis médios de tensão e corrente do conversor (SEGUEL, 2009). Entre as diferentes topologias de conversores CC–CC, destacam-se as estruturas não isoladas, como Buck, Boost e Buck-Boost, empregadas em aplicações que requerem redução, elevação ou ambas as condições de conversão de tensão (BALDASSI, 2015).

Quanto ao regime de condução, os conversores CC–CC podem operar em modo de condução contínua (MCC) ou modo de condução descontínua (MCD), definidos principalmente pelo comportamento da corrente no indutor durante o período de comutação. No MCC, a corrente no indutor permanece diferente de zero ao longo de todo o período de comutação, enquanto no MCD a corrente atinge valor nulo antes do término desse período. Neste trabalho, os conversores são analisados considerando a operação em modo de condução contínua (MCC).

No contexto desta dissertação, os conversores CC–CC são utilizados em diferentes etapas da microrrede. O conversor Boost é empregado na interface entre o sistema fotovoltaico e o barramento CC, permitindo adequar o nível de tensão do arranjo fotovoltaico e possibilitar a operação do sistema de rastreamento do ponto de máxima potência (Maximum Power Point

Tracking – MPPT). Para o sistema de armazenamento de energia, utiliza-se um conversor bidirecional Buck-Boost, responsável por controlar o fluxo de potência entre o barramento CC e o banco de baterias.

Nas subseções seguintes são apresentadas as topologias Buck e Boost, a aplicação do conversor Boost no sistema fotovoltaico e a técnica de rastreamento do ponto de máxima potência. Em seguida, é apresentada a topologia Buck-Boost e sua aplicação no sistema de armazenamento de energia.

2.6.1 Conversores unidirecionais Buck e Boost

Os conversores CC–CC são dispositivos eletrônicos responsáveis pelo processamento e pela conversão de energia entre duas fontes em corrente contínua, permitindo adequar os níveis de tensão de entrada e saída conforme os requisitos da aplicação. Essa conversão pode ocorrer por meio da redução ou elevação da tensão, utilizando dispositivos semicondutores de potência associados a elementos passivos, como indutores e capacitores, responsáveis pelo armazenamento temporário e pela transferência de energia no sistema (AHMED, 2000).

Os conversores são constituídos, em geral, por interruptores semicondutores controlados, diodos, capacitores e indutores, operando em regime de chaveamento para obtenção da tensão desejada na saída. Além disso, podem ser classificados em isolados e não isolados. Os conversores não isolados não utilizam transformadores em sua topologia e são indicados para aplicações que não exigem elevadas relações de transformação entre os níveis de tensão de entrada e saída (BALDASSI, 2015).

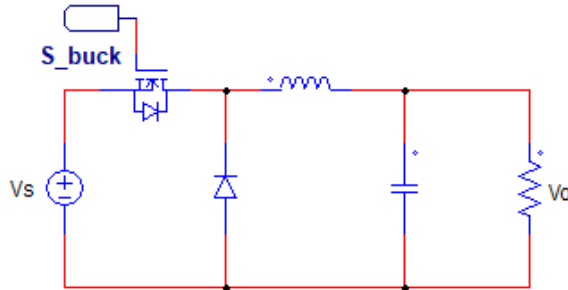
Dentre as diversas topologias existentes, destacam-se os conversores Buck e Boost, amplamente empregados em aplicações de eletrônica de potência, sistemas fotovoltaicos e sistemas de armazenamento de energia (SEGUEL, 2009). Na Figura 10 é apresentado o conversor Buck convencional, enquanto na Figura 11 é ilustrado o conversor Boost convencional.

O conversor Buck é utilizado para reduzir a tensão de saída em relação à tensão de entrada. Nessa configuração, o indutor atua na redução da ondulação de corrente e o capacitor contribui para a atenuação da ondulação de tensão na saída. Considerando operação ideal e desconsiderando perdas, a corrente de saída apresenta valor superior à corrente de entrada (AHMED, 2000).

Por outro lado, o conversor Boost é empregado para elevar a tensão de saída em relação à tensão de entrada. Nessa topologia, o indutor conectado em série à entrada contribui para reduzir a ondulação de corrente, enquanto o capacitor conectado ao barramento de saída atua

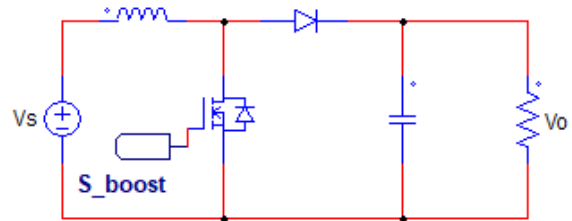
na redução da ondulação de tensão. Como resultado, a tensão média de saída torna-se superior à tensão média aplicada na entrada do conversor (SEGUEL, 2009).

Figura 10 - Conversor Buck convencional



Fonte: própria autora

Figura 11 - Conversor Boost convencional



Fonte: própria autora

A função de transferência que representa o ganho estático do conversor Buck, Figura 10, demonstrando a relação abaixadora da tensão de saída em relação a tensão de entrada é apresentada na Equação (2). E a função de transferência que representa o ganho estático do conversor Boost, Figura 11, demonstrando a relação elevadora da tensão de saída em relação a tensão de entrada é apresentada na Equação (3).

$$\frac{V_o}{V_s} = d \quad (2)$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{(1 - d)} \quad (3)$$

2.6.2 Conversor unidirecional Boost aplicado no controle de tensão do sistema fotovoltaico

O conversor CC–CC Boost é amplamente empregado em sistemas fotovoltaicos devido à sua capacidade de elevar a tensão contínua fornecida pelos módulos fotovoltaicos para níveis compatíveis com o barramento CC do sistema. Em aplicações fotovoltaicas conectadas à rede elétrica, essa etapa de conversão torna-se necessária porque a tensão gerada pelo arranjo fotovoltaico pode ser inferior à tensão requerida para alimentação do inversor CC–CA. Dessa forma, o conversor Boost atua como estágio intermediário de condicionamento e adaptação de potência, possibilitando a transferência eficiente de energia entre o gerador fotovoltaico e o barramento CC.

O princípio de funcionamento do conversor Boost baseia-se no armazenamento temporário de energia no indutor durante o intervalo de condução da chave semicondutora e na transferência dessa energia para a carga durante o intervalo de bloqueio. Como resultado, a tensão média de saída pode assumir valores superiores à tensão de entrada em função do ciclo de trabalho aplicado ao conversor.

Entre as principais vantagens dessa topologia destacam-se a simplicidade construtiva, o reduzido número de componentes e a facilidade de implementação do controle. Entretanto, razões cíclicas elevadas podem aumentar os esforços elétricos sobre os dispositivos semicondutores e elevar as perdas de comutação e condução, reduzindo o desempenho global do sistema. Por esse motivo, o dimensionamento e a definição do ponto de operação do conversor devem considerar critérios de eficiência, estabilidade e compatibilidade com os requisitos do barramento CC (SEGUEL, 2009).

2.6.3 Técnica MPPT pelo método Perturbe & Observe

Em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, a maximização da potência extraída dos módulos constitui um dos principais objetivos operacionais. Entretanto, devido à elevada variabilidade das condições ambientais, especialmente da irradiância solar e da temperatura das células fotovoltaicas, o ponto de operação ideal sofre deslocamentos constantes ao longo do tempo. Essas variações alteram continuamente a curva característica potência versus tensão (P-V), resultando em diferentes pontos de máxima potência (PMP) durante a operação.

Dessa forma, torna-se necessária a utilização de técnicas capazes de rastrear continuamente o PMP, permitindo que o sistema opere com elevada eficiência energética mesmo diante das oscilações ambientais. Esse procedimento é denominado Maximum Power Point Tracking (MPPT).

A utilização de técnicas de MPPT é fundamental, uma vez que pequenas reduções na eficiência de rastreamento podem representar perdas significativas de energia ao longo da vida útil da instalação. Assim, métodos com elevado desempenho contribuem diretamente para o aumento da energia injetada na rede elétrica, melhorando o aproveitamento da geração fotovoltaica e reduzindo o tempo de retorno do investimento.

Dentre as diversas técnicas existentes, destaca-se o método Perturbe e Observe (Perturb and Observe – P&O), amplamente utilizado em aplicações comerciais e acadêmicas devido à sua simplicidade de implementação, baixo custo computacional e bom desempenho. Seu princípio de funcionamento baseia-se na aplicação de pequenas perturbações na tensão de

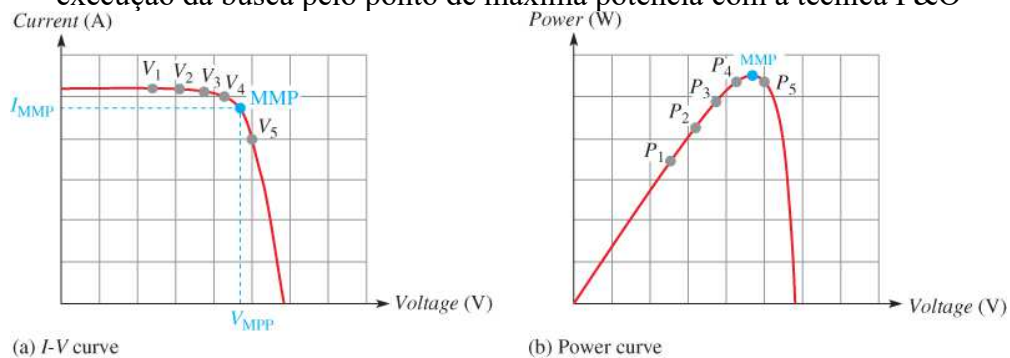
operação dos módulos e na observação da variação correspondente da potência gerada. A partir da relação entre a variação de tensão e a resposta da potência, o algoritmo identifica a direção de deslocamento em relação ao PMP, ajustando iterativamente a tensão de referência para manter a operação próxima desse ponto.

O algoritmo monitora continuamente os valores de tensão e potência. Após a aplicação de uma perturbação na tensão, a potência instantânea é comparada ao valor obtido no ciclo anterior. Quando a perturbação provoca aumento da potência extraída, o algoritmo mantém o sentido de variação da tensão, indicando aproximação do PMP. Caso a potência diminua, conclui-se que o ponto de operação se afastou da condição ótima, sendo necessário inverter o sentido da perturbação.

Dessa forma, o método P&O realiza o rastreamento contínuo do ponto de máxima potência, ajustando dinamicamente a tensão de operação conforme as variações de irradiância e temperatura. Embora apresente pequenas oscilações em torno do PMP em regime permanente, essa técnica oferece desempenho satisfatório em sistemas conectados à rede elétrica, sendo amplamente empregada em conversores fotovoltaicos devido à sua robustez e facilidade de implementação em controladores digitais.

Na Figura 12 é apresentada a sequência de pontos de operação nas curvas I-V e P-V durante o processo de rastreamento do ponto de máxima potência utilizando a técnica P&O.

Figura 12 - Sequência de pontos de operação nas curvas I-V e P-V características durante a execução da busca pelo ponto de máxima potência com a técnica P&O



Fonte - Electrical Academia, online

2.6.4 Conversor bidirecional Buck-Boost

O conversor CC-CC bidirecional é amplamente utilizado como interface entre o barramento em corrente contínua e sistemas de armazenamento de energia, permitindo o controle do fluxo de potência em ambos os sentidos e contribuindo para a regulação das condições operacionais do sistema (WENK, 2019).

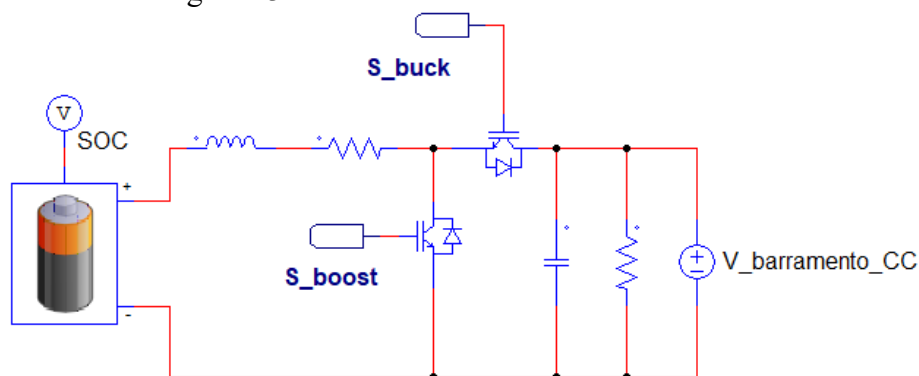
Essa topologia possibilita que o banco de baterias atue tanto como carga quanto como fonte de energia, conforme o estado energético do sistema. Em situações de excedente de geração, a energia pode ser direcionada ao armazenamento; em condições de déficit energético, o sistema de armazenamento pode fornecer energia ao barramento CC para atendimento da demanda (SOARES; SOUZA; SANTOS, 2023).

Entre as configurações mais utilizadas destaca-se o conversor bidirecional Buck–Boost, capaz de operar como abaixador ou elevador de tensão conforme o sentido do fluxo de potência. No modo Buck, ocorre transferência de energia do barramento CC para o banco de baterias, sendo normalmente empregado durante o carregamento. No modo Boost, a energia armazenada é transferida para o barramento, permitindo o suprimento da carga e o suporte energético ao sistema (WENK, 2019).

Para realização dos processos de carga e descarga, diferentes estratégias de controle podem ser empregadas. Na literatura, o método de corrente constante–tensão constante (CC–CV) é amplamente utilizado para o carregamento de baterias, enquanto estratégias baseadas em controle de corrente são frequentemente adotadas durante a descarga, visando limitar esforços elétricos e preservar as condições operacionais do sistema de armazenamento (SOARES; SOUZA; SANTOS, 2023).

Em aplicações conectadas à geração fotovoltaica, a integração entre conversor bidirecional e banco de baterias contribui para o gerenciamento energético do sistema, favorecendo maior flexibilidade operacional e melhor utilização da energia disponível (SEGUEL, 2009). Na figura 13 é apresentado o conversor bidirecional.

Figura 13 - Conversor bidirecional Buck-Boost



Fonte: própria autora

O funcionamento do conversor CC–CC bidirecional baseia-se na possibilidade de controlar o sentido do fluxo de potência entre o barramento em corrente contínua e o banco de baterias por meio do acionamento dos dispositivos semicondutores de potência. Dependendo

das condições energéticas do sistema, o conversor pode operar em dois modos distintos: Buck e Boost (WENK, 2019).

No modo Buck, o conversor atua como abaixador de tensão, permitindo que a energia seja transferida do barramento CC para o sistema de armazenamento. Nessa condição, ocorre o carregamento do banco de baterias por meio do controle da energia processada pelos elementos armazenadores do conversor (SOARES; SOUZA; SANTOS, 2023).

No modo Boost, o conversor opera como elevador de tensão, transferindo energia do banco de baterias para o barramento CC. Esse modo é empregado quando o sistema de armazenamento passa a fornecer potência ao sistema, elevando o nível de tensão para compatibilização com as condições de operação do barramento (WENK, 2019).

A capacidade de operar nos dois sentidos de fluxo de potência torna o conversor bidirecional uma solução amplamente utilizada em sistemas fotovoltaicos com armazenamento, contribuindo para o gerenciamento energético e para o equilíbrio entre geração e demanda (SEGUEL, 2009).

2.6.5 Conversor CC-CA

Os inversores de potência são dispositivos eletrônicos estáticos responsáveis pela conversão de energia em corrente contínua (CC) para corrente alternada (CA), fornecendo tensão e frequência adequadas à aplicação desejada. Apesar da forma de onda de saída não ser perfeitamente senoidal, técnicas de modulação e filtragem permitem obter uma aproximação satisfatória da senoide da rede elétrica (AHMED, 2000).

Esses conversores são amplamente utilizados em aplicações industriais e sistemas de geração distribuída, incluindo acionamentos de motores elétricos, fontes ininterruptas de energia (UPS), aquecimento por indução e sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Em sistemas fotovoltaicos, os inversores desempenham papel fundamental no controle da potência transferida, no sincronismo com a rede elétrica e na qualidade da energia injetada.

Os inversores podem ser classificados de acordo com diferentes características, como número de fases, técnicas de modulação, princípios de comutação e tipo de fonte associada ao conversor. Quanto ao número de fases, podem ser monofásicos, trifásicos ou multifásicos. Em relação ao fluxo de potência, podem operar de forma unidirecional ou bidirecional, característica importante em sistemas que utilizam armazenamento de energia por baterias.

Outra classificação relevante refere-se à característica da fonte de alimentação do conversor, podendo ser do tipo VSI (Voltage Source Inverter) ou CSI (Current Source Inverter). O inversor do tipo VSI é o mais utilizado em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica.

Nessa configuração, a tensão de entrada em corrente contínua permanece praticamente constante, sendo normalmente obtida a partir de baterias, barramentos CC ou da saída de conversores CC-CC. Além disso, um capacitor de elevado valor é conectado ao barramento CC com a finalidade de reduzir oscilações de tensão provocadas pelos processos de chaveamento, contribuindo para a estabilidade da tensão de entrada do inversor (AHMED, 2000).

Os inversores também podem operar com diferentes estratégias de modulação e técnicas de comutação. Em aplicações de baixa potência, normalmente são utilizadas frequências de chaveamento mais elevadas, permitindo a redução dos elementos passivos do circuito, enquanto aplicações de maior potência operam em frequências menores devido às limitações dos dispositivos semicondutores. Além disso, os conversores podem operar em modo contínuo de condução (MCC) ou modo descontínuo de condução (MDC), dependendo das condições de corrente nos elementos armazenadores de energia.

Em relação ao chaveamento dos semicondutores, os inversores podem utilizar técnicas de comutação do tipo hard-switching ou soft-switching. Na comutação hard-switching, os dispositivos realizam a troca de estado sob tensão e corrente elevadas, ocasionando maiores perdas de comutação. Já as técnicas soft-switching buscam reduzir os esforços elétricos e as perdas nos semicondutores, aumentando a eficiência do sistema.

2.6.6 Modulação PWM para conversores

A modulação corresponde ao processo de conversão de um sinal de referência em pulsos de comando destinados ao acionamento dos dispositivos semicondutores de potência do conversor. Por meio dessa técnica são definidos parâmetros como frequência de comutação, sequência de acionamento e tempo de condução dos interruptores, influenciando diretamente o processamento de energia do sistema (AHMED, 2000).

Entre as técnicas mais utilizadas em conversores eletrônicos destaca-se a modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* – PWM), amplamente empregada no controle de conversores CC-CC e CC-CA (SEGUEL, 2009). Nessa técnica, um sinal de referência — também denominado sinal modulante — é comparado com um sinal periódico de alta frequência denominado portadora, normalmente do tipo triangular ou dente de serra. O resultado dessa comparação é um sinal chaveado cuja largura dos pulsos varia conforme a amplitude instantânea do sinal de referência.

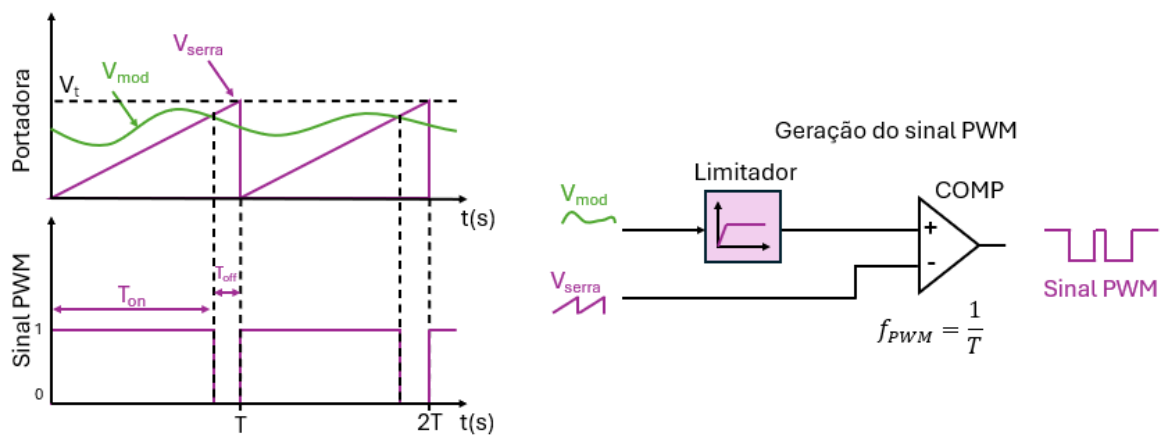
Na modulação PWM, a frequência de comutação permanece constante e o controle da potência transferida ocorre por meio da variação do ciclo de trabalho (*duty cycle*), definido como a razão entre o intervalo de condução da chave e o período total de chaveamento. Dessa

forma, torna-se possível regular a tensão média de saída do conversor e controlar o fluxo de energia entre os estágios do sistema (AHMED, 2000).

Adicionalmente, sistemas PWM normalmente incorporam mecanismos complementares de acionamento, como geração de sinais complementares e inserção de tempo morto (*dead time*), com o objetivo de evitar condução simultânea dos dispositivos semicondutores e aumentar a confiabilidade operacional do conversor.

Na Figura 14 é apresentado o princípio de funcionamento da modulação PWM, no qual o sinal modulante (V_{mod}) é comparado com uma onda portadora para gerar os pulsos de acionamento aplicados à chave de potência do conversor.

Figura 14 - Modulação PWM



Fonte: Própria autora

Para assegurar a correta operação do conversor, torna-se necessário o emprego de um circuito limitador, de modo a garantir que a amplitude do sinal modulante não exceda o valor máximo do sinal portador. Dessa forma, o ciclo de trabalho do sinal PWM permanece restrito ao intervalo entre 0 e 1, assegurando condições adequadas de modulação e acionamento dos dispositivos de potência. O ciclo de trabalho de um sinal PWM é definido pela Equação (4) (AHMED, 2000).

$$d = \frac{ton}{T} \quad (4)$$

Onde d é o ciclo e trabalho, ton é o tempo em que a chave permanece no estado acionado e T é o período de chaveamento.

No conversor Buck-Boost as chaves semicondutoras controladas operam com razões cíclicas complementares (d e $1 - d$). No estágio Buck do conversor bidirecional a energia flui do barramento CC para o banco de baterias, enquanto no estágio Boost a energia flui do banco de baterias para o barramento CC. Portanto o estágio Buck é responsável pela carga das baterias e o estágio Boost é responsável pela descarga. E a operação do conversor como Buck ou Boost é determinada pelo acionamento dos MOSFETS conforme os controladores do conversor.

2.7 Sistema de controle

O controle em malha fechada baseia-se na comparação entre a saída do sistema e um valor de referência previamente estabelecido. A partir dessa comparação, é obtido o sinal de erro, correspondente à diferença entre o valor desejado e a resposta do sistema. O controlador utiliza esse erro para gerar uma ação de controle capaz de minimizar o desvio da saída em relação à referência, além de compensar possíveis perturbações que atuem sobre o sistema (NISE, 2013).

Na ação de controle proporcional, o sinal de controle é diretamente proporcional ao erro do sistema. Em sistemas que não possuem polo na origem, o aumento do ganho proporcional contribui para a redução do erro em regime permanente. Entretanto, ganhos excessivamente elevados podem comprometer a estabilidade do sistema, provocando oscilações e podendo até mesmo conduzi-lo à instabilidade (NISE, 2013).

Para eliminar o erro em regime permanente em resposta a entradas do tipo degrau, utiliza-se a ação de controle integral. Esse tipo de controlador adiciona um polo na origem da função de transferência em malha aberta, fazendo com que o erro estacionário do sistema em malha fechada seja reduzido a zero para esse tipo de entrada (NISE, 2013).

Apesar dessa vantagem, a ação integral aumenta a ordem do sistema e reduz suas margens de estabilidade, tornando necessária uma escolha adequada dos parâmetros do controlador para garantir desempenho dinâmico satisfatório.

Quando se deseja melhorar a resposta transitória do sistema, emprega-se a ação de controle derivativa. Essa ação atua sobre a taxa de variação do erro, aumentando o amortecimento do sistema e contribuindo para a redução do sobressinal. Dessa forma, é possível obter respostas transitórias mais rápidas e com maior estabilidade dinâmica (NISE, 2013).

Para o desenvolvimento dos controladores, será empregada a técnica do Lugar Geométrico das Raízes (LGR), devido à sua capacidade de fornecer uma análise gráfica da influência da posição dos polos e zeros sobre o comportamento dinâmico do sistema. Esse método permite ajustar interativamente os parâmetros do controlador, facilitando a avaliação

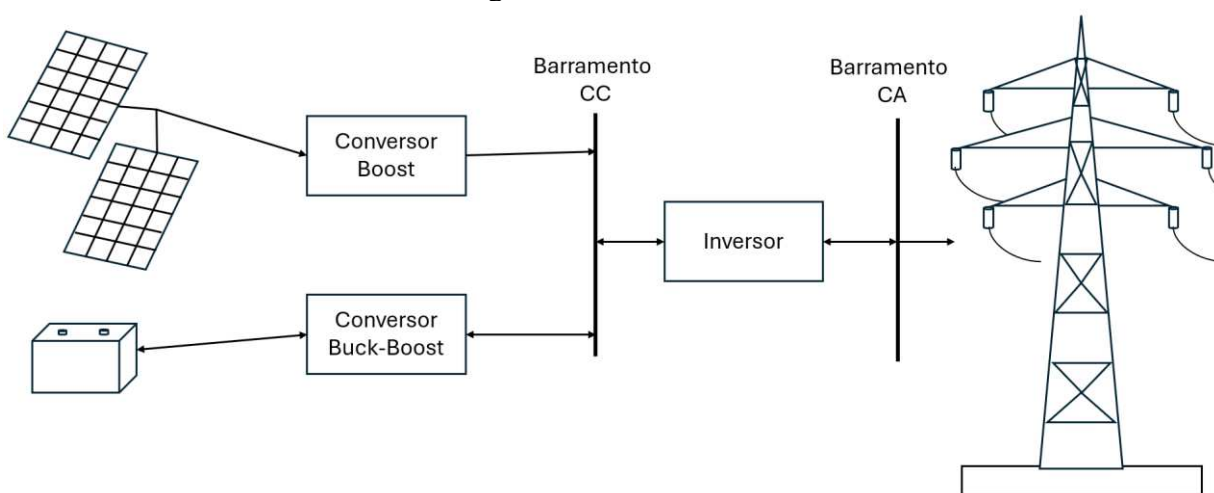
das características de estabilidade, amortecimento e velocidade de resposta associadas aos polos de malha fechada (NISE, 2013).

O método do Lugar Geométrico das Raízes consiste na representação, no plano complexo, da trajetória percorrida pelos polos de malha fechada em função da variação de um parâmetro do sistema, geralmente o ganho do controlador. A partir da função de transferência em malha aberta, torna-se possível analisar o deslocamento dos polos e prever o comportamento dinâmico do sistema realimentado, incluindo aspectos relacionados à estabilidade e à resposta transitória (OGATA, 2010).

3 METODOLOGIA

A microrrede é composta por uma fonte de energia fotovoltaica conectada ao barramento CC através de um conversor Boost, um sistema de armazenamento de energia operando através de um conversor Buck-Boost conectado ao barramento CC e um inversor de frequência responsável pela conexão do barramento à rede de energia elétrica. Na figura 15 é ilustrada a microrrede conectada à rede de energia.

Figura 15 - Microrrede



Fonte: própria autora

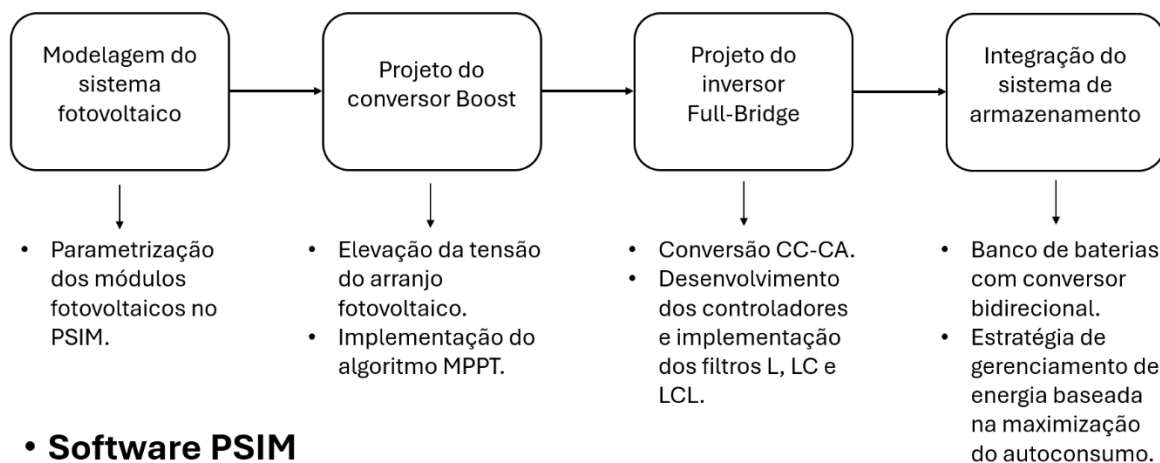
A primeira etapa deste trabalho consistiu na parametrização dos módulos fotovoltaicos no software PSIM, permitindo a representação das características elétricas do sistema de geração solar em diferentes condições de operação.

Na segunda etapa foi realizado o projeto do conversor CC-CC Boost, responsável pela adequação do nível de tensão fornecido pelos módulos fotovoltaicos e pela extração da máxima potência disponível por meio da técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT).

Na terceira etapa foi desenvolvido o conversor CC-CA Full-Bridge conectado à rede elétrica, incluindo a modelagem, o projeto dos controladores e a implementação dos filtros utilizados para adequação da corrente injetada na rede elétrica, visando atender aos requisitos de qualidade de energia.

Por fim, na quarta etapa foi incorporado ao sistema um banco de baterias associado a um conversor bidirecional, permitindo o armazenamento da energia excedente gerada pelo sistema fotovoltaico e contribuindo para a maximização do autoconsumo, além do gerenciamento do fluxo de potência entre o sistema fotovoltaico, a carga, o banco de baterias e a rede elétrica. Na Figura 16 estão as etapas de desenvolvimento do trabalho.

Figura 16 - Etapas de desenvolvimento



Fonte: Própria autora

3.1 Parametrização dos módulos fotovoltaicos no PSIM

A parametrização dos módulos fotovoltaicos no ambiente PSIM foi realizada utilizando a ferramenta Solar Module (physical model), disponível na aba Utilities. Essa ferramenta permite inserir os parâmetros elétricos do módulo fotovoltaico a partir dos dados fornecidos pelo fabricante em datasheet, possibilitando a construção de um modelo computacional com comportamento próximo ao dispositivo real.

Inicialmente, foram inseridos no software os dados elétricos do módulo fotovoltaico adotado como referência no estudo, correspondente ao modelo Canadian Solar de 320 Wp. Entre os parâmetros configurados destacam-se a potência máxima, tensão e corrente no ponto de máxima potência, tensão de circuito aberto, corrente de curto-circuito e número de células do módulo. Após a inserção das informações, os dados foram salvos em arquivo de parametrização e posteriormente importados para o modelo do módulo fotovoltaico no ambiente de simulação por meio da função Load.

O modelo implementado no PSIM possui entradas destinadas à irradiância solar e à temperatura das células fotovoltaicas, permitindo a análise dinâmica do comportamento do sistema sob diferentes condições ambientais. Para representar as Condições Padrão de Teste (CPT), foram utilizados valores de irradiância iguais a 1000 W/m² e temperatura de 25 °C, aplicados ao modelo por meio de fontes CC conectadas às entradas do módulo fotovoltaico.

Após a parametrização do módulo individual, realizou-se a configuração da string fotovoltaica por meio da associação em série dos módulos. Para isso, foram ajustados parâmetros como número total de células, potência máxima, tensão de máxima potência e

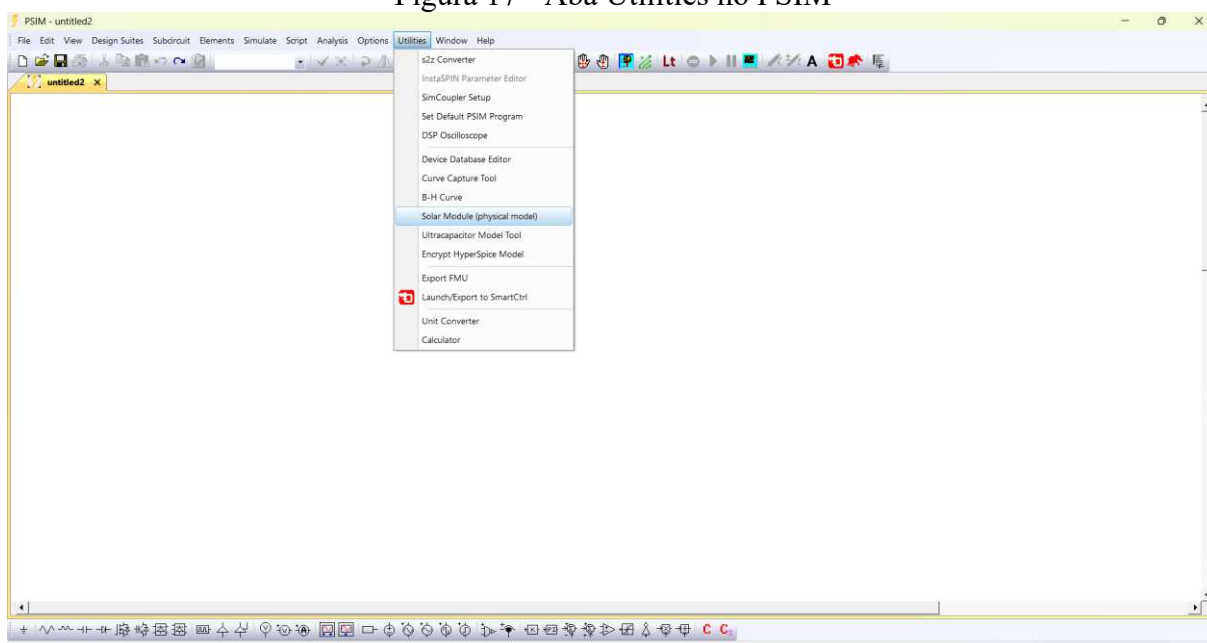
tensão de circuito aberto, multiplicando-se os valores de um único módulo pelo número de módulos conectados em série, enquanto os valores de corrente permaneceram inalterados, característica típica da associação série.

No sistema desenvolvido foram utilizadas duas strings fotovoltaicas compostas por módulos de 320 Wp, totalizando uma potência instalada de 5120 Wp. Além disso, foram empregadas fontes de tensão em degrau para representar variações climáticas de irradiância e temperatura, permitindo avaliar o comportamento dinâmico do sistema fotovoltaico frente às mudanças ambientais.

Para validação do modelo parametrizado, foram obtidas as curvas características corrente versus tensão ($I-V$) e potência versus tensão ($P-V$) do arranjo fotovoltaico. A análise dessas curvas, Figura 18, demonstra que o ponto de máxima potência varia conforme as condições de irradiância e temperatura, evidenciando o caráter dinâmico da operação dos módulos fotovoltaicos. Observa-se que o aumento da temperatura provoca redução da tensão de circuito aberto e, conseqüentemente, diminuição da potência máxima disponível. Por outro lado, a redução da irradiância afeta diretamente a corrente gerada pelo módulo, ocasionando redução significativa da potência fornecida pelo sistema fotovoltaico.

A parametrização dos módulos fotovoltaicos é realizada no PSIM a partir da opção Solar Module disponível na aba Utilities, conforme apresentado na Figura 17.

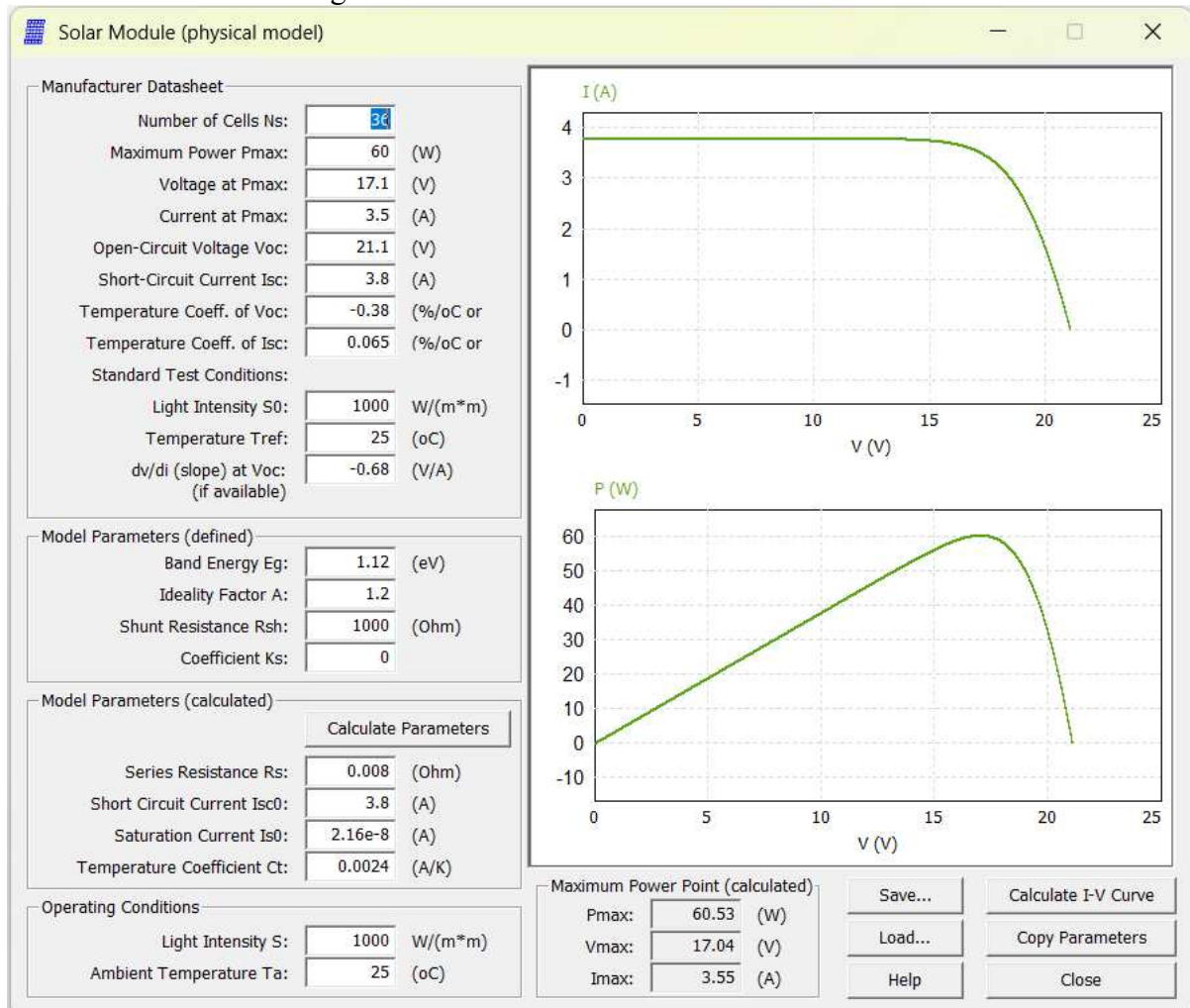
Figura 17 - Aba Utilities no PSIM



Fonte - Própria autora

Após essa etapa é apresentada a tela para inserção dos dados do módulo fotovoltaico a partir da ficha técnica do modelo escolhido, conforme apresentada na Figura 18.

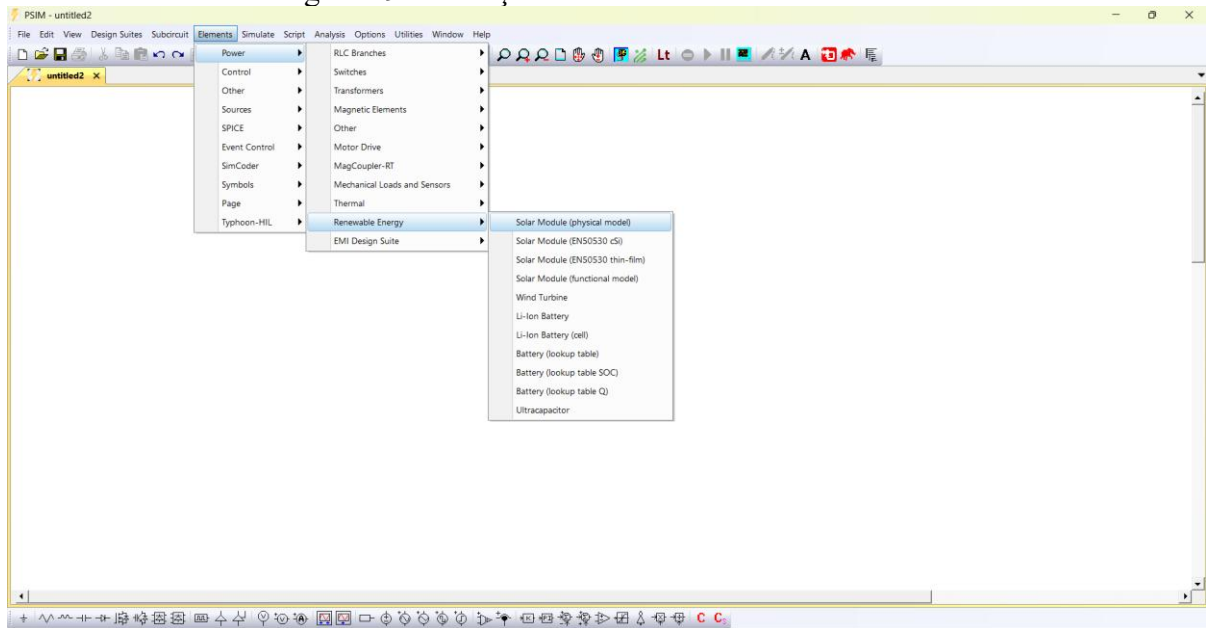
Figura 18 - Ferramenta Solar Module do PSIM



Fonte - Própria autora

Após salvar os dados da ficha técnica do módulo no Psim em arquivo de texto, a próxima etapa é inseri-lo na área de trabalho, conforme apresentado na Figura 19.

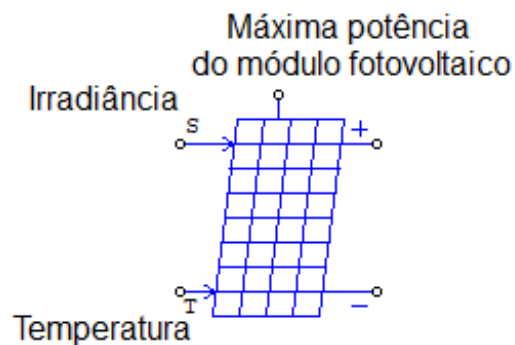
Figura 19 – Inserção do módulo da área de trabalho



Fonte - Própria autora

Para as condições padrão de teste são utilizadas irradiância de 1000W/m^2 e temperatura de $25\text{ }^\circ\text{C}$. Esses dados são inseridos nos terminais do módulo no Psim conforme indicado na Figura 20.

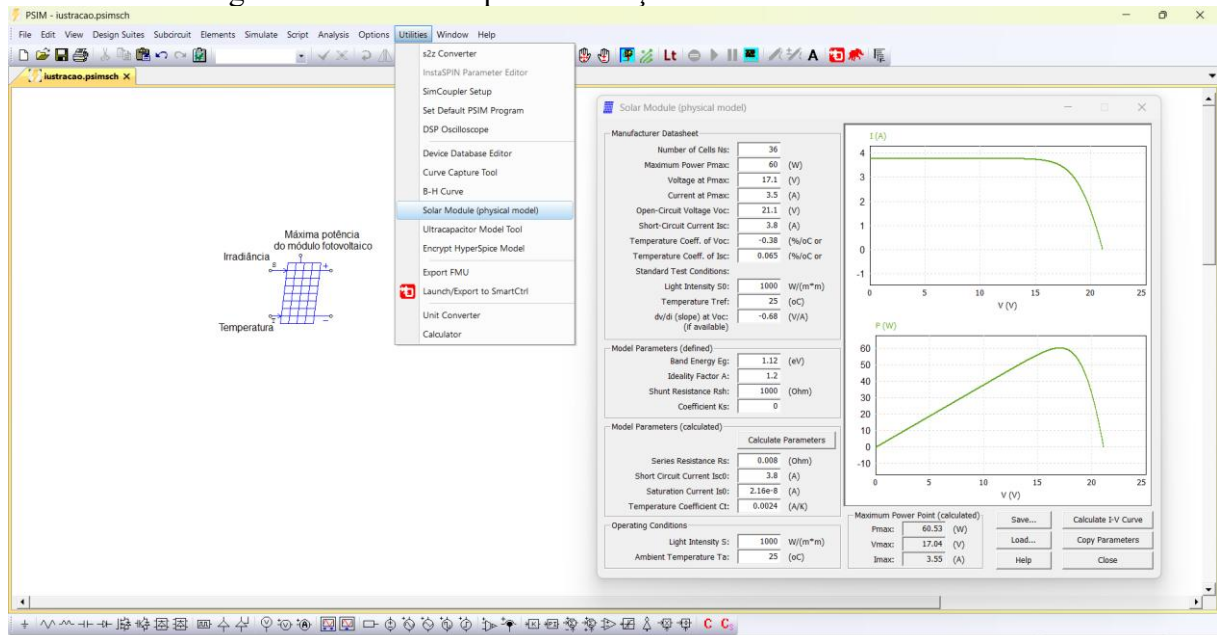
Figura 20 - Identificação das entradas do módulo



Fonte - Própria autora

Os dados parametrizados agora podem ser importados para o modelo utilizando o botão *Load* da janela de parametrização dos módulos conforme indicado na Figura 21 e selecionando o arquivo em texto salvo anteriormente.

Figura 21 – Janela de parametrização dos módulos fotovoltaicos

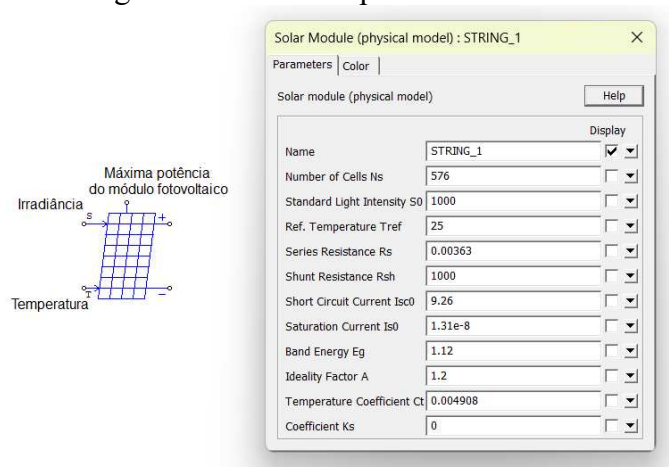


Fonte – Própria autora

A partir dessa etapa todas as informações do módulo aparecem na configuração do modelo na área de trabalho do PSIM, conforme apresentado na Figura 21.

Para a formação de uma string fotovoltaica é necessário multiplicar o número de células de um módulo pelo número de módulos em série; a potência máxima de um módulo pelo número de módulos em série; a tensão de máxima potência de um módulo pelo número de módulos em série; e a tensão de circuito aberto de um módulo pelo número de módulos em série. Todas essas alterações são realizadas na janela de parametrização do módulo conforme é mostrado na Figura 22.

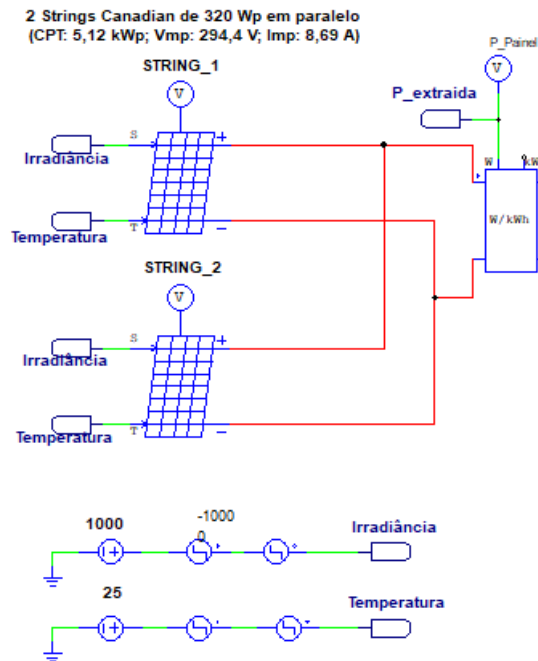
Figura 22 - Módulos parametrizados



Fonte - Própria autora

Foram inseridas nas strings fontes DC como entrada para a irradiância e para a temperatura e fontes de tensão em degrau para simular diferentes condições meteorológicas, conforme apresentado na Figura 23.

Figura 23 - Módulos fotovoltaicos



Fonte - Própria autora

3.2 Conversor CC-CC Boost conectado à rede elétrica

Foi realizado o estudo e a simulação de um conversor CC-CC Boost unidirecional aplicado a adequação da tensão da geração fotovoltaica conectada ao barramento CC conectado à rede elétrica. O sistema é composto por um arranjo fotovoltaico conectado a um conversor elevador responsável pela adequação da tensão gerada pelos módulos fotovoltaicos ao nível de tensão requerido pelo barramento CC do inversor conectado à rede.

A modelagem matemática do conversor foi desenvolvida considerando a operação em modo de condução contínua (MCC), utilizando a técnica de espaço de estados médio e a linearização em torno do ponto de operação para obtenção da função de transferência do sistema. A partir do modelo obtido, foram realizadas análises no domínio do tempo e da frequência, incluindo resposta ao degrau, diagramas de Bode e Lugar Geométrico das Raízes, possibilitando a avaliação da estabilidade, das margens de ganho e fase e do comportamento dinâmico do sistema controlado.

O controle do conversor foi implementado por meio da técnica de modulação por largura de pulso (PWM), utilizando um controlador PID responsável pela regulação da tensão do

barramento CC em 400 V, mesmo sob variações de irradiância solar e mudanças nas condições de operação do sistema. O controlador ajusta automaticamente a razão cíclica do conversor de acordo com as variações de potência disponíveis no arranjo fotovoltaico, mantendo a tensão do barramento próxima ao valor de referência estabelecido.

Nessa etapa do projeto a injeção de potência do sistema se dá em uma fonte CC de 400V na saída do circuito. Posteriormente, a injeção da potência será feita na rede elétrica.

$$D_{Boost} = 1 - \frac{V_{string}}{V_{link\ dc}} \quad (5)$$

$$D_{Boost} = 1 - \frac{294,4}{400} = 0,264 \quad (6)$$

$$L_{Boost} > \frac{V_{MP} \cdot D_{Boost}}{\Delta i_{L_boost} \cdot f_{sw_boost}} \quad (7)$$

$$L_{Boost} > \frac{294,4 \cdot 0,264}{0,14 \cdot 8,69 \cdot 20000} = 3,194213mH \quad (8)$$

$$C_{Boost} > \frac{P_{MP}}{2 \cdot \omega_{carga} \cdot V_{MP} \cdot \Delta V_{boost}} \quad (9)$$

$$C_{Boost} > \frac{5120}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 294,4 \cdot 0,05 \cdot 294,4} \quad (10)$$

$$= 1,5669792mF$$

3.2.1 Modelagem do conversor CC-CC Boost conectado à rede elétrica

Com o objetivo de obter a função de transferência que relaciona a tensão de entrada à razão cíclica de chaveamento do conversor Boost conectado à rede, $G_{vcd}(s)$, realizou-se inicialmente a modelagem matemática do conversor por meio da técnica de espaço de estados médio. A partir dessa abordagem, foram determinadas as matrizes de estado do sistema

(A_1 e A_2) e as matrizes de entrada (B_1 e B_2), correspondentes aos diferentes estados de operação do conversor ao longo do período de comutação.

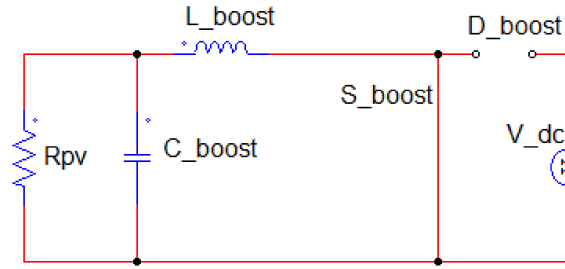
Diferentemente da modelagem tradicional aplicada em conversores Boost destinados a sistemas isolados, nesta aplicação conectada à rede elétrica o objetivo consiste em controlar a tensão de entrada do conversor, correspondente à tensão do arranjo fotovoltaico (V_{PV}), mantendo simultaneamente a tensão do barramento CC (V_{LINK_DC}) regulada pelo estágio inversor. Dessa forma, para viabilizar a obtenção da função de transferência de interesse, o arranjo fotovoltaico foi representado no circuito equivalente por meio de uma resistência conectada em paralelo ao capacitor de entrada C_{STRING} , enquanto a saída do conversor foi modelada como uma fonte de tensão contínua.

Essa representação não implica que o arranjo fotovoltaico seja tratado como uma carga elétrica, mas constitui uma estratégia matemática utilizada para possibilitar o controle da variável de entrada do conversor a partir de uma saída regulada. Caso fosse utilizada diretamente uma fonte ideal de tensão ou corrente na entrada do modelo, a própria fonte imporá o comportamento da variável correspondente, inviabilizando sua regulação pelo sistema de controle.

Além disso, o vetor de entrada $u(t)$ do sistema é composto pelas duas fontes de tensão presentes no circuito equivalente, correspondentes à tensão do barramento CC e à tensão associada ao diodo, formando uma matriz coluna utilizada na representação em espaço de estados.

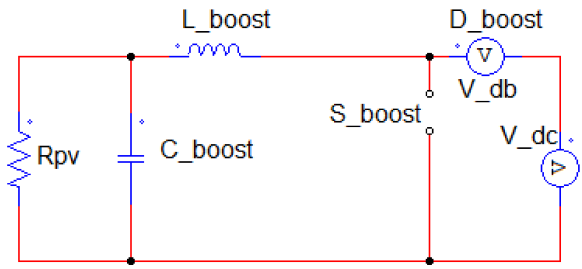
Posteriormente, considerando que as perdas associadas à resistência série da chave e do indutor, bem como a queda de tensão no diodo, apresentam influência reduzida para o nível de potência analisado, foi adotada também uma versão simplificada do modelo matemático. Essa simplificação possibilita reduzir a complexidade analítica do sistema, facilitando a obtenção das funções de transferência utilizadas no projeto dos controladores e nas análises de estabilidade e desempenho dinâmico do conversor Boost conectado à rede elétrica.

Figura 24 - Circuito equivalente para modelagem do conversor CC-CC boost com chave fechada



Fonte - própria autora

Figura 25 - Circuito equivalente para modelagem do conversor CC-CC boost com chave aberta



Fonte - própria autora

Considerando o circuito da Figura 24, com a chave fechada, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_{A1} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B1} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Considerando o circuito da Figura 25, com a chave aberta, tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_{A2} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B2} \begin{bmatrix} V_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

Por meio do software MATLAB, foi utilizado um programa para a obtenção da função de transferência que relaciona a tensão no capacitor de saída à razão cíclica de chaveamento do conversor, representada por $G_{vcd}(s)$. O código realiza a modelagem do conversor utilizando a técnica de espaço de estados médio, permitindo a determinação das matrizes do sistema e a posterior linearização em torno do ponto de operação. A partir desse procedimento, torna-se possível obter a representação do sistema no domínio da frequência e analisar o comportamento dinâmico do conversor em função das variações da razão cíclica de chaveamento.

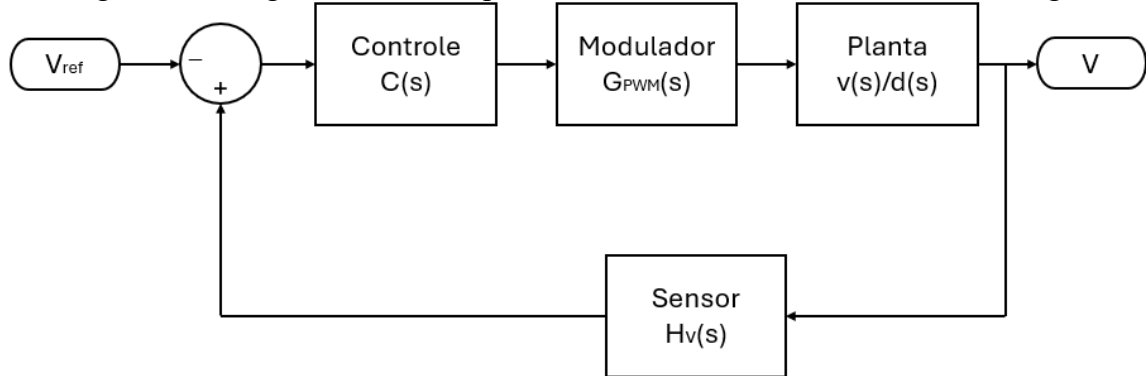
$$G_{vcd}(s) = -\frac{R_{pv} \cdot V_{dc}}{C_b \cdot L_b \cdot R_{pv} \cdot s^2 + L_b \cdot s + R_{pv}} \quad (13)$$

O diagrama de blocos do sistema de controle do conversor CC-CC Boost conectado à rede elétrica é apresentado na Figura 26. A planta do sistema, representada por $\frac{v(s)}{d(s)}$, corresponde à função de transferência obtida a partir da modelagem matemática do conversor por meio da técnica de espaço de estados médio, desenvolvida anteriormente. Essa função descreve a relação dinâmica entre a tensão controlada do sistema e a razão cíclica de chaveamento do conversor.

No sistema de controle implementado, o modulador PWM, representado por $G_{PWM}(s)$, e o sensor de tensão, representado por $H_V(s)$, foram considerados com ganho unitário. Dessa forma, ambos não introduzem amplificação nem atenuação no sistema, permitindo que a análise do comportamento dinâmico seja concentrada essencialmente na planta do conversor e no controlador projetado.

Assim, o modelo simplificado do sistema em malha fechada possibilita a realização das análises de estabilidade e desempenho dinâmico, incluindo o estudo do Lugar Geométrico das Raízes, diagramas de Bode e resposta temporal, utilizados no projeto e na validação do controlador aplicado ao conversor Boost conectado à rede elétrica.

Figura 26 - Diagrama de blocos para controle do conversor CC-CC boost ongrid



Fonte - Própria autora

A variável controlada no sistema corresponde à tensão do arranjo fotovoltaico (V_{PV}), a qual deve ser mantida próxima ao valor de 294,4 V nas Condições Padrão de Teste (CPT), de modo a garantir a operação do sistema no Ponto de Máxima Potência (PMP) do gerador fotovoltaico. Já a variável manipulada pelo sistema de controle é a razão cíclica de chaveamento (D) do conversor Boost, responsável por ajustar o ponto de operação do arranjo fotovoltaico e, consequentemente, controlar a potência extraída dos módulos.

3.2.2 Projeto do compensador para o conversor CC-CC Boost conectado à rede elétrica

A partir da análise das respostas no domínio do tempo e da frequência no software MATLAB, foi realizado o projeto de um compensador PID (Proporcional–Integral–Derivativo) aplicado ao conversor CC-CC Boost conectado à rede elétrica, com o objetivo de atender aos critérios de desempenho e estabilidade estabelecidos para o sistema de controle.

Destaca-se que o controle do conversor Boost on-grid apresenta característica de sistema reverso. Isso significa que a relação entre a variável manipulada e a variável controlada ocorre de forma inversa em comparação ao conversor Boost tradicional utilizado em aplicações off-grid. Dessa forma, o aumento da razão cíclica provoca redução da tensão do arranjo fotovoltaico, enquanto a diminuição da razão cíclica resulta no aumento dessa tensão. Em função dessa característica, a obtenção da função de transferência em malha fechada deve considerar o sinal negativo no denominador decorrente da realimentação do sistema, influenciando diretamente a análise de estabilidade e o projeto do controlador PID.

O projeto do controlador foi conduzido de forma a garantir margem de fase mínima de 40° , proporcionando maior amortecimento ao sistema e contribuindo para a melhoria da resposta transitória. Além disso, foi especificada uma margem de ganho mínima de 10 dB, buscando assegurar robustez ao sistema e permitir pequenos ajustes no ganho do controlador sem comprometer sua estabilidade durante as simulações.

Considerando a estratégia de compensação adotada, na qual os zeros do controlador são posicionados próximos aos polos dominantes da planta com o objetivo de aproximar a dinâmica do sistema em malha fechada à de um sistema de primeira ordem, não foi estabelecido um requisito específico de ultrapassagem percentual. O principal requisito de desempenho transitório foi definido em função da frequência de atualização da técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), estabelecida em 20 Hz, correspondente a um período de atualização de 50 ms. Dessa forma, adotou-se como requisito de projeto um tempo de acomodação inferior a 25 ms, correspondente à metade do período de atualização do MPPT, sendo desejável uma resposta próxima de 5 ms, equivalente a 10% desse período. Esse requisito busca assegurar que a tensão do arranjo fotovoltaico acompanhe adequadamente as atualizações da referência fornecidas pelo MPPT.

No desenvolvimento do compensador PID, foi inserido inicialmente um polo na origem, correspondente à ação integrativa do controlador, com a finalidade de eliminar o erro em regime permanente da tensão controlada. Adicionalmente, foi incluído um polo real localizado em frequência aproximadamente dez vezes inferior à frequência de chaveamento do conversor,

atuando como filtro de altas frequências e contribuindo para a atenuação dos harmônicos provenientes da comutação PWM.

Os zeros complexos do controlador foram posicionados próximos aos polos dominantes da planta em malha aberta, obtidos a partir da função de transferência $G_{vcd}(s)$. Essa estratégia permite reduzir os efeitos dos polos complexos da planta e modificar a dinâmica do sistema, aproximando o comportamento da malha fechada de um sistema de primeira ordem, favorecendo uma resposta mais rápida e menos oscilatória.

A determinação dos polos da planta foi realizada no ambiente MATLAB a partir da análise do denominador da função de transferência do conversor. Para isso, o polinômio característico foi normalizado em relação ao coeficiente do termo de maior ordem, permitindo a identificação das raízes associadas à dinâmica do sistema.

Por fim, o ganho do compensador PID foi ajustado iterativamente com base nas análises de resposta ao degrau, diagramas de Bode e Lugar Geométrico das Raízes, buscando atender simultaneamente aos requisitos de margem de estabilidade, velocidade de resposta e desempenho transitório especificados para o sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica.

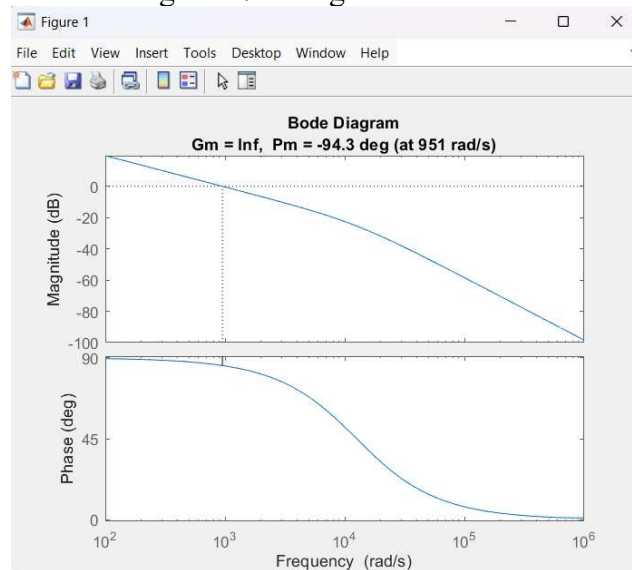
A função de transferência do compensador obtido está apresentada na Equação (14).

$$PID = \frac{1,267e^{-5}s^2 + 0,001273s + 2,562}{8,45e^{-5}s^2 + 1,062s} \quad (14)$$

Para a análise da resposta em malha fechada do conversor CC-CC Boost conectado à rede elétrica, foi utilizado o programa no software MATLAB, apresentado no Anexo D, como ferramenta de apoio ao dimensionamento do compensador PID. O controlador foi projetado a partir da função de transferência obtida pela modelagem em espaço de estados médios do conversor Boost, permitindo analisar o comportamento dinâmico do sistema e determinar os parâmetros do controlador de forma a atender aos requisitos de desempenho estabelecidos.

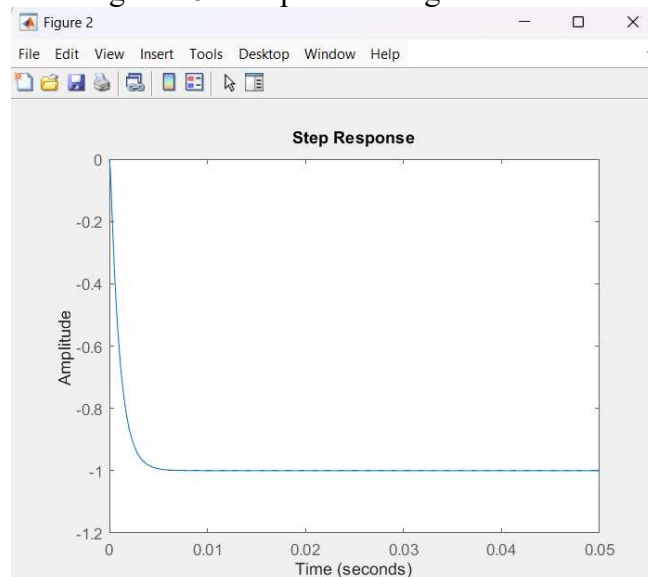
As respostas no domínio da frequência e no domínio do tempo do sistema compensado com o controlador PID são apresentadas nas Figuras 27 e 28.

Figura 27 - Diagrama de Bode



Fonte: própria autora

Figura 28 - Resposta ao degrau unitário



Fonte: própria autora

O sistema implementado no PSIM é composto por um conversor CC-CC Boost conectado à rede elétrica, responsável pela elevação da tensão proveniente do arranjo fotovoltaico e pela regulação da tensão do barramento CC. O circuito de potência e de controle foram desenvolvidos conforme apresentado na Figura 29.

O arranjo fotovoltaico utilizado nas simulações é constituído por dois ramos associados em paralelo, sendo cada ramo formado por oito módulos fotovoltaicos Canadian Solar de 320 Wp conectados em série, totalizando uma potência instalada de 5,12 kWp. A parametrização

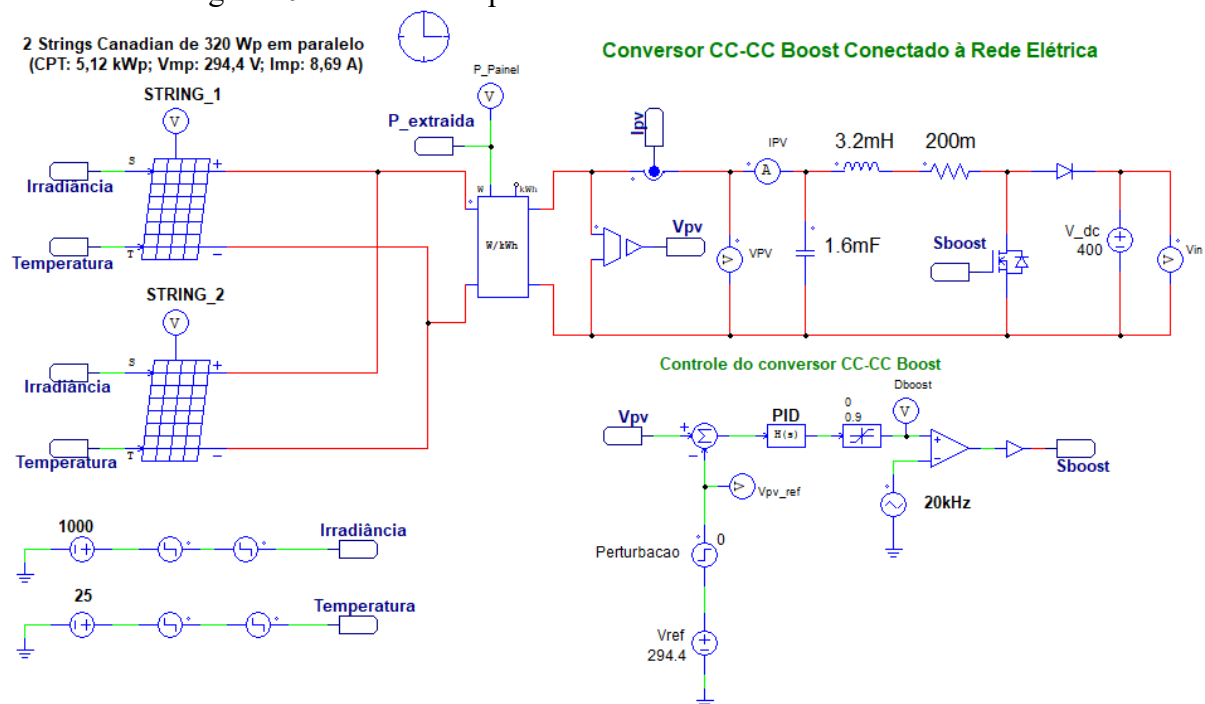
dos módulos foi realizada a partir dos dados fornecidos pelo fabricante, considerando as condições padrão de teste de irradiância de 1000 W/m^2 e temperatura de 25°C .

O estágio de potência do conversor Boost é composto pelo indutor de entrada, chave semicondutora controlada por PWM, diodo de potência e capacitor do barramento CC. Como forma de aproximar o comportamento da simulação às condições reais de operação, foi considerada a resistência série do indutor do conversor, adotando-se valor próximo de $200 \text{ m}\Omega$, representando as perdas ôhmicas do componente.

A estratégia de controle foi implementada utilizando uma malha fechada de controle da tensão do arranjo fotovoltaico, sendo a variável manipulada a razão cíclica de chaveamento do conversor Boost. O sistema de controle utiliza um compensador PID projetado a partir da função de transferência obtida pela técnica de espaço de estados médio e linearização em torno do ponto de operação.

O controle foi desenvolvido de forma a manter a tensão da string fotovoltaica próxima do ponto de máxima potência, permitindo a correta atuação da técnica de rastreamento MPPT. A modulação PWM foi implementada no PSIM por meio da comparação entre o sinal de controle proveniente do compensador PID e uma portadora triangular de alta frequência, gerando os pulsos de acionamento da chave semicondutora do conversor.

Figura 29 – Circuito de potência e de controle do conversor Boost



Fonte - Própria autora

3.2.3 Extração de máxima potência de módulos fotovoltaicos com a técnica Perturbe e Observe (P&O)

Associado à adequação da tensão do sistema fotovoltaico ao barramento CC, foi aplicado um algoritmo de rastreamento do ponto de máxima potência (Maximum Power Point Tracking – MPPT) utilizando a técnica Perturbe e Observe (Perturb and Observe – P&O). Essa técnica foi escolhida devido à sua simplicidade computacional, facilidade de implementação e ampla utilização em sistemas fotovoltaicos baseados em conversores Boost.

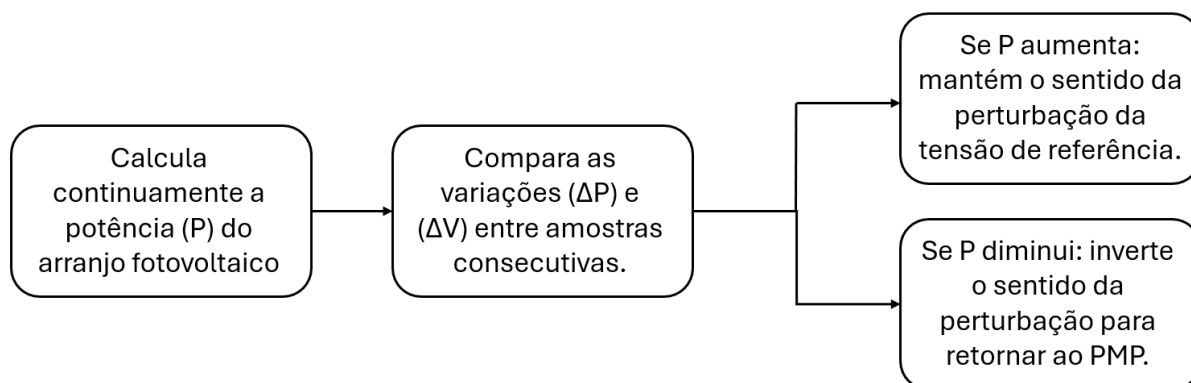
O método P&O opera por meio da aplicação de pequenas perturbações na tensão de operação do arranjo fotovoltaico e da observação da resposta da potência gerada. A partir da análise das variações de potência e tensão, o algoritmo determina se o ponto de operação aproximou-se ou afastou-se do ponto de máxima potência (PMP). Quando a potência aumenta após uma perturbação, o algoritmo mantém o sentido de variação da tensão de referência. Caso contrário, a direção da perturbação é invertida, conduzindo novamente o sistema em direção ao PMP.

A implementação da técnica foi realizada no software PSIM utilizando o bloco Simplified C Block, que permite a programação de algoritmos de controle em linguagem C. Nesse bloco foram inseridas as rotinas responsáveis pela aquisição da tensão e da corrente do arranjo fotovoltaico, pelo cálculo da potência instantânea, pela determinação das variações de potência (ΔP) e tensão (ΔV) e pela atualização da tensão de referência aplicada ao controlador do conversor CC-CC Boost.

Para essa implementação, o bloco foi configurado com duas entradas e uma saída. As entradas correspondem à tensão e à corrente do arranjo fotovoltaico, enquanto a saída fornece a tensão de referência utilizada pelo controlador do conversor Boost, permitindo o ajuste contínuo do ponto de operação do sistema.

A lógica do algoritmo baseia-se na comparação das variações de potência e tensão entre amostras consecutivas. Inicialmente, calcula-se a potência instantânea por meio do produto entre tensão e corrente. Em seguida, são obtidas as variações ΔP e ΔV em relação aos valores do ciclo anterior. Quando a perturbação aplicada resulta em aumento da potência, o algoritmo mantém o sentido de variação da tensão de referência. Caso a potência diminua, o sentido da perturbação é invertido, permitindo o rastreamento contínuo do ponto de máxima potência mesmo diante das variações de irradiância e temperatura. Na Figura 30 é apresentado um diagrama simplificado do seu funcionamento.

Figura 30 - Técnica MPPT – método Perturbe & Observe



Fonte: Própria autora

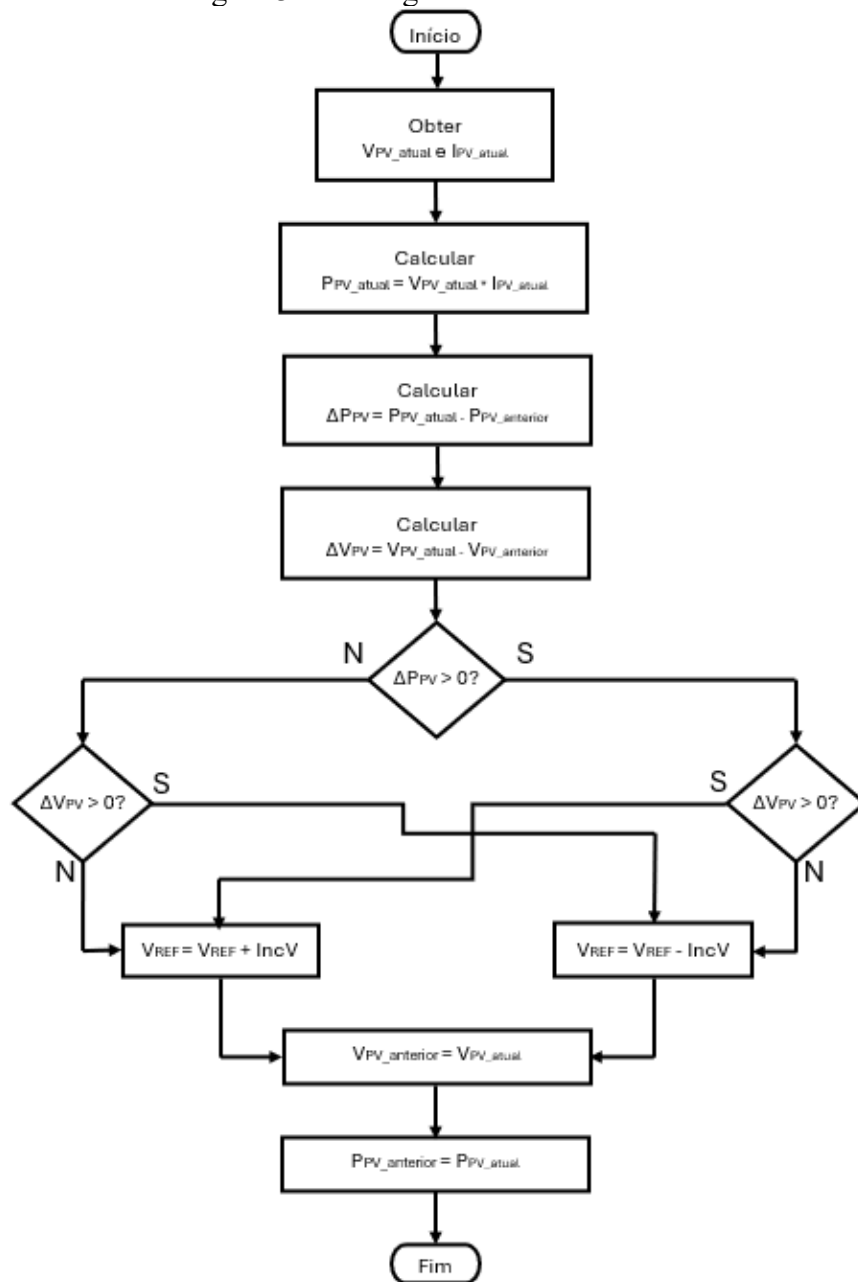
A parametrização do sistema fotovoltaico foi realizada a partir dos dados de catálogo do módulo Canadian Solar de 320 Wp. Foram utilizadas duas strings fotovoltaicas, totalizando 5,12 kWp de potência instalada. As condições ambientais foram simuladas por meio de degraus de irradiância e temperatura, possibilitando a avaliação do comportamento dinâmico do sistema frente a perturbações climáticas.

A frequência de atualização do algoritmo, implementada por meio do bloco Zero-Order Hold (ZOH), foi definida em 20 Hz, correspondendo à realização de 20 aquisições e perturbações por segundo. Esse valor foi adotado por proporcionar uma resposta dinâmica adequada às variações típicas de irradiância e temperatura observadas em sistemas fotovoltaicos conectados à rede.

O incremento de tensão utilizado na técnica P&O foi definido em 1 V, representando um compromisso entre velocidade de rastreamento e precisão na localização do ponto de máxima potência. Incrementos menores reduzem as oscilações em torno do PMP, porém aumentam o tempo necessário para convergência. Por outro lado, incrementos maiores aceleram a resposta às variações ambientais, mas tendem a aumentar as oscilações em torno do ponto de operação ótimo.

O fluxograma da técnica P&O é apresentado na Figura 31.

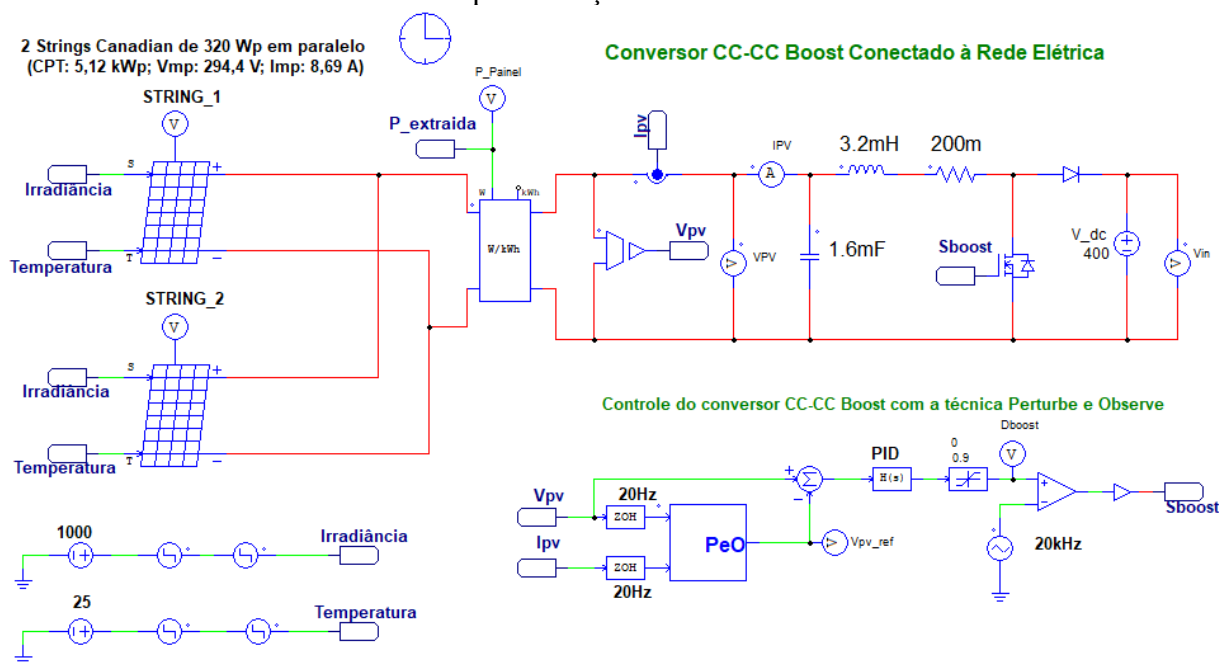
Figura 31 - fluxograma da técnica P&O



Fonte - Própria autora

Na Figura 32 são apresentados os circuitos de potência e de controle do conversor CC-CC Boost utilizando a técnica MPPT P&O. Observa-se que a estrutura do conversor e o controlador PID permanecem inalterados em relação às etapas anteriores do trabalho, sendo a principal modificação a inclusão do algoritmo MPPT, responsável por atualizar continuamente a tensão de referência do arranjo fotovoltaico conforme as condições ambientais. Dessa forma, o controlador PID continua atuando sobre a razão cíclica do conversor Boost, enquanto a técnica P&O ajusta dinamicamente o ponto de operação, garantindo a máxima extração de potência disponível.

Figura 32 – Circuito de potência e controle do conversor Boost conectado ao sistema fotovoltaico com a implementação da técnica Perturbe e Observe



Fonte - Própria autora

O código em linguagem C utilizado na implementação da técnica P&O por meio do bloco Simplified C Block é apresentado no Anexo E. Esse algoritmo realiza o cálculo da potência instantânea, a análise das variações de tensão e potência e a atualização contínua da tensão de referência aplicada ao sistema de controle do conversor Boost, possibilitando o rastreamento do ponto de máxima potência sob diferentes condições de irradiância e temperatura.

3.3 Conversor CC-CA Full-Bridge ongrid

Em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, o estágio inversor de saída, associado a um filtro indutivo de primeira ordem, é responsável pela conversão da energia em corrente contínua proveniente do barramento CC em energia alternada adequada para injeção na rede elétrica. Além disso, esse estágio desempenha funções fundamentais relacionadas à qualidade da energia, garantindo que a corrente injetada apresente características compatíveis com as normas técnicas vigentes, tais como baixo conteúdo harmônico e sincronismo com a rede elétrica.

O estágio CC-CA também é responsável pelo controle da tensão do elo CC, contribuindo diretamente para a operação adequada do conversor CC-CC Boost presente no estágio de entrada do sistema fotovoltaico. A regulação da tensão do barramento CC é essencial

para garantir o equilíbrio energético do sistema e assegurar condições adequadas de operação para os algoritmos de controle e rastreamento do ponto de máxima potência.

Dentre as diversas topologias de inversores utilizadas em aplicações conectadas à rede, destaca-se o inversor do tipo VSI (Voltage Source Inverter) em configuração ponte completa (Full-Bridge). Essa topologia apresenta elevada versatilidade e ampla aplicação em sistemas fotovoltaicos devido à sua capacidade de sintetizar tensão alternada com reduzido esforço de tensão e corrente sobre os dispositivos semicondutores.

Além disso, a topologia Full-Bridge possui estrutura relativamente simples, facilidade de implementação e amplo embasamento teórico na literatura técnica e científica, fatores que favorecem sua modelagem matemática, projeto dos controladores e análise dinâmica do sistema. Em virtude dessas características, o inversor VSI ponte completa foi adotado neste trabalho para realização do estágio de conversão CC-CA do sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica.

Os objetivos desta etapa do trabalho consistem no desenvolvimento e análise do conversor CC-CA do tipo ponte completa (Full-Bridge) aplicado à conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica. Inicialmente, foi realizado o projeto do conversor considerando sua operação em sistemas ongrid, visando a conversão da energia proveniente do barramento CC em energia CA sincronizada com a rede elétrica.

Em seguida, foi realizado o projeto do compensador PI da malha interna de corrente, responsável pelo controle da corrente injetada na rede elétrica. Posteriormente, foram realizadas simulações em malha fechada para avaliação do desempenho dinâmico do controlador projetado, analisando parâmetros como estabilidade, rastreamento da referência e qualidade da corrente injetada.

Na sequência, foi desenvolvido o projeto do compensador PI da malha externa de tensão do elo CC, cuja função é manter a tensão do barramento CC regulada mesmo diante de variações operacionais do sistema. Após o projeto do controlador, foram realizadas simulações em malha fechada para verificação da resposta dinâmica da tensão do elo CC e da interação entre as malhas de controle.

Por fim, foi realizada a simulação completa do conversor CC-CA Full-Bridge operando conectado à rede elétrica, sem a inclusão do estágio CC-CC Boost de entrada, permitindo avaliar individualmente o desempenho do inversor, das malhas de controle implementadas e da injeção de corrente na rede elétrica.

3.3.1 Projeto do conversor CC-CA Full-Bridge ongrid

O conversor CC-CA Full-Bridge utilizado neste trabalho foi projetado para operar como segundo estágio de conversão de um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica de baixa tensão. O sistema fotovoltaico considerado é composto por duas strings fotovoltaicas conectadas em paralelo, sendo cada string formada por oito módulos fotovoltaicos Canadian Solar modelo CS6X-320P de 320 Wp conectados em série, totalizando uma potência instalada de 5,12 kWp.

O estágio inversor é alimentado por um barramento CC regulado em 400 V, proveniente do conversor CC-CC Boost responsável pela extração da máxima potência do arranjo fotovoltaico. A saída do inversor é conectada à rede elétrica de baixa tensão com valor eficaz de 220 V_{rms} e frequência de 60 Hz, permitindo a injeção de potência ativa na rede elétrica em conformidade com as condições de sincronismo e qualidade de energia exigidas para sistemas fotovoltaicos ongrid.

A estratégia de chaveamento adotada foi a modulação senoidal por largura de pulso unipolar (SPWM Unipolar), utilizando frequência de chaveamento de 20 kHz. A escolha dessa frequência teve como objetivo reduzir os valores dos elementos armazenadores de energia, como indutores e capacitores, contribuindo para a diminuição do volume físico e do peso do sistema, além de favorecer a redução do conteúdo harmônico da corrente injetada na rede elétrica.

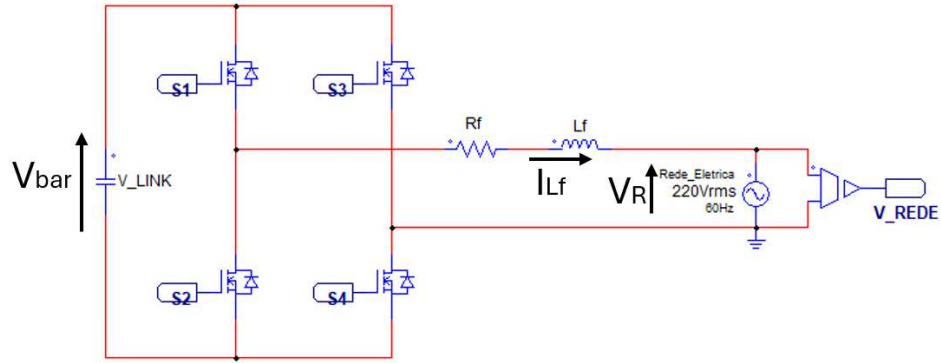
O projeto do filtro indutivo de saída foi realizado considerando que a ondulação de corrente no indutor não ultrapassasse 3% da corrente nominal de pico do sistema durante a injeção da potência nominal nas Condições Padrão de Teste (CPT). Esse critério é importante para limitar o ripple de corrente e melhorar a qualidade da corrente injetada na rede elétrica.

Da mesma forma, o capacitor do elo CC foi dimensionado para que a ondulação de tensão no barramento CC permanecesse inferior a 3% da tensão nominal de 400 V. A limitação da ondulação de tensão no elo CC é fundamental para minimizar reflexos dessas oscilações sobre a tensão da array fotovoltaica, contribuindo para o desempenho da técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) implementada no conversor Boost.

A partir desses critérios, foram definidos os parâmetros de projeto do conversor CC-CA Full-Bridge, possibilitando posteriormente a modelagem matemática do sistema, o desenvolvimento das malhas de controle e a realização das simulações computacionais no software PSIM.

Na Figura 33 está apresentada a estrutura de potência do conversor Full-Bridge conectada à rede elétrica.

Figura 33 - Estrutura de potência do conversor Full-Bridge ongrid



Fonte - Própria autora

Os elementos do conversor full-bridge ongrid foram projetados conforme Equações (15) a (21).

$$C_{bar} > \frac{P_{nominal}}{2 \cdot \omega_{rede} \cdot V_{bar} \cdot \Delta V_{bar}} \quad (15)$$

$$C_{bar} > \frac{5120}{2 \cdot 2\pi 60 \cdot 400 \cdot 0,03 \cdot 400} = 1,415mF \quad (16)$$

$$I_{Lf,RMS} = \frac{5120}{220} = 23,27 A \quad (17)$$

$$I_{Lf,pico} = \sqrt{2} \cdot 23,27 = 32,91 A \quad (18)$$

$$L_f = \frac{V_{bar}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lf}} \quad \text{Para} \quad V_{pico_rede} \geq \frac{V_{Link}}{2} \quad (19)$$

$$L_f = \frac{V_{pico_rede}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{Lf}} \left(1 - \frac{V_{pico_rede}}{V_{Link}}\right) \quad \text{Para} \quad V_{pico_rede} < \frac{V_{Link}}{2} \quad (20)$$

$$L_f = \frac{400}{8 \cdot 20000 \cdot 0,03 \cdot 32,91} = 2,5mH \quad (21)$$

3.3.2 Controle do conversor CC-CA Full-Bridge ongrid

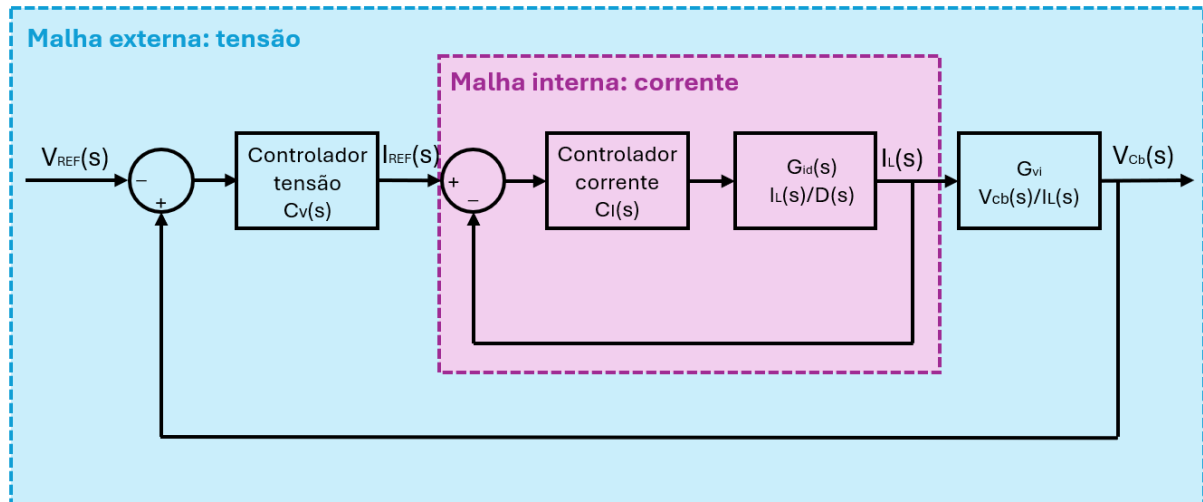
Na Figura 34 é apresentado o esquema da estrutura completa de controle do conversor CC-CA Full-Bridge conectado à rede elétrica. Observa-se a presença de duas plantas principais no sistema de controle: $G_{id}(s)$ e $G_{vi}(s)$.

A planta $G_{id}(s)$ corresponde à malha interna de corrente e representa a relação entre a corrente injetada na rede elétrica e a razão cíclica de chaveamento do inversor. Essa malha possui dinâmica mais rápida e é responsável pelo controle da corrente alternada fornecida à rede, garantindo adequado rastreamento da referência senoidal e reduzido conteúdo harmônico na corrente injetada.

Já a planta $G_{vi}(s)$ está associada à malha externa de tensão e descreve o comportamento da tensão do elo CC em função da corrente injetada pelo inversor na rede elétrica. Essa malha atua de forma mais lenta, sendo responsável pela regulação da tensão do barramento CC em torno do valor de referência estabelecido, assegurando o equilíbrio energético entre o estágio CC-CC Boost e o estágio inversor CC-CA.

A utilização de uma estrutura de controle em malha dupla é amplamente empregada em sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica, pois permite desacoplar parcialmente as dinâmicas de corrente e tensão do sistema. Dessa forma, a malha interna de corrente proporciona resposta rápida às variações da rede e da potência injetada, enquanto a malha externa mantém a estabilidade da tensão do elo CC mesmo diante das variações de irradiância solar e potência gerada pelo arranjo fotovoltaico.

Figura 34 - Esquema completo de controle do conversor CC-CA Full-Bridge conectado à rede elétrica.



Fonte - Própria autora

A estrutura de controle do inversor conectado à rede elétrica é composta por duas malhas de controle: uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. A malha de corrente possui resposta mais rápida e atua diretamente no controle da corrente injetada na rede elétrica, garantindo que essa corrente apresente comportamento senoidal e permaneça sincronizada com a tensão da rede, contribuindo para a adequada transferência de potência e para a redução das distorções harmônicas.

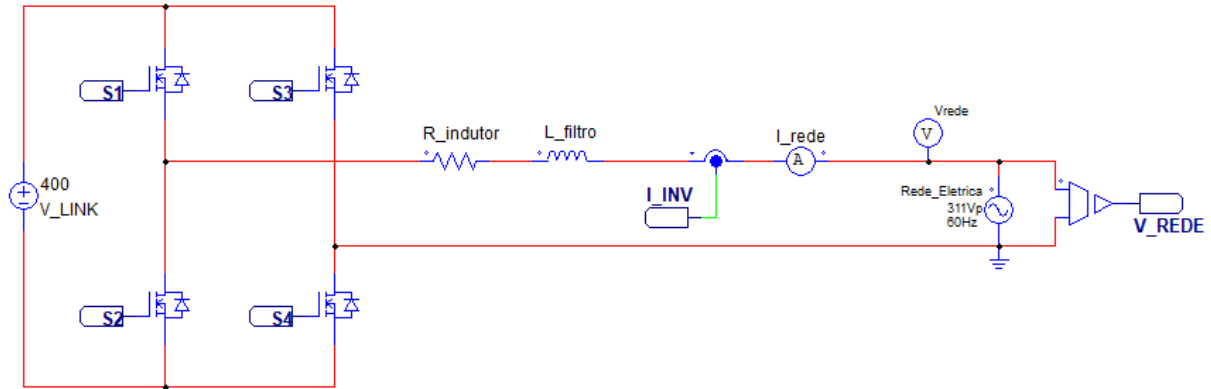
A malha externa, por sua vez, é responsável pela regulação da tensão do elo CC, mantendo o barramento próximo ao valor de referência estabelecido. Além disso, essa malha fornece a referência de corrente para a malha interna, definindo a quantidade de corrente que deverá ser injetada na rede elétrica. Para isso, a tensão do barramento CC é continuamente monitorada e comparada ao valor de referência do sistema.

Dessa forma, quando a potência gerada pelo sistema fotovoltaico aumenta, a tensão do elo CC tende a se elevar e a malha externa aumenta a referência de corrente da malha interna, fazendo com que mais potência seja transferida para a rede elétrica. De maneira análoga, quando a geração fotovoltaica diminui, a referência de corrente é reduzida, contribuindo para a manutenção do equilíbrio energético do sistema e da estabilidade da tensão no barramento CC.

A partir do circuito equivalente apresentado na Figura 35, foi realizada a análise das malhas do conversor Full-Bridge conectado à rede elétrica com o objetivo de obter as matrizes do sistema necessárias para a aplicação da técnica de espaço de estados médio. Essa modelagem possibilita representar matematicamente a dinâmica do conversor a partir dos estados de chaveamento dos interruptores semicondutores, permitindo a obtenção do modelo médio do

sistema e, posteriormente, da função de transferência utilizada no projeto da malha de controle de corrente.

Figura 35 – Circuito equivalente do conversor Full-Bridge



Fonte - Própria autora

Para simplificar a modelagem matemática do sistema, o capacitor do elo CC foi substituído por uma fonte de tensão contínua ideal, assumindo-se que a malha de controle de tensão atua adequadamente mantendo a tensão do barramento CC regulada em torno do valor de referência estabelecido. Dessa forma, a análise da dinâmica do sistema pôde ser concentrada na malha interna de corrente, permitindo a obtenção da função de transferência relacionada à corrente injetada na rede elétrica em função da razão cíclica de chaveamento do inversor.

Por meio da técnica de espaço de estados médio, foram determinadas as matrizes de estado e de entrada referentes aos diferentes intervalos de operação do conversor ao longo do período de chaveamento. Em seguida, realizou-se a média ponderada dessas matrizes em função da razão cíclica de chaveamento, possibilitando a obtenção de um modelo linearizado válido para pequenas perturbações em torno do ponto de operação. A partir desse modelo, tornou-se possível extrair a função de transferência da corrente do indutor do filtro em função da razão cíclica de chaveamento, utilizada posteriormente no projeto do compensador da malha interna de corrente.

$$x(t) = [i_{L_{filtro}}] \quad (22)$$

$$u(t) = \begin{bmatrix} V_{Link} \\ V_{Rede} \end{bmatrix} \quad (23)$$

Análise com S1 e S4 fechadas e S2 e S3 abertas:

$$A_1 = \left[\frac{-R_{indutor}}{L_{filtro}} \right] \quad (23)$$

$$B_1 = \left[\frac{1}{L_{filtro}} \quad \frac{-1}{L_{filtro}} \right] \quad (24)$$

Análise com S1 e S4 abertas e S2 e S3 fechadas:

$$A_2 = \left[\frac{-R_{indutor}}{L_{filtro}} \right] \quad (25)$$

$$B_2 = \left[\frac{-1}{L_{filtro}} \quad \frac{-1}{L_{filtro}} \right] \quad (26)$$

O código utilizado no Matlab para a obtenção da função de transferência da malha interna foi disponibilizado no anexo F. A função de transferência obtida está disponível na Equação (27).

$$G_{iLf}(s) = \frac{2 \cdot V_{Link}}{L_{filtro} \cdot s + R_{indutor}} \quad (27)$$

Com a obtenção da função de transferência, a próxima etapa consiste no projeto do compensador de corrente da malha interna do inversor Full-Bridge conectado à rede elétrica.

Foi projetado um compensador PI (Proporcional Integral) para a malha interna, atendendo ao critério de margem de fase mínima de 40°, de forma a auxiliar na obtenção de um sistema com baixo tempo de assentamento e reduzida ultrapassagem percentual. Também foi adotada margem de ganho mínima de 10 dB, garantindo uma operação estável e robusta, além de possibilitar pequenos ajustes nos ganhos do controlador sem comprometer significativamente o desempenho do sistema nos ensaios posteriores.

Além disso, a ultrapassagem percentual foi limitada a 10%. O desempenho dinâmico do sistema foi especificado em termos da banda passante da malha de corrente, definida em aproximadamente uma década abaixo da frequência de chaveamento ($\approx f_{sw}/10$), garantindo adequada separação entre a dinâmica de controle e os efeitos de comutação do inversor. Essa escolha assegura que a corrente no indutor de filtro siga a referência de forma satisfatória em regime dinâmico, contribuindo para a redução das oscilações da corrente injetada na rede

elétrica e, conseqüentemente, para a diminuição da Distorção Harmônica Total de corrente (DHTi).

O projeto do controlador PI envolve a utilização de um polo na origem, responsável pela eliminação do erro em regime permanente, além do ajuste do ganho proporcional e da constante de tempo integral. O ganho proporcional atua na velocidade da resposta transitória do sistema, enquanto a constante de tempo integral ajusta a dinâmica da resposta integral, contribuindo para que os critérios desejados de desempenho em malha fechada sejam atendidos.

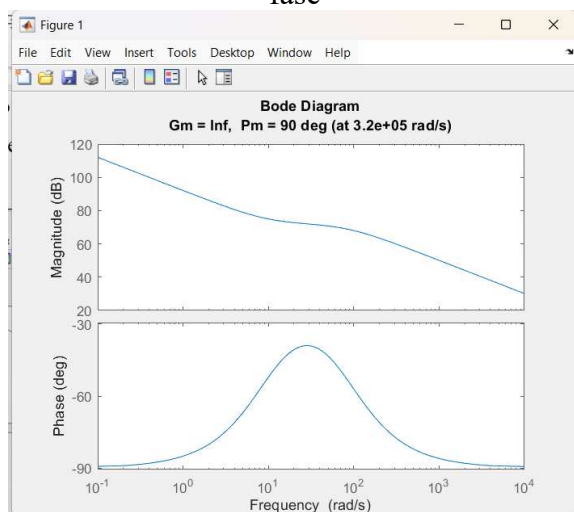
O reduzido tempo de estabilização adotado no projeto permite que a corrente no indutor de filtro acompanhe rapidamente a referência de corrente imposta pela malha de controle, proporcionando melhor desempenho dinâmico ao sistema. Além disso, os critérios de margem de ganho e margem de fase adotados fornecem maior distância da região de instabilidade, garantindo maior robustez e confiabilidade ao controle da malha interna de corrente do inversor conectado à rede elétrica.

Na Equação (28) está apresentada a função de transferência do compensador de corrente.

$$PI_{corrente} = \frac{s + 10}{s} \quad (28)$$

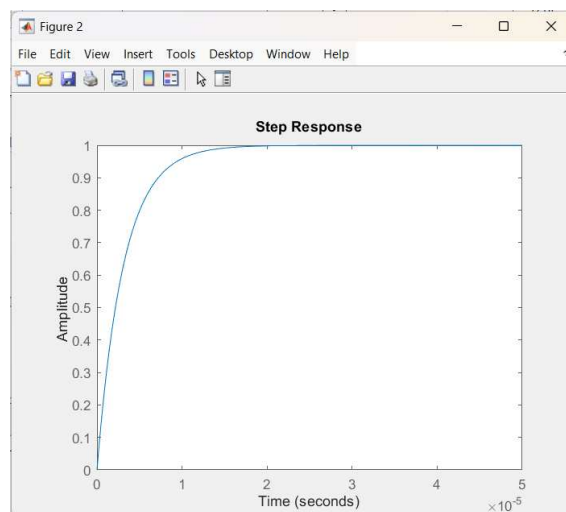
No anexo G está disponibilizado o programa para obtenção do compensador PI para a malha de corrente e análise da resposta no domínio do tempo e da frequência. Nas Figuras 36 e 37 estão disponibilizadas as respostas obtidas no domínio da frequência e do tempo, respectivamente. Foram utilizados ganho igual a 1 e constante de tempo igual a 0,1.

Figura 36 – Margem de ganho e margem de fase



Fonte - Própria autora

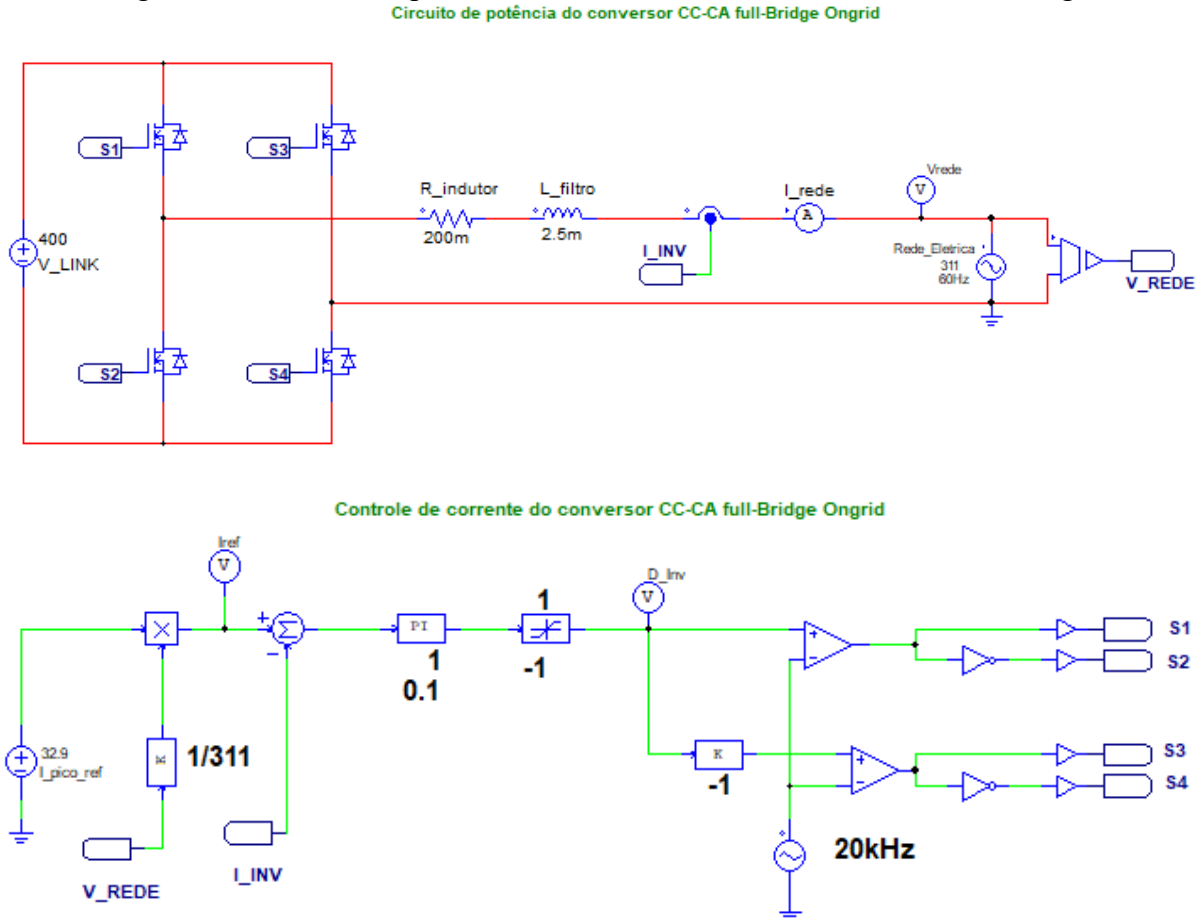
Figura 37 - Resposta ao degrau unitário



Fonte - Própria autora

Foram montados os circuitos de potência e de controle de corrente no Psim e apresentados na Figura 38.

Figura 38 - Circuito de potência e de controle conversor CC-CA Full-Bridge



Fonte - Própria autora

Para o sincronismo entre a corrente injetada pelo inversor e a tensão da rede elétrica, não foi implementado um PLL (Phase Locked Loop) convencional. Em seu lugar, foi utilizada diretamente a informação da tensão da rede, obtida por meio de um sensor, para determinar a referência senoidal da corrente de injeção. Essa abordagem foi adotada por apresentar menor complexidade de implementação no modelo de simulação e por ser suficiente para a finalidade desta dissertação, que consiste na análise do controle da corrente e da qualidade da energia no ponto de conexão com a rede. Dessa forma, a referência de corrente é gerada em fase com a tensão da rede, permitindo o controle da potência ativa injetada pelo inversor.

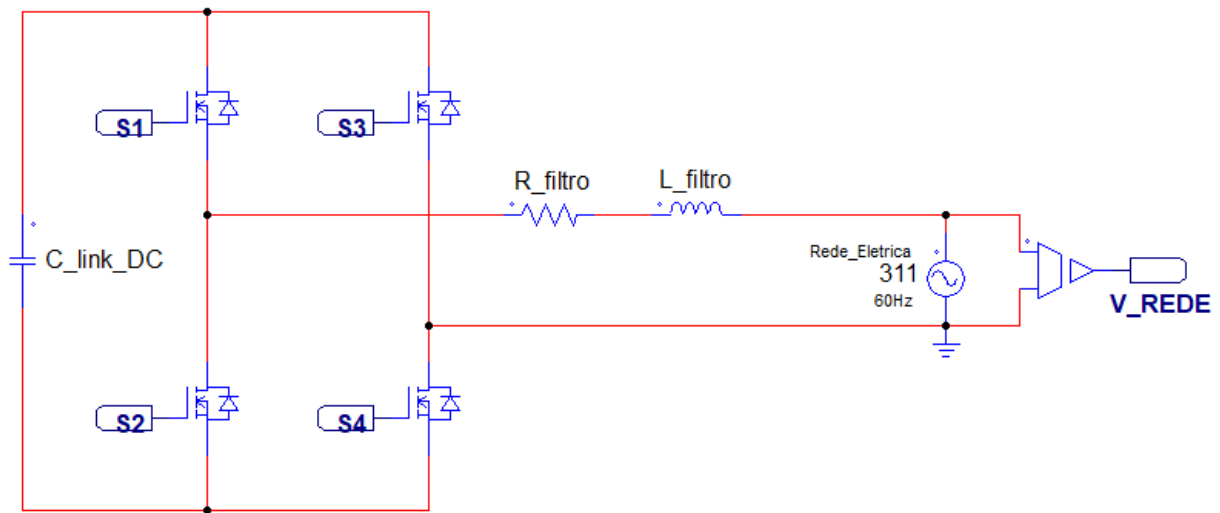
Inicialmente, o sinal de tensão da rede elétrica foi normalizado por meio da multiplicação por um ganho igual a $1/V_{pico_rede}$, obtendo-se uma senoide unitária sincronizada com a rede elétrica. Em seguida, esse sinal normalizado foi multiplicado pela amplitude da

corrente de referência definida pela malha externa de tensão (I_{pico_ref}), gerando a referência de corrente i_{ref} utilizada pelo controlador de corrente do inversor.

Após a implementação da planta da malha interna de controle de corrente, a próxima etapa foi o desenvolvimento da malha externa, ligada ao modo como a tensão do elo CC varia de acordo com a injeção de corrente CA na rede elétrica.

O circuito utilizado para a obtenção das matrizes do sistema está disponível na Figura 39. Nesse caso, é utilizado o capacitor no link DC para a modelagem do sistema porque a variável a ser controlada é justamente a tensão no barramento CC.

Figura 39 - Circuito equivalente para a análise de malha para a obtenção das matrizes de sistema para a malha de controle de tensão



Fonte - Própria autora

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{L_{filtro}} \\ V_{c_{link}} \end{bmatrix} \quad (29)$$

$$u(t) = [V_{Rede}] \quad (30)$$

Análise com S1 e S4 fechadas e S2 e S3 abertas:

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-R_{indutor}}{L_{filtro}} & \frac{1}{L_{filtro}} \\ \frac{-1}{C_{link}} & 0 \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} -1 \\ \frac{1}{L_{filtro}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (32)$$

Análise com S1 e S4 abertas e S2 e S3 fechadas:

$$A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-R_{indutor}}{L_{filtro}} & \frac{-1}{L_{filtro}} \\ \frac{1}{C_{link}} & 0 \end{bmatrix} \quad (33)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} -1 \\ \frac{1}{L_{filtro}} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (34)$$

Foi utilizado novamente um código no Matlab para a obtenção da função de transferência da malha externa $G_{VC_{iL}}(s)$ utilizando a técnica de espaço de estados médio, anexo J. A função de transferência obtida está disponível na Equação (35).

$$G_{VC_{iL}}(s) = -\frac{2 \cdot D_{inv} - 1}{C_{Bar} \cdot s} \quad (35)$$

A malha interna de corrente compensada foi reduzida a um único bloco por meio da técnica de redução de subsistemas, simplificando a estrutura de controle do inversor. Dessa forma, a dinâmica da malha interna já compensada passa a ser representada por uma única função de transferência equivalente.

A partir dessa simplificação, o sistema utilizado no projeto da malha externa de tensão é obtido pela associação da malha interna compensada com a planta de tensão $G_{VC_{iL}}(s)$, responsável por representar a relação entre a tensão do elo CC e a corrente injetada na rede elétrica. Essa abordagem permite desacoplar parcialmente as dinâmicas de corrente e tensão, facilitando o projeto do controlador PI da malha externa e possibilitando que a malha de corrente apresente resposta mais rápida em relação à malha de tensão.

O compensador PI utilizado no controle da malha externa de tensão do conversor CC-CA Full-Bridge também foi projetado no software Matlab. O objetivo desse controlador é manter a tensão do elo CC regulada em torno do valor de referência estabelecido, garantindo o

equilíbrio entre a potência fornecida pelo sistema fotovoltaico e a potência injetada na rede elétrica.

No projeto do controlador foram adotados critérios de desempenho relacionados à estabilidade e à resposta dinâmica do sistema. Para isso, foi especificada margem de fase mínima de 40° , contribuindo para a obtenção de um sistema com reduzido tempo de assentamento e baixa ultrapassagem percentual. Também foi considerada margem de ganho mínima de 10 dB, proporcionando maior robustez ao sistema e permitindo pequenos ajustes de ganho durante as etapas de simulação sem comprometer a estabilidade da malha de controle.

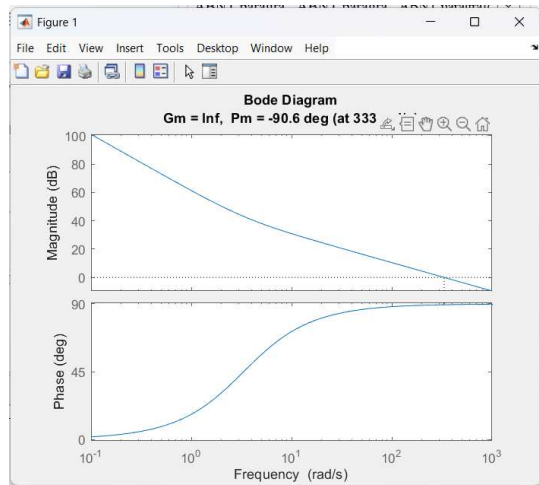
O projeto da malha externa de tensão teve como objetivo obter uma resposta transitória adequada da tensão do elo CC, evitando oscilações excessivas e garantindo estabilidade durante as variações de potência do sistema. O tempo de acomodação foi especificado em até 0,4 s, uma vez que a malha externa de tensão possui dinâmica naturalmente mais lenta quando comparada à malha interna de corrente. Essa diferença de dinâmica é importante para garantir o adequado desacoplamento entre as malhas de controle do sistema.

O projeto do compensador PI considera a utilização de um polo na origem, responsável pela eliminação do erro em regime permanente, além do ajuste do ganho proporcional e da constante de tempo integral. O ganho proporcional influencia diretamente a velocidade da resposta transitória do sistema, enquanto a ação integral atua na correção do erro acumulado ao longo do tempo, contribuindo para a regulação adequada da tensão do elo CC.

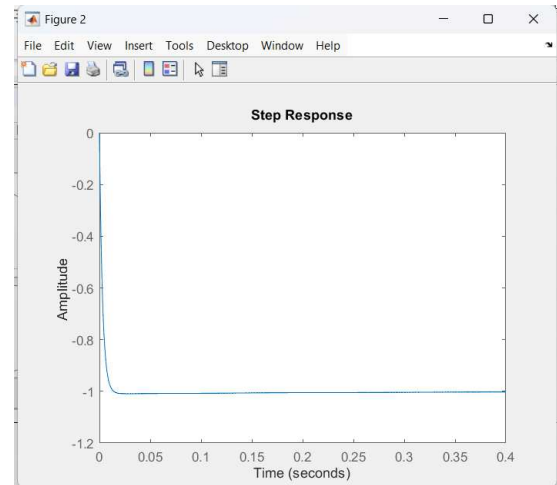
Destaca-se ainda que o controle da tensão do elo CC apresenta característica de controle reverso, devendo essa particularidade ser considerada durante a modelagem e o projeto do compensador.

O código utilizado para o projeto do compensador da malha de tensão está disponível no anexo H. Os gráficos no domínio da frequência e do tempo estão disponíveis nas Figuras 40 e 41, respectivamente. O ganho utilizado para o controlador de tensão foi 0,9 e a constante de tempo foi 0,3.

Figura 40 – Margem de ganho e margem de fase



Fonte - Própria autora



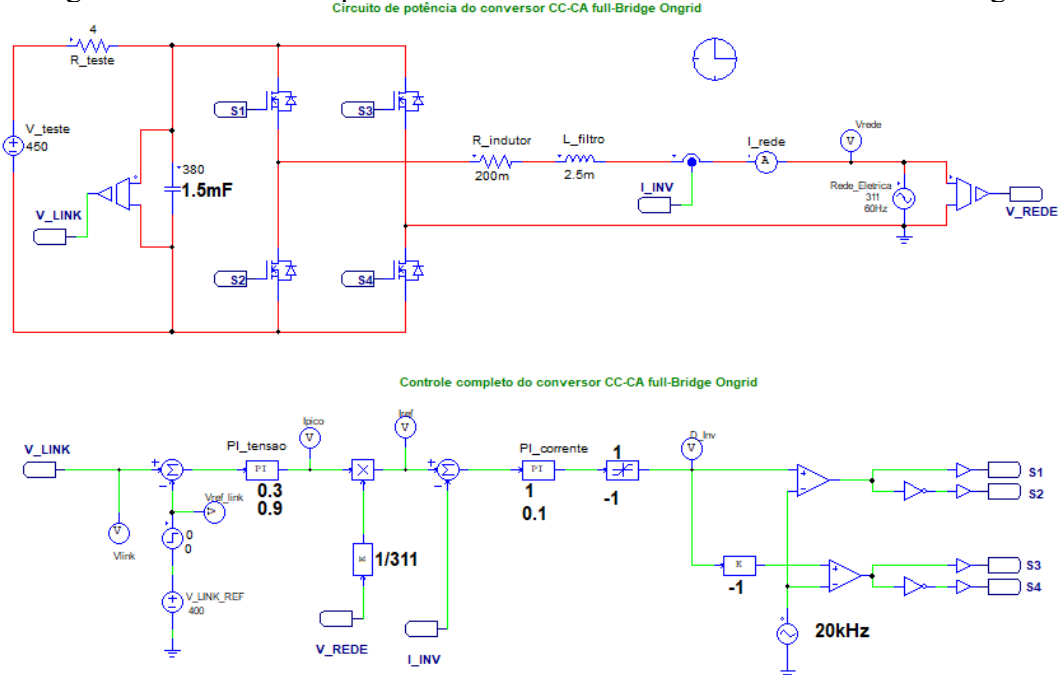
Fonte - Própria autora

Na Equação (36) está apresentada a função de transferência do compensador de tensão.

$$PI_{tensão} = \frac{0,9s + 3}{s} \quad (36)$$

Na Figura 42 estão apresentados o circuito completo de potência e de controle do conversor Full-Bridge ongrid. A tensão de teste (V_{teste}) e a resistência de teste (R_{teste}) fazem o papel do sistema fotovoltaico e do conversor boost.

Figura 42 - Circuito de potência e de controle conversor CC-CA Full-Bridge



Fonte - Própria autora

3.4 Sistema completo conectado à rede elétrica

Nesta etapa do trabalho, os objetivos consistiram em integrar o estágio de entrada CC-CC Boost ao estágio de saída CC-CA Full-Bridge, formando um sistema fotovoltaico de duplo estágio conectado à rede elétrica, além de avaliar as condições de operação e o desempenho do sistema completo em regime permanente e sob perturbações.

Após as etapas de projeto, modelagem e simulação dos conversores CC-CC e CC-CA de forma individual, realizou-se a integração das estruturas de potência e controle, permitindo que ambos os estágios atuassem de maneira conjunta no processo de conversão e injeção de potência ativa na rede elétrica em conformidade com os requisitos de qualidade de energia.

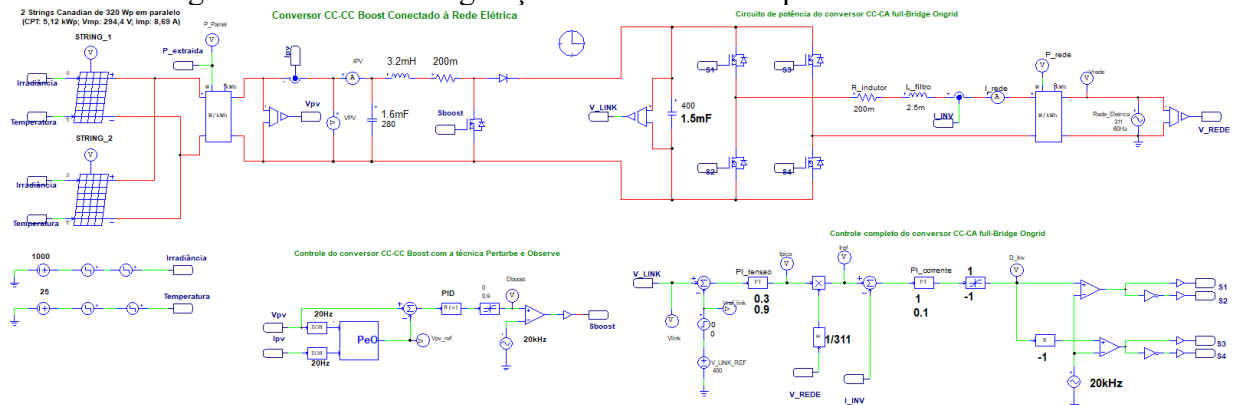
No sistema completo conectado à rede, o conversor CC-CC Boost é responsável pela extração da máxima potência disponível nas strings fotovoltaicas por meio da técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT), realizando simultaneamente o controle da tensão de entrada do arranjo fotovoltaico. Dessa forma, o estágio elevador atua adequando o ponto de operação dos módulos fotovoltaicos às condições ambientais de irradiância e temperatura, maximizando a potência fornecida ao sistema.

Por sua vez, o conversor CC-CA Full-Bridge é responsável pela conversão da energia em corrente contínua para corrente alternada sincronizada com a rede elétrica. Através da técnica de modulação empregada e do filtro de saída, o inversor impõe uma corrente senoidal na rede elétrica, mantendo-a em fase com a tensão da rede e favorecendo a transferência de potência ativa com elevado fator de potência. Além disso, o estágio inversor também realiza o controle da tensão do elo CC, garantindo o equilíbrio energético entre a potência fornecida pelo sistema fotovoltaico e a potência injetada na rede.

A estrutura de controle utilizada no inversor é do tipo cascata, composta por uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão. A malha de corrente apresenta dinâmica mais rápida e é responsável por impor a corrente de referência senoidal na rede elétrica, enquanto a malha de tensão possui dinâmica mais lenta e atua na regulação da tensão do elo CC, fornecendo a referência de corrente para a malha interna.

Na Figura 43 está apresentado o sistema de potência dos conversores CC-CC Boost e Full-Bridge com os seus respectivos sistemas de controle.

Figura 43 - Sistema de geração fotovoltaica completo conectado à rede



Fonte - Própria autora

3.4.1 Inserção dos filtros L , LC e LCL para mitigação de distorções harmônicas produzidas por inversores de geração fotovoltaica

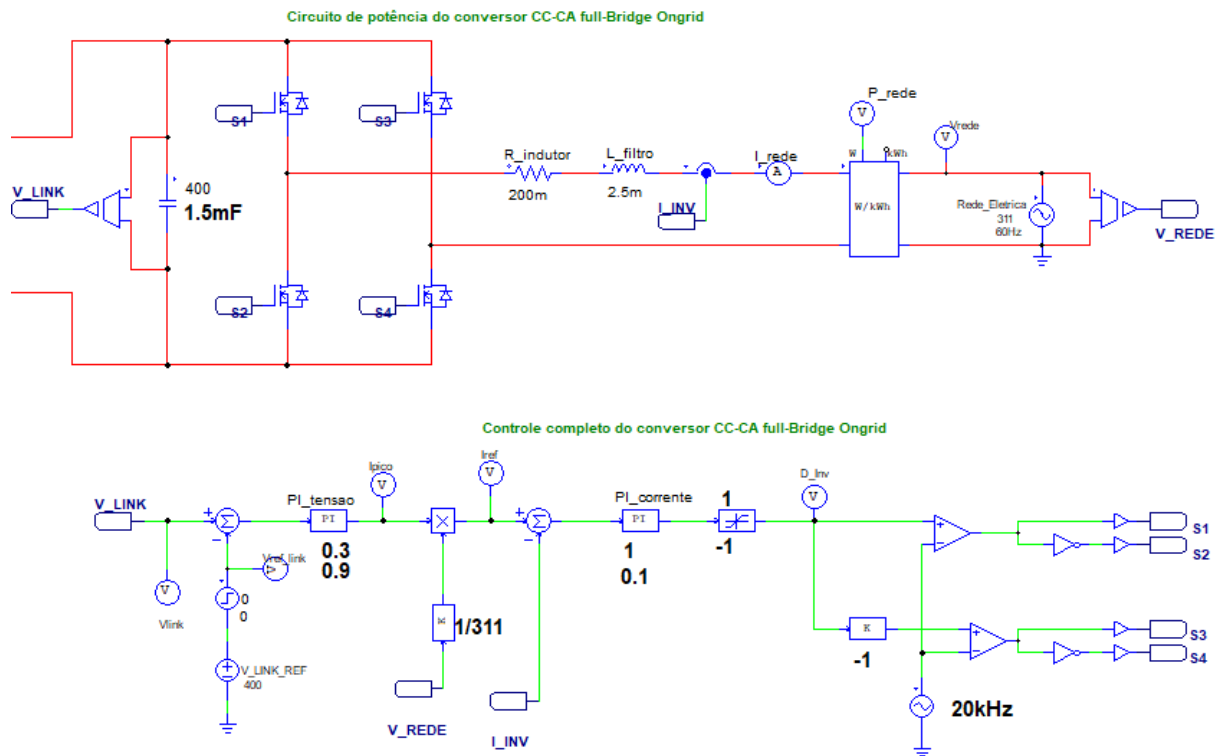
Para a estrutura de potência do conversor CC-CA Full-Bridge conectado à rede elétrica foram projetados os elementos para cada tipo de filtro. O controlador deve garantir a conversão de CC para CA de forma eficiente e estável, garantindo que a frequência, a tensão e a corrente estejam sincronizadas com a rede. Foi considerada uma rede padrão de 220 V, 60 Hz com impedância fixa. Para cada filtro utilizado na saída do inversor, foi necessário ajustar valores de ganhos diferentes.

Projeto do filtro L

O filtro L foi calculado em conjunto com a estrutura de potência do conversor Full-Bridge na seção 3.3.1. O valor projetado foi 2,5mH

Os circuitos de potência e de controle utilizados com o filtro L estão apresentados na Figura 44.

Figura 44 - Conversor CC-CA full-bridge com filtro L conectado à rede elétrica



Fonte - Própria autora

Projeto do filtro LC

O filtro LC é constituído por um indutor e um capacitor e é empregado na saída do inversor para atenuar as componentes harmônicas de alta frequência presentes na corrente injetada na rede elétrica. O projeto dos elementos do filtro foi realizado considerando a potência nominal do sistema, a tensão eficaz da rede, a frequência fundamental e a frequência de chaveamento do inversor. A frequência de corte do filtro foi definida de modo a ser suficientemente superior à frequência fundamental da rede e, simultaneamente, inferior à frequência de chaveamento, permitindo a atenuação das componentes associadas ao chaveamento sem comprometer a componente fundamental da corrente.

Inicialmente, foi determinada a resistência equivalente da carga a partir da tensão eficaz da rede e da potência nominal do sistema, conforme a Equação (37).

$$R = \frac{V_{rms}^2}{P} \quad (37)$$

$$R = \frac{220^2}{5120} = 9,453\Omega \quad (38)$$

em que V_{rms} é a tensão eficaz da rede e P corresponde à potência nominal do sistema.

Em seguida, foi estabelecida a faixa para a frequência de corte do filtro, considerando a frequência da rede e a frequência de chaveamento do inversor:

$$10 \cdot f_{rede} \leq f_{corte} \leq 0,1 \cdot f_{chaveamento} \quad (39)$$

$$\begin{aligned} 10 \cdot 60 &\leq f_{corte} \leq 0,1 \cdot 20000 \\ \Rightarrow f_{corte} &= 1Khz \end{aligned} \quad (40)$$

A partir da resistência equivalente, da frequência de corte e do fator de amortecimento adotado, foram calculados o capacitor e o indutor do filtro, conforme as Equações (41) a (44).

$$C_{filtro} = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot f_{corte} \cdot R \cdot \zeta} \quad (41)$$

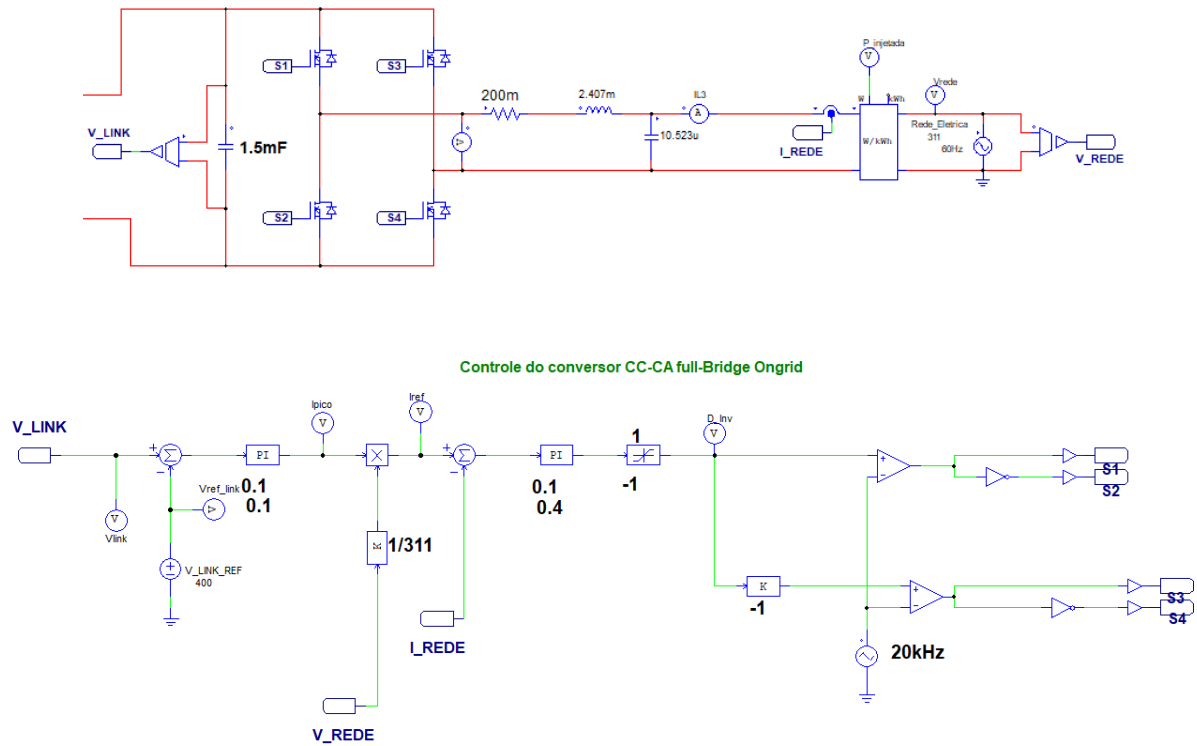
$$\begin{aligned} C_{filtro} &= \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot 1000 \cdot 9,453 \cdot 0,8} \\ &= 10,523 \cdot 10^{-6} F \end{aligned} \quad (42)$$

$$L_{filtro} = 4 \cdot R^2 \cdot \zeta^2 \cdot C_{filtro} \quad (43)$$

$$\begin{aligned} L_{filtro} &= 4 \cdot 9,453^2 \cdot 0,8^2 \cdot 10,523 \cdot 10^{-6} \\ &= 2,407 \cdot 10^{-3} H \end{aligned} \quad (44)$$

Ao utilizar o filtro compensador LC, foi necessário recalcular os ganhos do controlador CC-CA. O circuito de potência e de controle utilizados com o filtro LC estão apresentados na Figura 45.

Figura 45 – Conversor CC-CA full-bridge com filtro LC conectado à rede elétrica
 Conversor CC-CA Full-Bridge Conectado à Rede Elétrica



Fonte - Própria autora

Projeto do filtro LCL

O primeiro passo é o cálculo da impedância base, Z_B . E em seguida o cálculo dos componentes do circuito de potência.

$$Z_B = \frac{V_{rms}^2}{P} \quad (45)$$

$$Z_B = \frac{220^2}{5120} = 9,453\Omega \quad (46)$$

$$C_B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{rede} \cdot Z_B} \quad (47)$$

$$C_B = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 9,453} \quad (48)$$

$$= 2,806 \cdot 10^{-4} F$$

$$C_{filtro} = 3\% \cdot C_B = 8,418 \cdot 10^{-6} F \quad (49)$$

$$I_{Lf,RMS} = \frac{5120}{220} = 23,27 A \quad (50)$$

$$I_{Lf,pico} = \sqrt{2} \cdot 23,27 = 32,91 A \quad (51)$$

$$\begin{aligned} \Delta I &= 5\% \cdot I_{Lf,pico} \\ &= 1,646 A \end{aligned} \quad (52)$$

$$L_2 = \frac{V_{dc}}{6 \cdot f_{chaveamento} \cdot \Delta I} \quad (53)$$

$$\begin{aligned} L_2 &= \frac{400}{6 \cdot 20000 \cdot 1,646} \\ &= 2,025 \cdot 10^{-3} H \end{aligned} \quad (54)$$

$$L_1 = 10\% \cdot L_2 = 2,025 \cdot 10^{-4} H \quad (55)$$

Critério de projeto do filtro LCL

Em filtros LCL conectados à rede, a frequência de ressonância deve ser escolhida de forma a evitar tanto a interferência com a frequência fundamental da rede quanto a proximidade da frequência de chaveamento do conversor. Dessa forma, recomenda-se que a frequência de ressonância satisfaça a condição:

$$10 \cdot f_{fundamental} < f_{ressonância} < 0,5 \cdot f_{chaveamento} \quad (56)$$

A frequência de ressonância foi calculada por meio das Equações (57) e (58).

$$f_{ressonância} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C_{filtro}}} \quad (57)$$

Os elementos projetados para cada tipo de filtro estão apresentados na Tabela 1.

Tabela 1 - Parâmetros dos circuitos para cada tipo de filtro utilizado neste estudo

PARÂMETROS	FILTRO L	FILTRO LC	FILTRO LCL
C (Vcc)	1,415mF	1,415mF	1,415mF
L_1	2,5 mH	2,407 mH	0,2025 mH
R_1	200 m Ω	200 m Ω	20 m Ω
C	-	10,523 μ F	8,418 μ F
L_2	-	-	2,025 mH
R_2	-	-	200 m Ω

Fonte: própria autora

O valor reduzido da resistência série R_1 adotado no filtro LCL está associado ao menor valor da indutância L_1 quando comparado às topologias L e LC. Como a resistência ôhmica do indutor depende diretamente das características construtivas do enrolamento, a redução da indutância resulta em menor resistência equivalente.

Após a análise dos resultados com as três topologias de filtros passivos, foi realizada a integração do sistema de armazenamento de energia com o sistema de geração fotovoltaica.

3.5 Parametrização das baterias no PSIM

O processo de parametrização das baterias no ambiente de simulação inicia-se com a obtenção da folha de dados técnicos fornecida pelo fabricante do dispositivo a ser modelado. Esse documento contém as informações elétricas e operacionais necessárias para a correta representação do comportamento da bateria no software.

Na Figura 47, está apresentado o conjunto de parâmetros requeridos para a modelagem, no qual são inseridos os dados característicos da bateria no PSIM. Esses parâmetros incluem, entre outros, a tensão nominal, a capacidade, a resistência interna e as condições de operação, permitindo a simulação adequada dos processos de carga e descarga no sistema analisado.

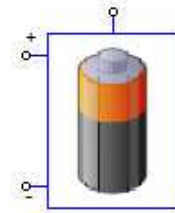
Figura 47 - Quadro para a inserção de parâmetros no Psim

Li-Ion Battery : S1

Parameters | Color

Li-Ion Battery Help

		Display
Name	S1	☐ ▼
No. of Cells in Series	1	☐ ▼
No. of Cells in Parallel	1	☐ ▼
Voltage Derating Factor	1	☐ ▼
Capacity Derating Factor	1	☐ ▼
Rated Voltage	3.7	☐ ▼
Discharge Cut-off Voltage	2.5	☐ ▼
Rated Capacity	5.4	☐ ▼
Internal Resistance	0.05	☐ ▼
Discharge Current	1.08	☐ ▼
Capacity Factor	1.02	☐ ▼
Full Voltage	4.2	☐ ▼
Exponential Point Voltage	3.9	☐ ▼
Nominal Voltage	3.6	☐ ▼
Maximum Capacity	5.6	☐ ▼
Exponential Point Capacity	1.08	☐ ▼
Nominal Capacity	5.2	☐ ▼
Initial State of Charge	0.5	☐ ▼



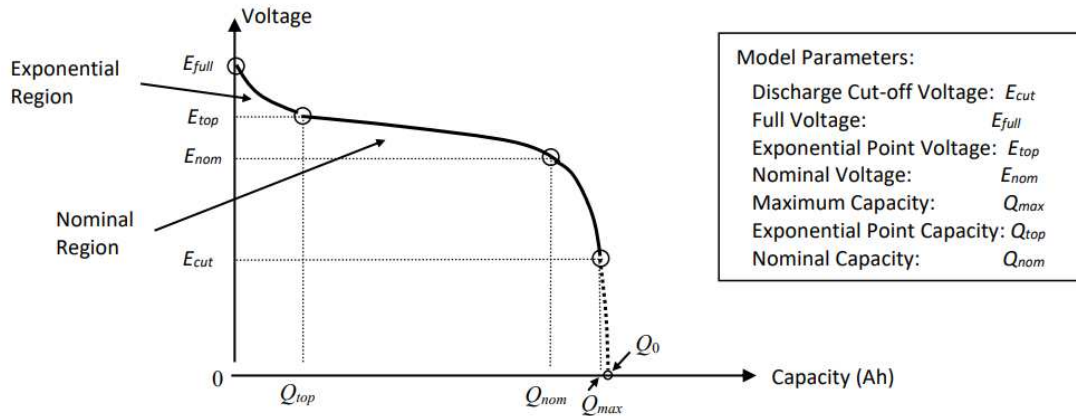
Fonte - Própria autora

A tensão nominal da célula da bateria (rated voltage – E_{rated}), a tensão de corte durante a descarga (discharge cut-off voltage – E_{cut}) e a capacidade nominal da célula (rated capacity – Q_{rated}), expressa em ampère-hora (Ah), são obtidas diretamente a partir da folha de dados do fabricante.

Os demais parâmetros necessários à modelagem são determinados com base na curva característica de descarga da bateria, apresentada na Figura 48 e igualmente disponibilizada pelo fabricante. A análise dessa curva permite extrair informações relevantes sobre o

comportamento da tensão em função do estado de carga, contribuindo para uma representação mais fiel do modelo no ambiente de simulação.

Figura 48 - Curva típica de descarga da bateria



Fonte – tutorial PSIM

A partir da curva de descarga específica, é possível extrair parâmetros fundamentais para a modelagem da bateria. Dentre eles, destacam-se a tensão máxima da célula (full voltage – E_{full}), a tensão no final da região exponencial da curva de descarga (exponential point voltage – E_{top}), a tensão nominal (nominal voltage – E_{nom}), a capacidade máxima correspondente à tensão de corte (maximum capacity – Q_{max}), a capacidade no final da região exponencial (exponential point capacity – Q_{top}) e a capacidade ao final da região nominal (nominal capacity – Q_{nom}).

O estado de carga da bateria (State of Charge – SOC) é definido no intervalo de 0 a 1, representando, respectivamente, os estados de descarga completa e carga total. Ressalta-se que os valores de E_{top} , Q_{top} , E_{nom} e Q_{nom} não são definidos de forma exata, pois correspondem a pontos de transição na curva de descarga, sendo, portanto, obtidos por aproximação.

O fator de capacidade (K_C) pode ser estimado como a razão entre Q_0 (capacidade associada à tensão nula) e Q_{max} , assumindo valores próximos da unidade. Esse parâmetro deve ser ajustado de modo que a tensão da bateria coincida com a tensão de corte E_{cut} quando o SOC for igual a zero. O número de células conectadas em série e em paralelo é definido conforme os requisitos do projeto, considerando níveis de tensão e capacidade desejados.

Os fatores de correção de tensão (voltage derating factor – K_s) e de capacidade (capacity derating factor – K_p) podem ser adotados como iguais a 1, na ausência de redução, ou ajustados conforme as condições operacionais e limitações do sistema.

Para parâmetros não explicitamente fornecidos na folha de dados, recomenda-se a obtenção junto ao fabricante ou a adoção de estimativas iniciais, posteriormente refinadas por meio de ajuste iterativo. De acordo com a metodologia recomendada no ambiente de simulação, o processo de ajuste fino do modelo envolve a inserção dos dados do fabricante, a estimativa inicial de parâmetros a partir da curva de descarga e a obtenção de curvas simuladas de carga e descarga. Essas curvas devem ser comparadas com os dados do fabricante e, quando disponíveis, com resultados experimentais, permitindo o refinamento progressivo dos parâmetros do modelo.

Para o caso em estudo, foi adotada a bateria modelo LIR18650 de 2600 mAh. Na Tabela 2, são apresentadas as principais características elétricas extraídas da ficha técnica fornecida pelo fabricante, as quais foram utilizadas como base para a parametrização no ambiente de simulação. Na tabela 3 estão os dados obtidos diretamente da folha de dados da bateria.

Tabela 2 - Características elétricas da bateria fornecida na folha de dados

5. BASIC CHARACTERISTICS

5.1 Capacity (25±5°C)	Nominal Capacity: 2600mAh (0.52A Discharge, 2.75V) Typical Capacity: 2550mAh (0.52A Discharge, 2.75V) Minimum Capacity: 2500mAh (0.52A Discharge, 2.75V)
5.2 Nominal Voltage	3.7V
5.3 Internal Impedance	≤ 70mΩ
5.4 Discharge Cut-off Voltage	3.0V
5.5 Max Charge Voltage	4.20±0.05V
5.6 Standard Charge Current	0.52A
5.7 Rapid Charge Current	1.3A
5.8 Standard Discharge Current	0.52A
5.9 Rapid Discharge Current	1.3A
5.10 Max Pulse Discharge Current	2.6A
5.11 Weight	46.5±1g
5.12 Max. Dimension	Diameter(Ø): 18.4mm Height (H): 65.2mm
5.13 Operating Temperature	Charge: 0 ~ 45°C Discharge: -20 ~ 60°C
5.14 Storage Temperature	During 1 month: -5 ~ 35°C During 6 months: 0 ~ 35°C

Fonte: ficha técnica LIR18650

Tabela 3 - Dados obtidos diretamente da folha de dados da bateria

Parametrização da célula da bateria			
Erated	Rated voltage	3,7	V
Ecut	Discharge Cut-off voltage	3,0	V
Qrated	Rated Capacity	2,6	Ah

Fonte: ficha técnica LIR18650

Os parâmetros estimados para a modelagem da bateria, obtidos a partir da análise da curva de descarga e das informações da folha de dados, foram inseridos e organizados na Tabela 4.

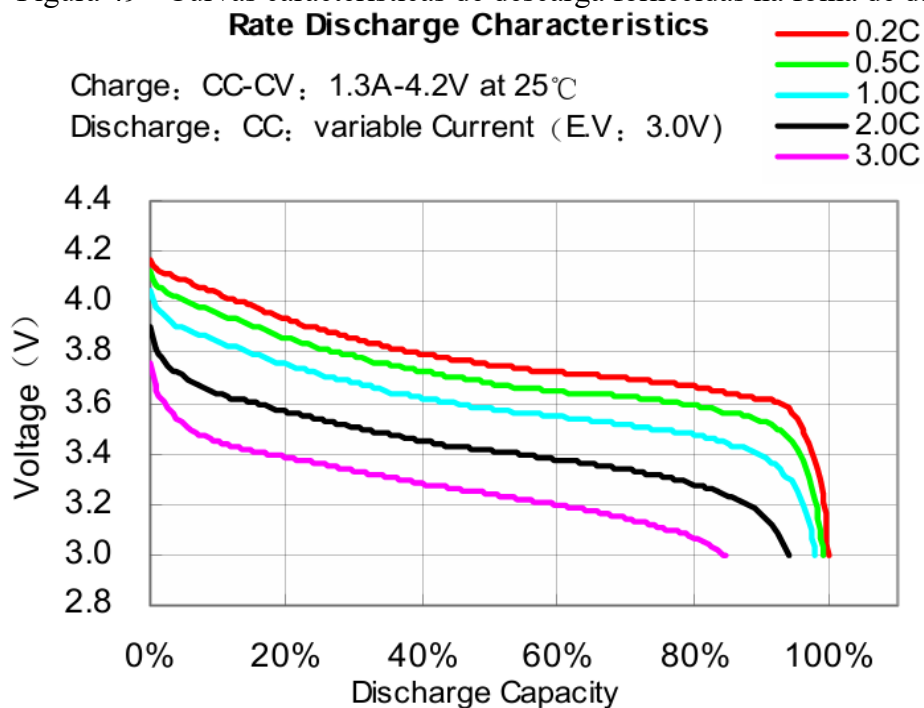
Tabela 4 - Parâmetros estimados para o projeto

Parâmetros estimados a partir da ficha técnica			
Rbatt	Resistência interna	0,05	Ω
Idischg	Discharge current	0,52	A
Kc	Capacity Factor	1,00	-

Fonte: ficha técnica LIR18650

Na figura 49 estão apresentadas as curvas características de descarga fornecidas na folha de dados.

Figura 49 - Curvas características de descarga fornecidas na folha de dados



Fonte: ficha técnica LIR18650

Na tabela 5 estão apresentados os dados da curva de descarga.

Tabela 5 - Dados da curva de descarga

Parâmetros obtidos a partir da curva de descarga				
E_{full}	Full voltage	4,20	V	-
E_{top}	Exponencial Voltage	3,80	V	tensão a 40%
E_{nom}	Nominal Voltage	3,67	V	tensão a 85%
Q_{max}	Maximum Capacity	2,60	Ah	100% da Qrated
Q_{top}	Exponencial Point Capacity	1,04	Ah	40% da Qrated
Q_{nom}	Nominal Capacity	2,21	Ah	85% da Qrated
SOC	Initial State of Charge	1,00	-	-

Fonte: ficha técnica LIR18650

Para o projeto, foram estabelecidos os valores de potência de 2.000 W e tensão de 200 V. Com base nesses parâmetros, a corrente elétrica foi determinada pela Equação (60), resultando em um valor de 10 A.

$$I = \frac{P}{V} = \frac{2000}{200} = 10A \quad (60)$$

O número de células em série e em paralelo foi definido conforme as Equações (61) e (62), respectivamente.

$$N_s = \frac{200}{E_{rated}} = \frac{200}{3,7} = 54,0541 \quad (61)$$

$$N_p = \frac{I}{I_{dischg}} = \frac{10}{0,52} = 19,2308 \quad (62)$$

$$Full\ voltage = N_s \times E_{full} = 227,027V \quad (63)$$

$$\begin{aligned} Discharge\ cut\ off &= N_s \times E_{cut} \\ &= 162,1622V \end{aligned} \quad (64)$$

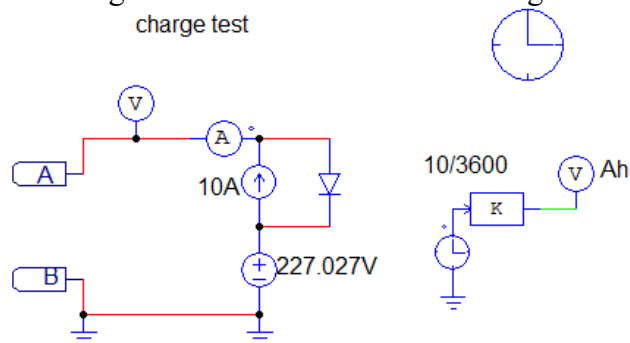
Os parâmetros definidos para o projeto são apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros definidos para o projeto

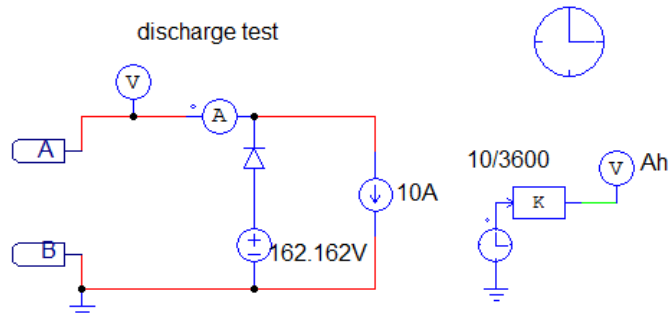
Parâmetros para o projeto		
Potência	2000	W
Voltage	200	V
Corrente	10	A
N serie (Ks)	54	unidades
N paralelo (Kp)	19	unidades
Full voltage	227,027	V
Discharge current	10	A
Discharge cut-off	162,1622	V

Fonte: Própria autora

Após a obtenção dos parâmetros, são montados circuitos de simulação para avaliar as características de carga e descarga, conforme ilustrado nas Figuras 50 e 51, respectivamente.

Figura 50 - Circuito de teste de carga
charge test

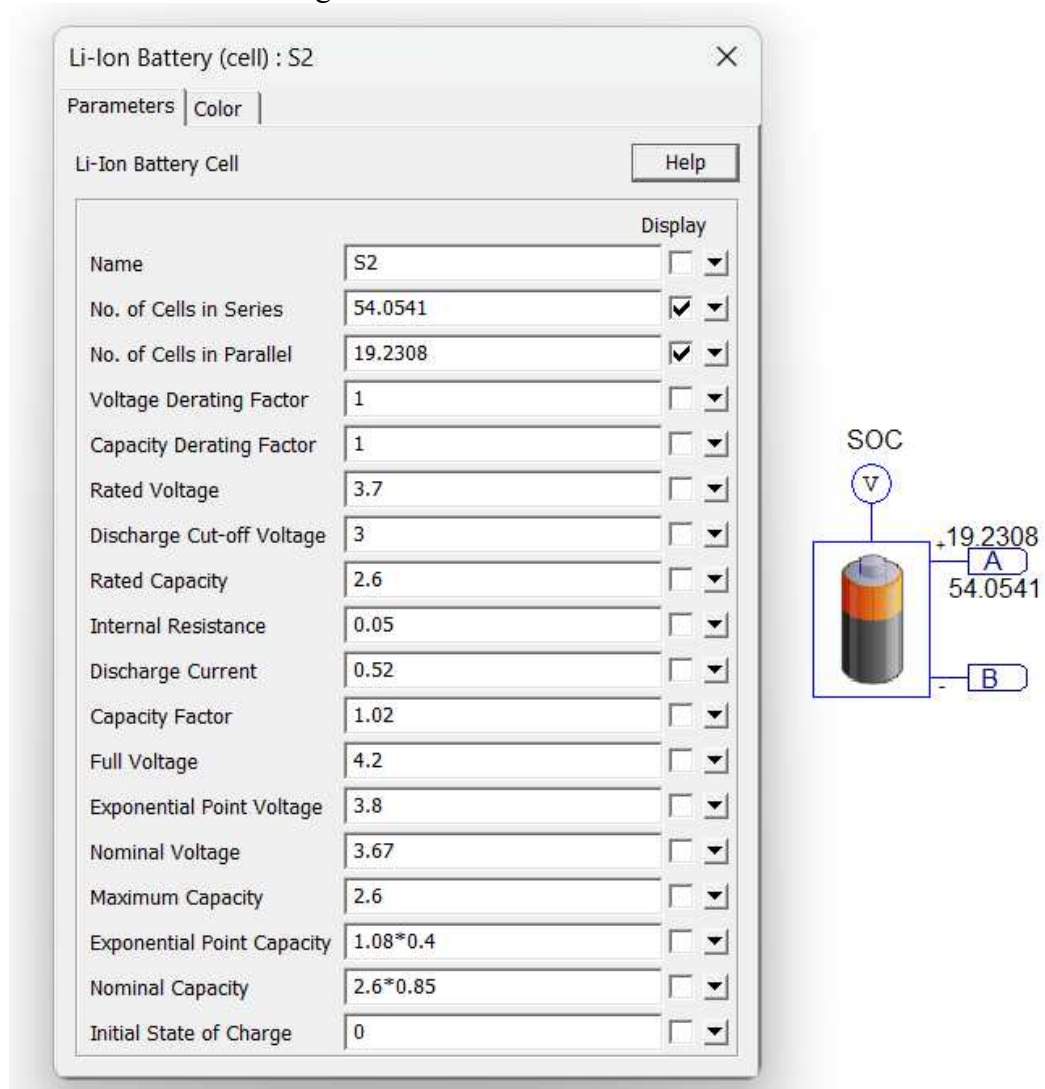
Fonte – Própria autora

Figura 51 - Circuito de teste de descarga
discharge test

Fonte – Própria autora

Na Figura 52, são apresentados os dados utilizados na parametrização da bateria no PSIM.

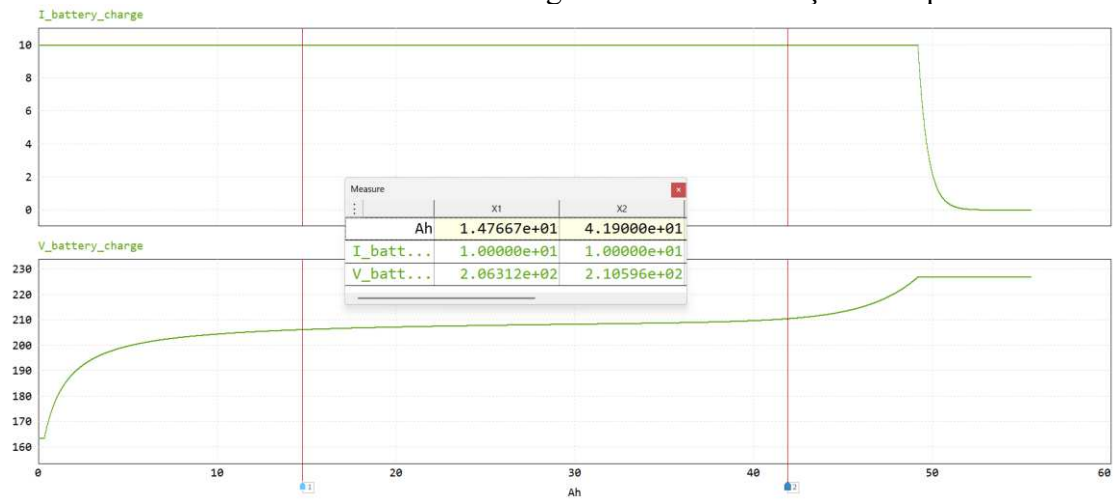
Figura 52 - Dados da bateria no Psim



Fonte – Própria autora

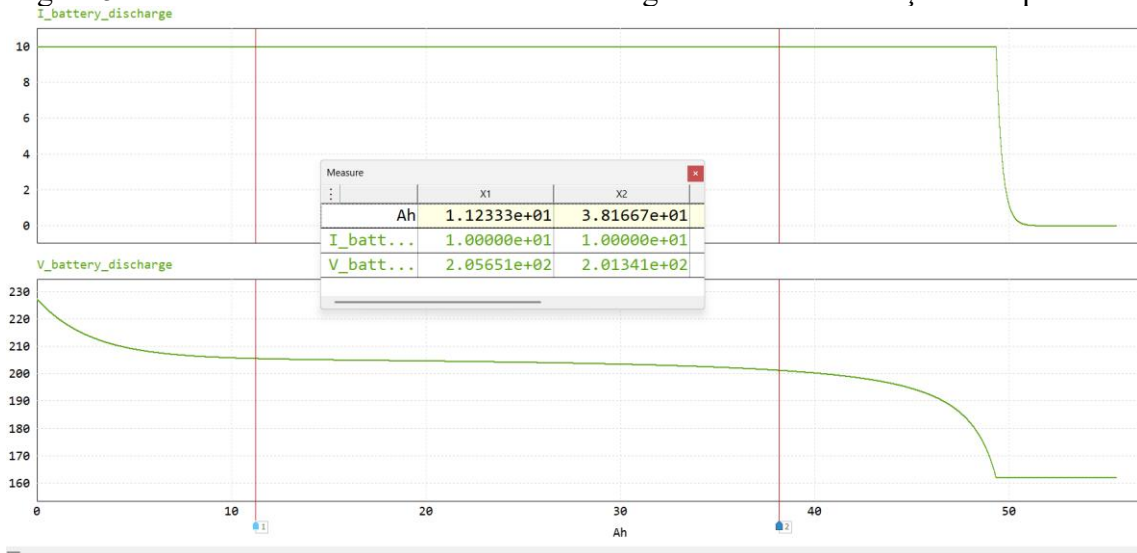
Nas Figuras 53 e 54, são apresentadas, respectivamente, as curvas de corrente e de tensão durante os processos de carga e descarga da bateria.

Figura 53 - Curvas de corrente e tensão de carga da bateria em função da capacidade



Fonte – Própria autora

Figura 54 - Curvas de corrente e tensão de descarga da bateria em função da capacidade



Fonte – Própria autora

3.6 Projeto do conversor Buck-Boost

O cálculo dos componentes do conversor – capacitor e indutor – foi realizado através das Equações (65) a (68), obtidas de Soares et al (2023).

$$C = \frac{V_o \cdot (V_s - V_o)}{8L \cdot \Delta V_o \cdot V_s \cdot f_s^2} \quad (65)$$

$$C = \frac{227 \cdot (400 - 227)}{8 \cdot 2,45 \cdot 10^{-3} \cdot 0,01 \cdot 227 \cdot 400 \cdot 20000^2} \quad (66)$$

$$= 5,52\mu F$$

$$L = \frac{V_o \cdot (V_s - V_o)}{\Delta I_L \cdot f_s \cdot V_s} \quad (67)$$

$$L = \frac{227 \cdot (400 - 227)}{0,2 \cdot 10 \cdot 20000 \cdot 400} = 2,45mH \quad (68)$$

3.7 Modelagem do conversor Buck-Boost

Nos sistemas fotovoltaicos com armazenamento de energia, o banco de baterias desempenha papel fundamental na manutenção do fornecimento de energia em condições de baixa irradiância ou ausência de geração solar. No sistema proposto nesta dissertação, o armazenamento de energia é realizado por meio de baterias conectadas ao barramento CC através de um conversor CC-CC bidirecional do tipo Buck-Boost. Durante condições de excedente de geração fotovoltaica, o conversor opera no modo Buck, transferindo energia do barramento CC para o banco de baterias. Em situações de déficit de geração, o conversor opera no modo Boost, permitindo que a energia armazenada nas baterias seja utilizada para alimentar a carga do sistema.

O controle do conversor bidirecional foi implementado digitalmente no ambiente PSIM utilizando o bloco C Block, permitindo a implementação de estratégias de controle em linguagem C. O sistema utiliza modulação por largura de pulso (PWM) para o acionamento dos IGBTs do conversor e adota uma estratégia baseada na maximização do autoconsumo, priorizando o armazenamento do excedente de energia gerado localmente e a utilização da energia armazenada para suprir déficits de geração.

O processo de carregamento das baterias é realizado utilizando o método corrente constante–tensão constante (CC–CV). Na etapa de corrente constante, uma malha de corrente baseada em controlador PI regula a corrente de carga da bateria até que a tensão atinja um valor de referência pré-estabelecido. Em seguida, o sistema passa para a etapa de tensão constante, na qual um controlador PID regula a tensão da bateria enquanto a corrente de carga decresce gradualmente. Durante o modo de descarga, o conversor opera com controle em malha de

corrente, regulando a corrente fornecida pela bateria de acordo com o déficit de potência existente entre a geração fotovoltaica e a carga do sistema. (SOARES et al, 2023)

As equações diferenciais que compõem a representação em espaço de estados do sistema podem ser expressas conforme a Equação (69).

$$\frac{dx(t)}{dt} = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \quad (69)$$

Em que:

$x(t)$: vetor de estados

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} \quad (70)$$

$dx(t)/dt$: derivada do vetor de estados

$$\frac{dx(t)}{dt} = \begin{bmatrix} di_L/dt \\ dV_c/dt \end{bmatrix} \quad (71)$$

$u(t)$: vetor de entrada

$$u(t) = [V_{in}] \quad (72)$$

A : matriz de sistema

B : matriz de entrada

As matrizes A e B são obtidas através da análise de circuitos elétricos do conversor.

$$y = C \cdot x(t) + D \cdot u(t) \quad (73)$$

C : matriz de saída

D : matriz de transmissão de estados

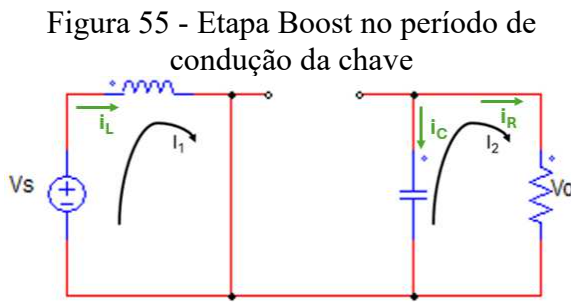
Os elementos armazenadores de energia do circuito, representados pela corrente no indutor e pela tensão no capacitor, determinam a ordem do sistema e compõem o vetor de estados $x(t)$ na representação em espaço de estados. As fontes independentes do conversor

constituem o vetor de entrada $u(t)$, enquanto o vetor de saída $y(t)$ reúne as variáveis dependentes e os sinais de interesse do sistema.

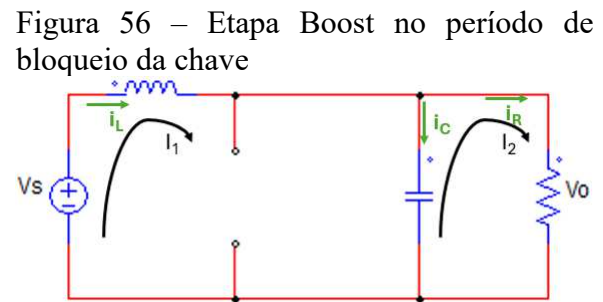
Em regime permanente, a tensão média no indutor e a corrente média no capacitor, avaliadas ao longo de um período de comutação, são nulas, conforme os princípios de equilíbrio volt-segundo e carga-segundo. Entretanto, durante o regime transitório, essas grandezas apresentam variações dinâmicas, sendo descritas pelas equações diferenciais do sistema.

3.7.1 Modelagem da etapa Boost

Para a análise do comportamento dinâmico do conversor na etapa de operação Boost, considera-se o funcionamento em modo de condução contínua (MCC), no qual o conversor apresenta dois estados de operação distintos ao longo do período de comutação: um correspondente ao intervalo de condução da chave semicondutora, Figura 55, e outro referente ao intervalo de bloqueio da chave, Figura 56.



Fonte: Própria autora



Fonte: Própria autora

Considerando o Conversor Boost com a chave fechada:

$$V_s - L \frac{di_L}{dt} = 0 \quad (74)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} \quad (75)$$

$$C \frac{dV_C}{dt} = -i_c = \frac{-V_o}{R} = \frac{-V_C}{R} \quad (76)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{-V_C}{RC} \quad (77)$$

Lembrando que:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \quad (78)$$

$$y = C \cdot x(t) + D \cdot u(t) \quad (79)$$

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad (80)$$

$$y = [0 \ 1]x \quad (81)$$

Tem-se:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_{A1} \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B1} V_s \quad (82)$$

Considerando o conversor Boost com a chave aberta:

$$V_s - L \frac{di_L}{dt} - V_C = 0 \quad (83)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s + V_C}{L} \quad (84)$$

$$C \frac{dV_C}{dt} = i_C \quad (85)$$

$$i_L - i_R = i_C \quad (86)$$

$$i_L - \frac{V_C}{R} = i_C \quad (87)$$

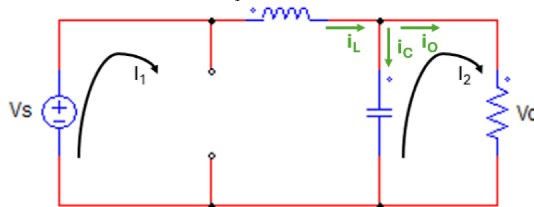
$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_C}{RC} \quad (88)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_{A2} \underbrace{\begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix}}_{B2} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B2} V_s \quad (89)$$

3.7.2 Modelagem da etapa Buck

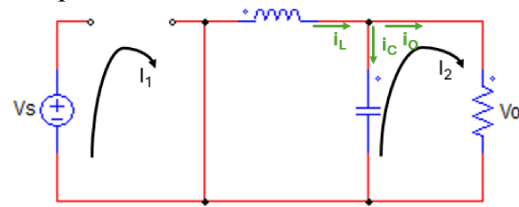
Para a análise do comportamento dinâmico do conversor na etapa de operação Buck, considera-se o funcionamento em modo de condução contínua (MCC), no qual o conversor apresenta dois estados de operação distintos ao longo do período de comutação: um correspondente ao intervalo de condução da chave semicondutora, Figura 57, e outro referente ao intervalo de bloqueio da chave, Figura 58.

Figura 57 - Etapa Buck no período de condução da chave



Fonte: própria autora

Figura 58 - Etapa Buck no período de bloqueio da chave



Fonte: própria autora

Considerando o conversor Buck com a chave fechada:

$$V_s - V_L - V_o = 0 \quad (90)$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (91)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} - \frac{V_o}{L} \quad (92)$$

$$i_L - i_c - i_o = 0 \quad (93)$$

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (94)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_c}{RC} \quad (95)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_{A1} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B1} V_s \quad (96)$$

Considerando o conversor Buck com a chave aberta:

$$V_L = -V_c \quad (97)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_c}{L} \quad (98)$$

$$i_L - i_c - i_o = 0 \quad (99)$$

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (100)$$

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V_c}{RC} \quad (101)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{V}_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_{A2} \begin{bmatrix} i_L \\ V_c \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B2} V_s \quad (102)$$

A partir das matrizes A1, B1, A2 e B2, correspondentes aos diferentes estados de operação do conversor, realiza-se a modelagem matemática por meio da técnica de espaço de estados médio, Equações (103) e (104). Essa abordagem permite obter um modelo médio do sistema no domínio da frequência, a partir do qual são determinadas as funções de transferência relacionadas à corrente no indutor e à tensão no capacitor.

$$A_{med} = A1 \cdot D_{med} + A2 \cdot (1 - D_{med}) \quad (103)$$

$$B_{med} = B1 \cdot D_{med} + B2 \cdot (1 - D_{med}) \quad (104)$$

Em que

A_{med} – matriz de sistema por valores médios;

B_{med} – matriz de entrada por valores médios;

D_{med} – razão cíclica média do conversor.

Uma vez determinadas as matrizes médias, lineariza-se o sistema de equações de estado ao redor do ponto de operação. Considera-se como ponto de operação para um sistema aquele que corresponde à operação com as especificações de projeto.

$$\dot{X}_{med} = A_{med} \cdot X_{med} + B_{med} \cdot U_{med} \quad (105)$$

Considerando $\dot{X}_{med} \cong 0$

$$0 = A_{med} \cdot X_{med} + B_{med} \cdot U_{med} \quad (106)$$

$$X_{med} = -A_{med}^{-1} \cdot B_{med} \cdot U_{med} \quad (107)$$

Em que:

X_{med} – vetor das variáveis de estado no ponto de operação;

U_{med} – vetor de entrada no ponto de operação.

Após a obtenção do vetor de estado, X_{med} , é aplicada a Equação (108) para a obtenção da função de transferência.

$$G_{xd}(s) = (s \cdot I - A_{med})^{-1} \cdot B_d \quad (108)$$

Em que:

$$B_d = (A1 - A2) \cdot X_{med} + (B1 - B2) \cdot U_{med} \quad (109)$$

$$U_{med} = V_s \quad (110)$$

Com a aplicação da técnica de espaço de estados médio, torna-se possível obter um modelo matemático do sistema no domínio da frequência a partir das equações diferenciais matriciais originalmente representadas no domínio do tempo. Após a linearização do modelo médio e a aplicação da Transformada de Laplace, as equações passam a ser representadas em função s , possibilitando a obtenção das funções de transferência do sistema.

Para a aplicação da técnica de espaço de estados médio foi desenvolvido um código no MATLAB com o objetivo de obter as funções de transferência da corrente no indutor e da tensão no capacitor em função da razão cíclica do conversor, conforme apresentado no anexo A.

3.7.3 Projeto do controle da etapa Buck para sistema de armazenamento de energia

Para a realização das análises e o projeto dos controladores, foi utilizado o software MATLAB, por meio das ferramentas destinadas ao estudo do Lugar Geométrico das Raízes. O ambiente computacional permite inserir ou remover polos e zeros do controlador, além de possibilitar a avaliação da resposta temporal do sistema, como a resposta ao degrau, contribuindo para a validação e o ajuste dos parâmetros de controle.

Tabela 7 - Parâmetros conversor Buck-Boost

Parâmetros	Valores
Tensão no barramento CC (V_{cc})	400V
Tensão da bateria (V_{bat})	227V
Corrente no indutor (I_L)	10A
Frequência de chaveamento (f_s)	20kHz
ΔV_c	1%
ΔI_c	20%
Resistência do indutor (R_L)	$100e^{-3}\Omega$

Fonte: Própria autora

Para a modelagem do banco de baterias foi adotada tensão de operação de 227 V no barramento associado ao sistema de armazenamento. Ressalta-se que esse valor não corresponde à tensão nominal do banco, mas sim à condição de plena carga das células utilizadas. Considerando um arranjo composto por 54 células conectadas em série e tensão máxima de carregamento de aproximadamente 4,2 V por célula, obtém-se tensão total de aproximadamente 227 V.

Entretanto, a tensão nominal do banco é da ordem de 200 V, considerando tensão nominal de aproximadamente 3,7 V por célula. A adoção da condição de plena carga na modelagem foi realizada com o objetivo de representar um cenário operacional mais crítico para o dimensionamento e avaliação do desempenho do sistema de armazenamento, especialmente durante condições de máxima energia armazenada, regulação do barramento CC e operação do conversor bidirecional.

Essa abordagem também permite verificar o comportamento do sistema sob a condição de maior nível de tensão do banco, assegurando que os algoritmos de controle e os limites operacionais permaneçam adequados ao longo de toda a faixa de operação do armazenamento.

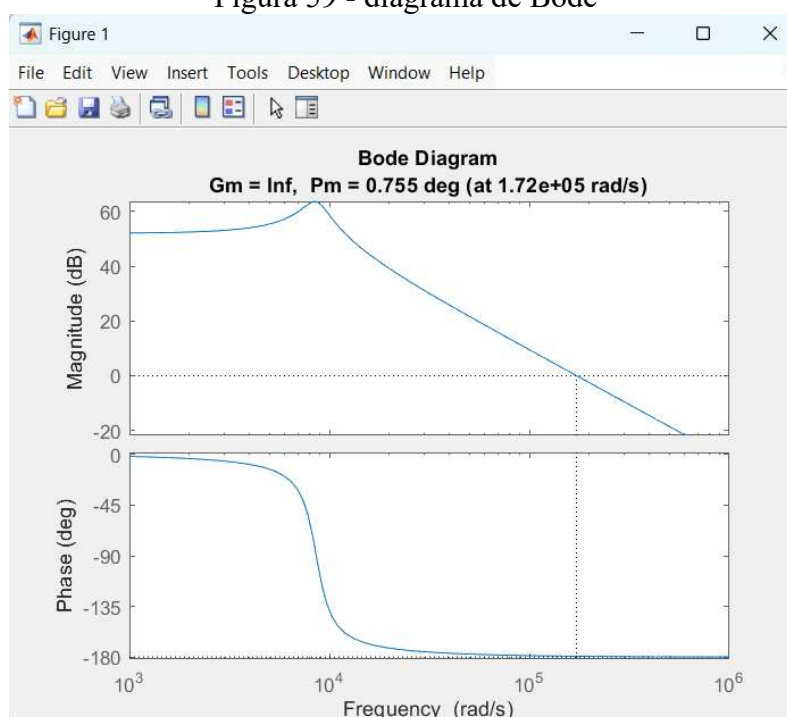
Substituindo os parâmetros de projeto para o Conversor Buck-Boost apresentados na Tabela 7 nas funções de transferência que relacionam a tensão de saída à razão cíclica e a corrente no indutor à razão cíclica, durante a Etapa Buck, correspondente ao modo de carga das baterias, obtém-se as funções de transferência apresentadas nas Equações (111) e (112), respectivamente. O código utilizado no MATLAB para a análise das respostas do sistema nos domínios do tempo e da frequência encontra-se apresentado no anexo B.

$$G_{vc_d} = \frac{32000}{1,082e^{-6}s^2 + 0,00245s + 80} \quad (111)$$

$$G_{iL_d} = \frac{0,1766s + 400}{1,082e^{-6}s^2 + 0,00245s + 80} \quad (112)$$

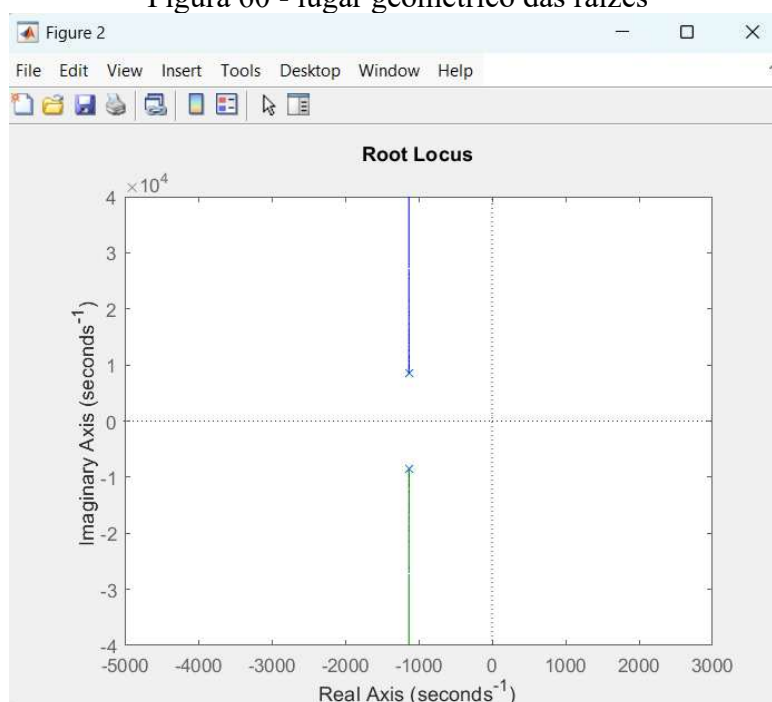
A partir da função de transferência da tensão no capacitor para a etapa Buck foram obtidos os gráficos para a análise da resposta em frequência e ao degrau unitário, Figuras 59 a 61.

Figura 59 - diagrama de Bode



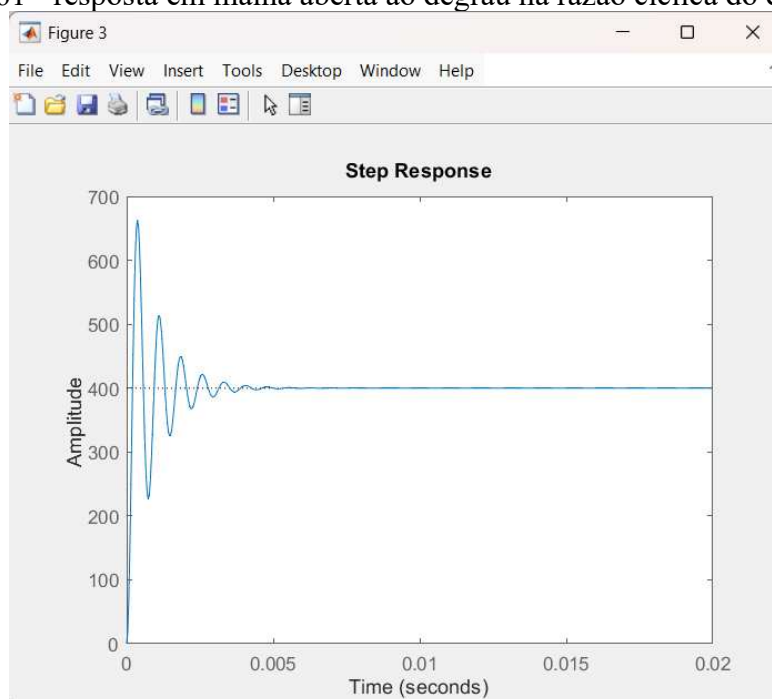
Fonte - própria autora

Figura 60 - lugar geométrico das raízes



Fonte - própria autora

Figura 61 - resposta em malha aberta ao degrau na razão cíclica do conversor

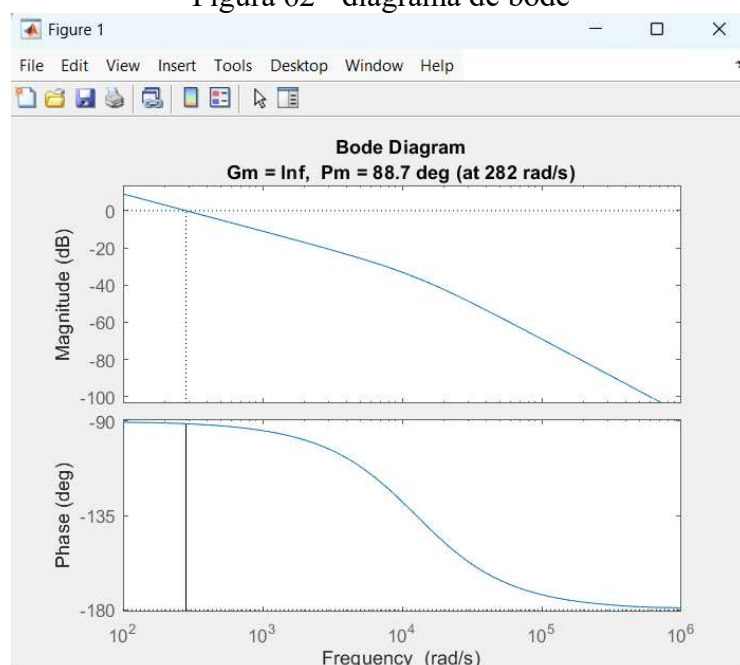


Fonte - própria autora

Nas Figuras 62 e 63 são apresentadas, respectivamente, as respostas do sistema nos domínios da frequência e do tempo após a implementação do controlador PID, equação (113).

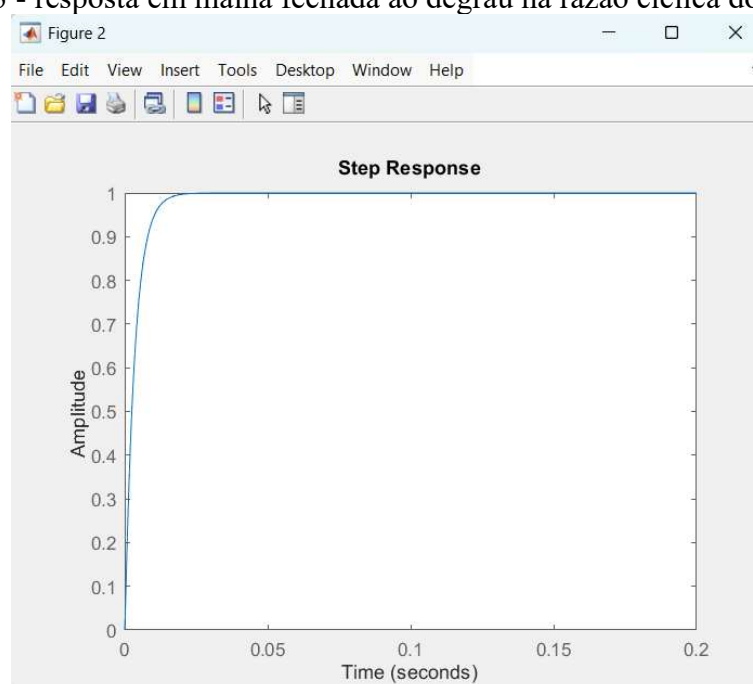
$$PID_{G_{vc_d_Buck}} = \frac{1,298e^{-10}s^2 + 2,94e^{-7}s + 0,0096}{1,082e^{-6}s^2 + 0,0136s} \quad (113)$$

Figura 62 - diagrama de bode



Fonte - própria autora

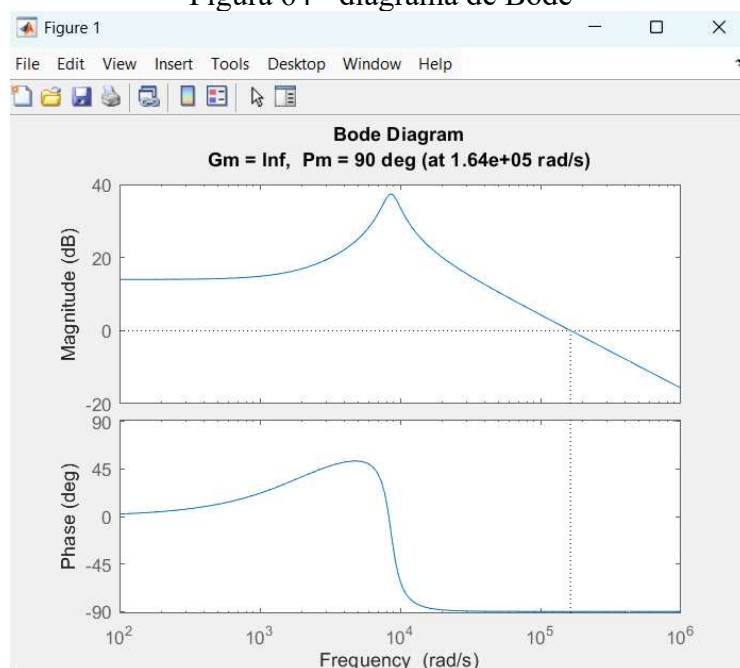
Figura 63 - resposta em malha fechada ao degrau na razão cíclica do conversor



Fonte - própria autora

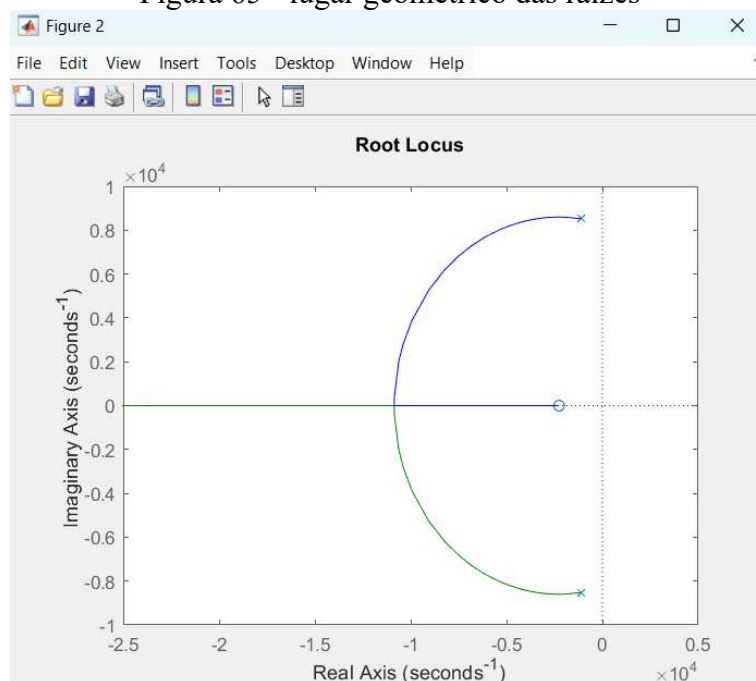
A partir da função de transferência da corrente no indutor para a etapa Buck foram obtidos os gráficos para a análise da resposta em frequência e ao degrau unitário, Figuras 64 a 66.

Figura 64 - diagrama de Bode



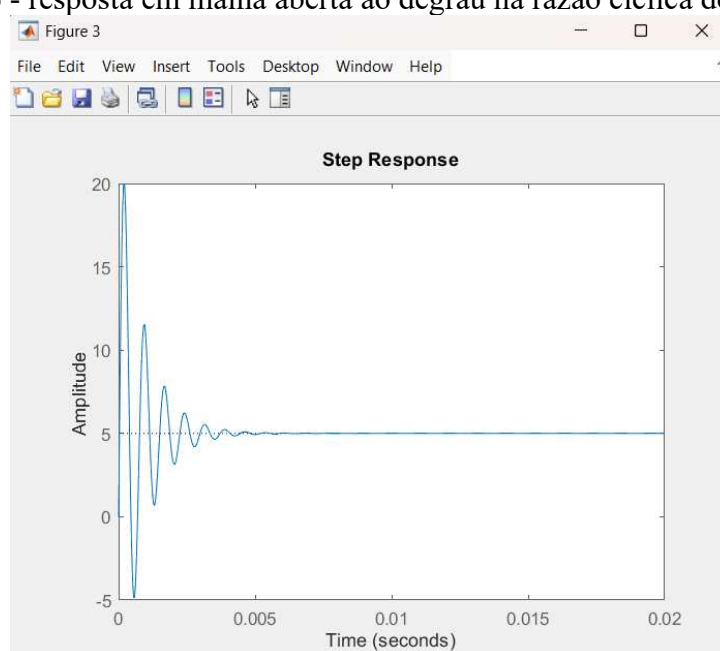
Fonte - própria autora

Figura 65 - lugar geométrico das raízes



Fonte - própria autora

Figura 66 - resposta em malha aberta ao degrau na razão cíclica do conversor

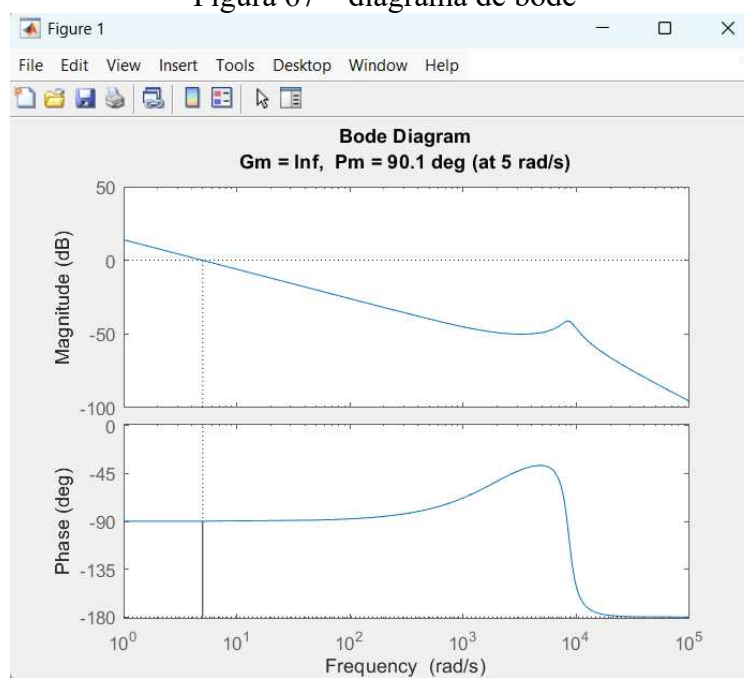


Fonte - própria autora

Nas Figuras 67 e 68 são apresentadas, respectivamente, as respostas do sistema nos domínios da frequência e do tempo após a implementação do controlador PI, equação (114).

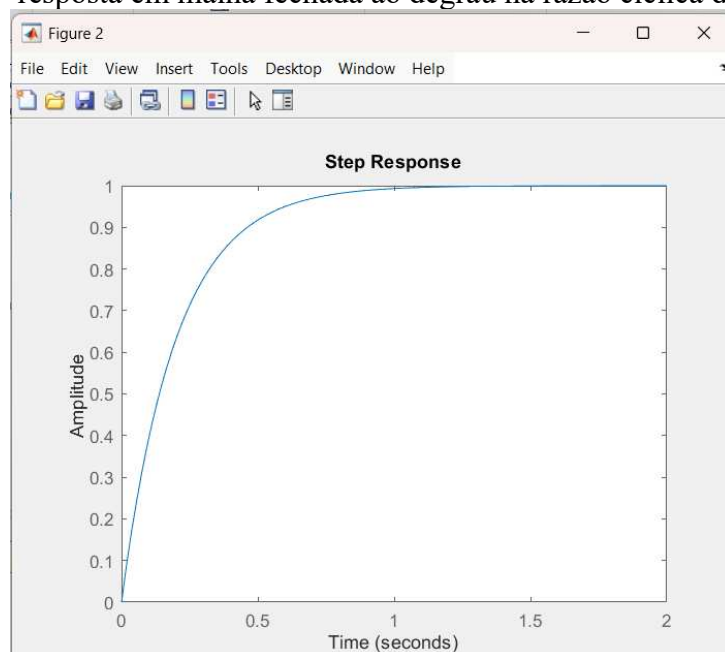
$$PI_{G_{vc_d_Buck}} = \frac{1}{s} \quad (114)$$

Figura 67 – diagrama de bode



Fonte - própria autora

Figura 68 - resposta em malha fechada ao degrau na razão cíclica do conversor



Fonte - própria autora

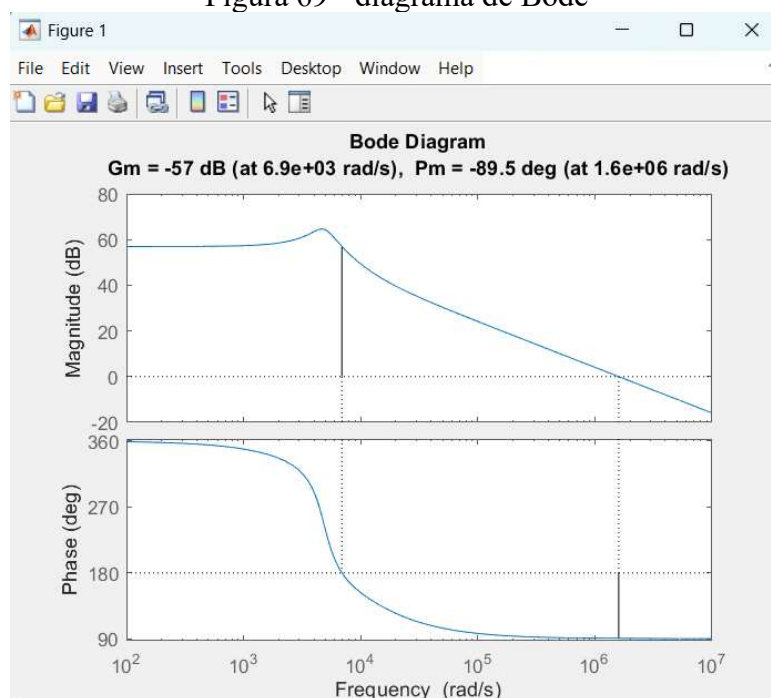
3.7.4 Projeto do controle da etapa Boost para sistema de armazenamento de energia

Substituindo os parâmetros de projeto apresentados na Tabela 7 na função de transferência que relaciona a tensão de saída à razão cíclica, durante a Etapa Boost, correspondente ao modo de descarga das baterias, obtém-se a função de transferência apresentada na Equação (115). O código utilizado no MATLAB para a análise das respostas do sistema nos domínios do tempo e da frequência encontra-se apresentado no anexo C.

$$G_{vc_d} = \frac{-0,5562s + 5849}{3,484e^{-7}s^2 + 0,000789s + 8,298} \quad (115)$$

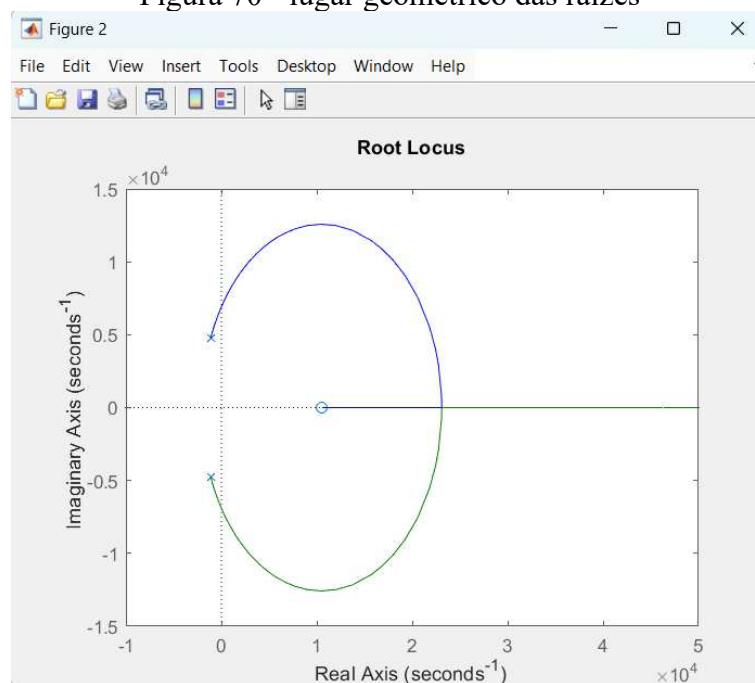
A partir da função de transferência da tensão no capacitor para a etapa Boost foram obtidos os gráficos para a análise da resposta em frequência e ao degrau unitário, Figuras 69 a 71.

Figura 69 - diagrama de Bode



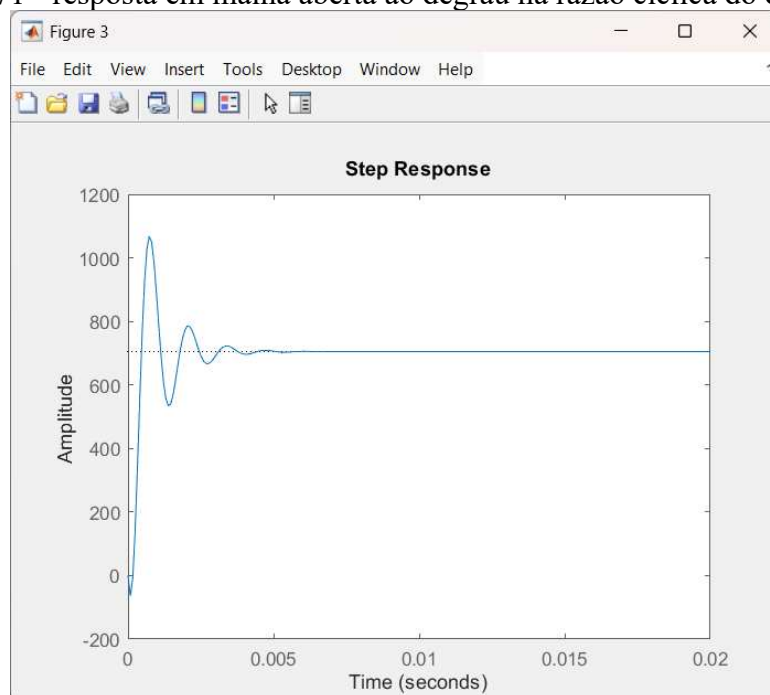
Fonte - própria autora

Figura 70 - lugar geométrico das raízes



Fonte - própria autora

Figura 71 - resposta em malha aberta ao degrau na razão cíclica do conversor

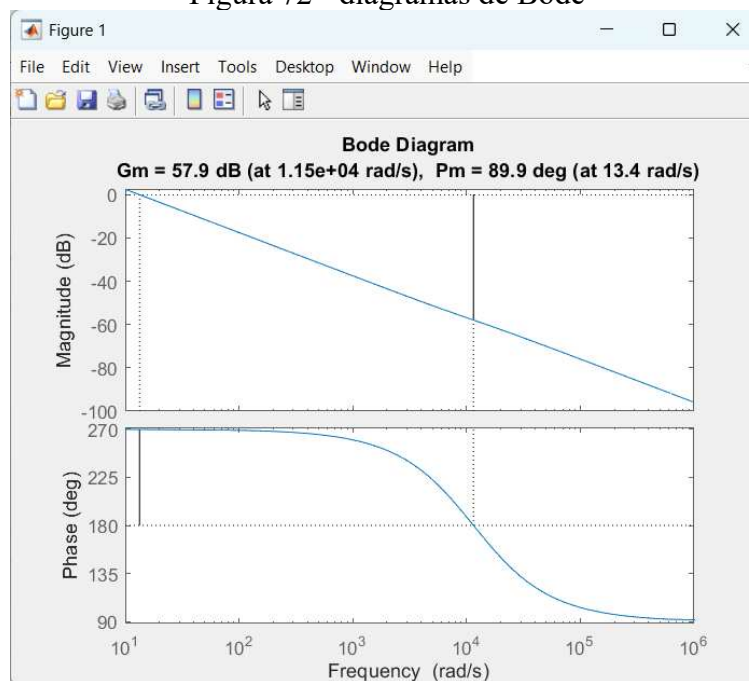


Fonte - própria autora

Nas Figuras 72 e 73 são apresentadas, respectivamente, as respostas do sistema nos domínios da frequência e do tempo após a implementação do controlador PID, equação (116).

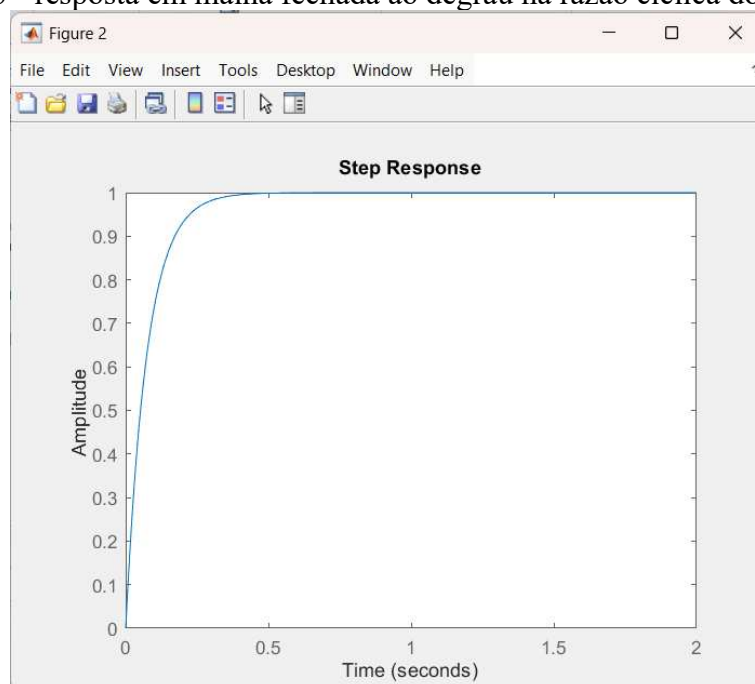
$$PID_{G_{vc_d_Boost}} = \frac{3,484e^{-12}s^2 + 7,89e^{-9}s + 8,298e^{-5}}{3,484e^{-7}s^2 + 0,004378s} \quad (116)$$

Figura 72 - diagramas de Bode



Fonte - própria autora

Figura 73 - resposta em malha fechada ao degrau na razão cíclica do conversor



Fonte - própria autora

3.8 Sistema de armazenamento de energia

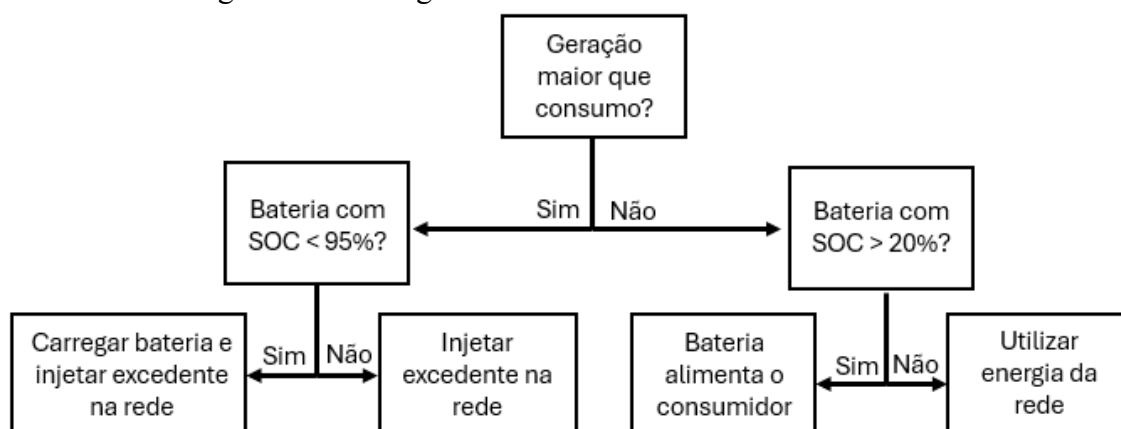
O sistema de armazenamento de energia desempenha papel fundamental no funcionamento do sistema proposto, sendo o banco de baterias responsável por armazenar a energia necessária para alimentar a carga em situações de insuficiência ou ausência de geração fotovoltaica. O processo de armazenamento e fornecimento de energia é realizado por meio de um conversor CC-CC bidirecional do tipo Buck-Boost, responsável pelo controle da carga e descarga das baterias, bem como pela regulação do fluxo de potência entre o barramento CC e o sistema de armazenamento.

A modelagem das baterias foi realizada no software PSIM por meio da biblioteca de baterias disponibilizada pela plataforma. Os parâmetros elétricos do modelo foram ajustados conforme os dados fornecidos pelo fabricante e por meio da análise das curvas características de carga e descarga presentes na folha de dados da bateria utilizada. Alguns parâmetros não disponíveis diretamente foram estimados com base em referências técnicas e posteriormente ajustados durante as simulações para aproximar o comportamento do modelo às características reais da bateria.

O controle do conversor CC-CC bidirecional Buck-Boost foi implementado no software PSIM por meio do bloco de controle digital C Block, permitindo o desenvolvimento de algoritmos em linguagem C para gerenciamento do fluxo bidirecional de potência entre o

barramento em corrente contínua (CC) e o banco de baterias. O acionamento das chaves semicondutoras é realizado por meio da técnica de modulação por largura de pulso (Pulse Width Modulation – PWM), responsável pela definição do ciclo de trabalho do conversor e pelo controle da transferência de energia. Na Figura 74 está apresentado o fluxograma do sistema de controle de carga e descarga da bateria. A estratégia adotada foi a maximização do autoconsumo.

Figura 74 - Fluxograma do sistema de controle das baterias



Fonte - Própria autora

A estratégia de controle foi desenvolvida para operar em dois modos distintos: modo Buck durante o carregamento das baterias e modo Boost durante a descarga. A seleção do modo de operação é realizada automaticamente com base no balanço de potência do barramento CC, obtido pela diferença entre a potência gerada pelo sistema fotovoltaico e a potência consumida pela carga.

Quando a potência gerada excede a demanda da carga, o sistema identifica uma condição de excedente energético e o conversor opera em modo Buck, direcionando energia do barramento para o banco de baterias. Em condição oposta, quando a demanda energética supera a potência disponibilizada pelo sistema fotovoltaico, o conversor passa a operar em modo Boost, permitindo que o sistema de armazenamento forneça energia para atendimento da carga e manutenção do equilíbrio energético do barramento. O sistema fotovoltaico atua como a fonte mestre, priorizando o autoconsumo, enquanto a bateria atua como escrava, sendo utilizada para compensar o déficit de geração solar.

Com o objetivo de reduzir oscilações operacionais e evitar comutações excessivas entre os modos de operação decorrentes de pequenas variações de potência, foram implementados

mecanismos de histerese associados ao estado de carga da bateria (State of Charge – SOC), além da aplicação de uma banda morta sobre o balanço energético.

O banco de baterias foi modelado utilizando o componente disponível na biblioteca do software PSIM. Os parâmetros elétricos do modelo, tais como tensão nominal, capacidade, resistência interna e características de carga e descarga, foram definidos com base nos dados fornecidos pelo fabricante das células de íons de lítio utilizadas no sistema. Dessa forma, buscou-se representar adequadamente o comportamento elétrico da bateria durante os processos de carregamento e descarregamento, permitindo reproduzir de forma coerente as curvas características do dispositivo.

O gerenciamento da bateria foi realizado por meio do monitoramento do estado de carga (State of Charge – SOC), estabelecendo limites mínimos e máximos de operação para preservar a vida útil do sistema de armazenamento. Neste trabalho, adotou-se um limite mínimo de SOC de 20%, correspondente a uma profundidade máxima de descarga (Depth of Discharge – DOD) de 80%, evitando descargas profundas da bateria. Assim, embora o modelo do PSIM utilize o SOC como variável de controle, a limitação da profundidade de descarga foi considerada de forma indireta por meio da definição dos limites operacionais de SOC.

Na Tabela 8 estão apresentados os parâmetros do algoritmo de controle da bateria.

Tabela 8 - Parâmetros do algoritmo de controle da bateria

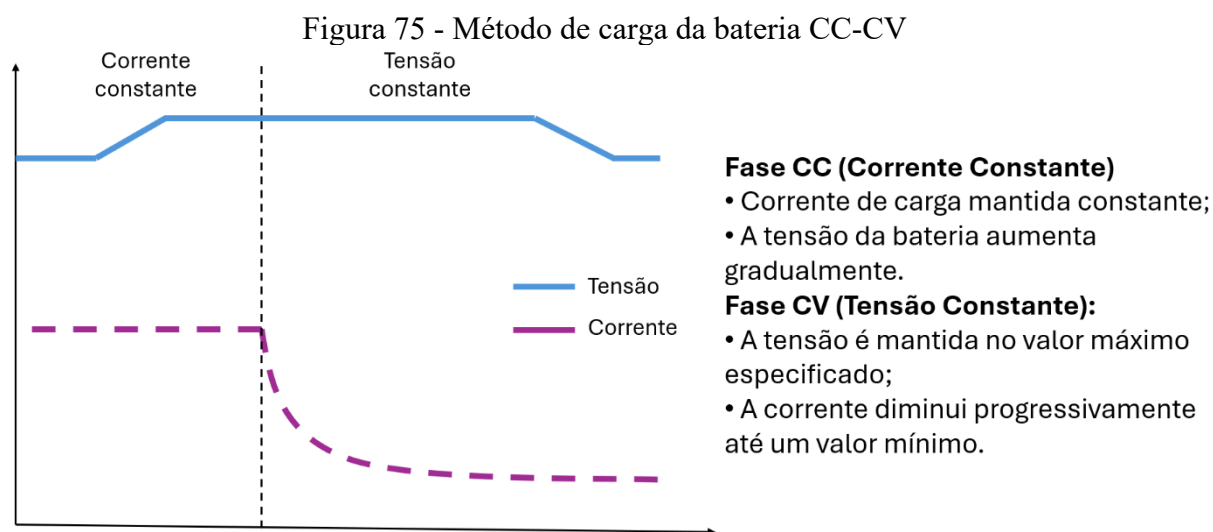
SOCmin	0,20	Interrompe descarga abaixo desse valor
SOCmin_h	0,25	Só inicia descarga acima desse valor
SOCmax	1,00	Interrompe carga ao atingir esse valor
SOCmax_h	0,95	Só inicia carga abaixo desse valor
I_CC_REF	10,00	Corrente de referência
I_BAT_MAX	20,00	Limite máximo de corrente de descarga
V_CV_REF	225,00	Tensão de referência para carga no estágio de tensão constante
V_LINK_REF	400,00	Tensão de referência do barramento CC

Fonte: Própria autora

Ressalta-se que o modelo de bateria empregado no PSIM é um modelo elétrico equivalente, adequado para estudos de controle e gerenciamento energético. Fenômenos

eletroquímicos mais complexos, como envelhecimento, degradação da capacidade, efeitos térmicos e variações paramétricas ao longo da vida útil da bateria, não foram considerados neste trabalho.

Durante o carregamento das baterias, foi adotada a estratégia corrente constante–tensão constante (Constant Current–Constant Voltage – CC–CV). Inicialmente, o sistema opera na etapa de corrente constante, na qual um controlador PI discreto regula a corrente de carregamento por meio da comparação entre o valor medido e a referência estabelecida. À medida que o processo evolui e a tensão terminal da bateria atinge o limite definido para carregamento, ocorre automaticamente a transição para a etapa de tensão constante, em que um controlador PID discreto passa a atuar sobre a tensão terminal da bateria, mantendo-a aproximadamente constante e promovendo a redução gradual da corrente até o término do carregamento. Na Figura 75 está ilustrado o método de carga da bateria.



Fonte: Própria autora

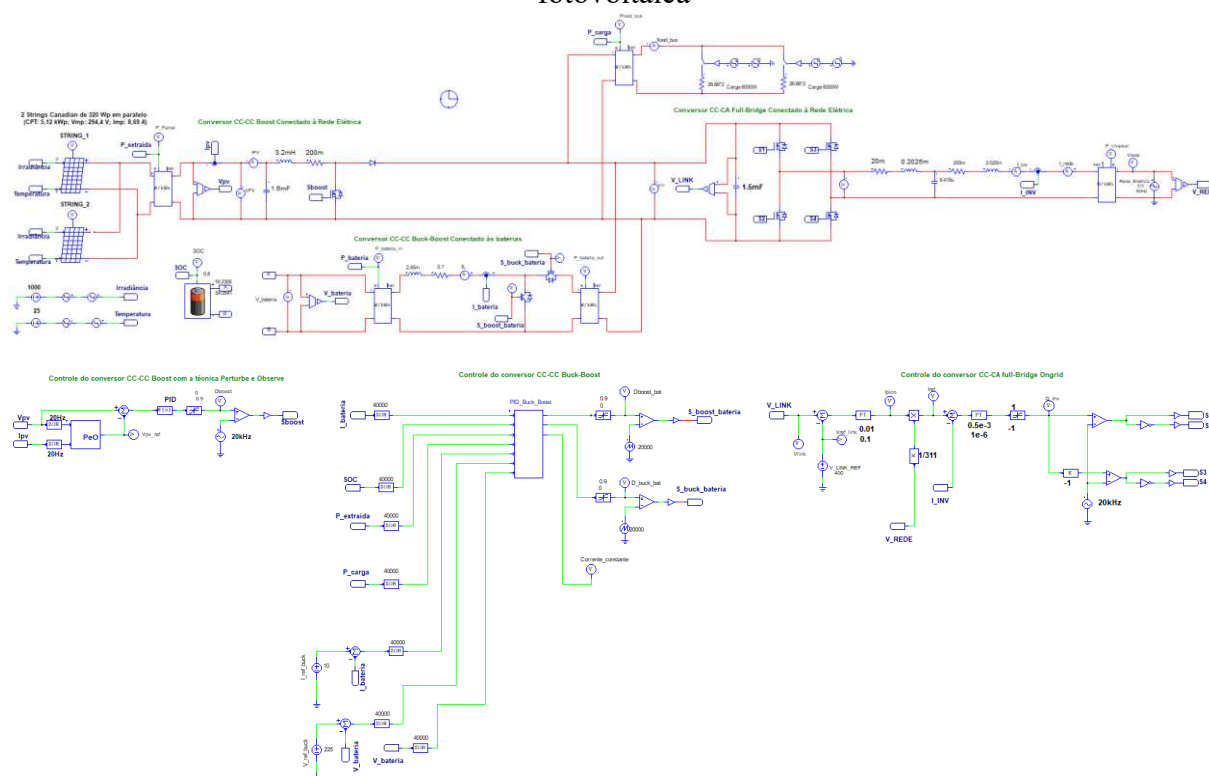
Durante a descarga, o conversor opera na configuração Boost utilizando uma malha fechada de controle de corrente baseada em controlador PI discreto. Nessa condição, a corrente de referência é calculada dinamicamente em função do déficit de potência entre a geração fotovoltaica e a demanda da carga, permitindo que o banco de baterias forneça apenas a potência necessária para o atendimento do sistema.

Adicionalmente, foram incorporados mecanismos de proteção associados aos limites operacionais do banco de baterias, incluindo restrições relacionadas ao estado de carga, limitação da corrente máxima de descarga e saturação do ciclo de trabalho do conversor. Essas

estratégias contribuem para aumentar a estabilidade operacional do sistema, manter a regulação do barramento CC e preservar a integridade do sistema de armazenamento de energia.

Na Figura 76 está apresentado o sistema completo composto pela geração fotovoltaica conectada à rede com o filtro LCL e o armazenamento de energia.

Figura 76 – Sistema de armazenamento de energia conectado ao sistema de geração fotovoltaica



Fonte: Própria autora

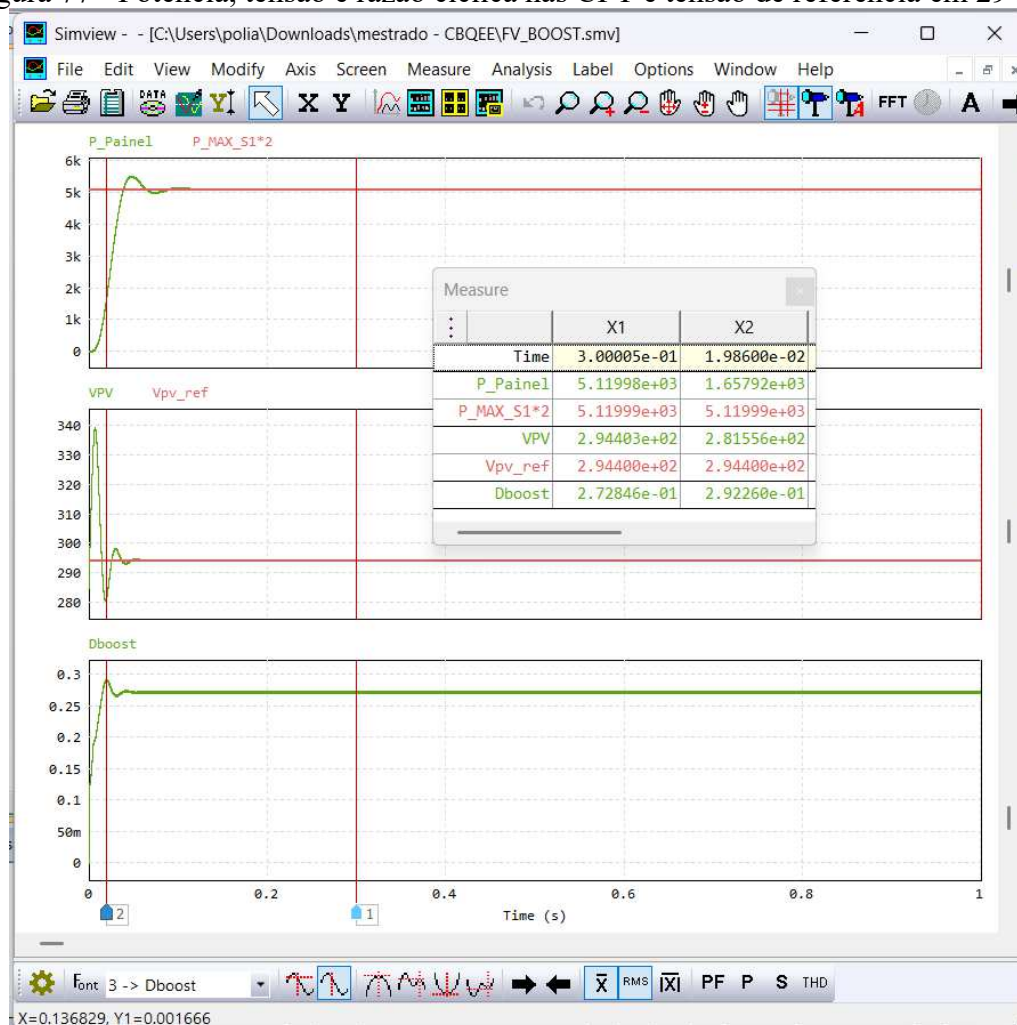
4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

4.1 Resultados da implementação do controle PID e da técnica MPPT pelo método Perturbe & Observe

Durante as simulações, foram aplicadas variações de irradiância e temperatura por meio de fontes em degrau, permitindo avaliar o comportamento dinâmico do sistema frente às intermitências típicas da geração fotovoltaica. Os resultados demonstraram que o conversor Boost associado ao controlador PID foi capaz de regular adequadamente a tensão do sistema fotovoltaico, mantendo estabilidade e rápida resposta dinâmica mesmo sob perturbações ambientais.

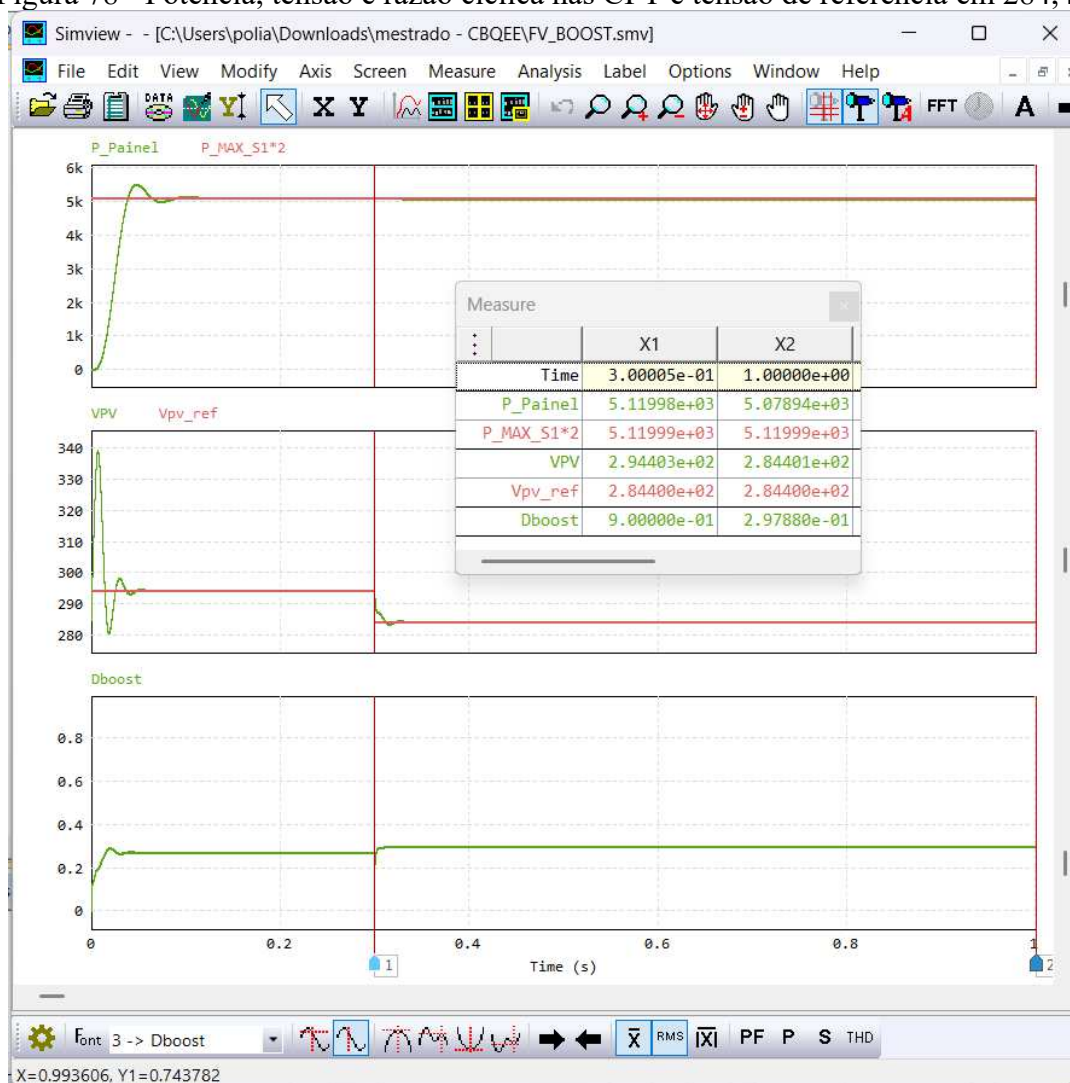
Nas Figuras 77 e 78 estão apresentados os gráficos de potência, tensão e razão cíclica com a implementação do PID nas Condições Padrão de Teste (CPT) e tensão de referência em 294,4V e em 284,4V, respectivamente, sem a implementação da técnica MPPT.

Figura 77 - Potência, tensão e razão cíclica nas CPT e tensão de referência em 294,4V



Fonte - Própria autora

Figura 78 - Potência, tensão e razão cíclica nas CPT e tensão de referência em 284,4V



Fonte - Própria autora

A técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (Maximum Power Point Tracking – MPPT) torna-se necessária em sistemas fotovoltaicos conectados à rede devido à característica não linear dos módulos fotovoltaicos e à constante variação das condições ambientais, principalmente irradiância e temperatura. Nessas condições, o ponto de máxima potência (PMP) do arranjo fotovoltaico varia continuamente, exigindo que o sistema de controle seja capaz de ajustar o ponto de operação do arranjo para garantir a máxima extração de potência disponível.

No conversor Boost aplicado ao sistema fotovoltaico conectado à rede, a variável controlada corresponde à tensão do arranjo fotovoltaico, enquanto a razão cíclica de chaveamento atua como variável manipulada. Dessa forma, ao modificar a razão cíclica do conversor, o sistema altera a tensão de operação dos módulos fotovoltaicos e,

consequentemente, o ponto de funcionamento da curva característica corrente versus tensão (I-V) e potência versus tensão (P-V).

Conforme observado nas simulações realizadas no PSIM, o controlador PID projetado foi capaz de regular a tensão do ramal fotovoltaico em torno da tensão correspondente ao ponto de máxima potência nas Condições Padrão de Teste (CPT), mantendo a operação próxima de 294,4 V. Além disso, mesmo diante de perturbações aplicadas à referência de tensão, o sistema apresentou rápida estabilização dinâmica, com tempo de acomodação inferior a 40ms, demonstrando desempenho satisfatório do controlador.

Entretanto, embora o controlador PID seja responsável pela regulação da tensão do arranjo fotovoltaico, ele não possui a capacidade de identificar automaticamente qual é a tensão correspondente ao ponto de máxima potência sob diferentes condições ambientais. Assim, torna-se necessária a utilização de uma técnica de MPPT, cuja função é atualizar continuamente a referência de tensão do sistema, permitindo que o conversor opere sempre próximo do PMP.

A técnica MPPT atua monitorando as variáveis elétricas do arranjo fotovoltaico, como tensão, corrente e potência, ajustando dinamicamente a referência de operação do conversor Boost conforme as alterações climáticas. Dessa forma, o sistema consegue manter elevada eficiência de conversão energética, reduzindo perdas de potência e melhorando o aproveitamento da energia solar disponível.

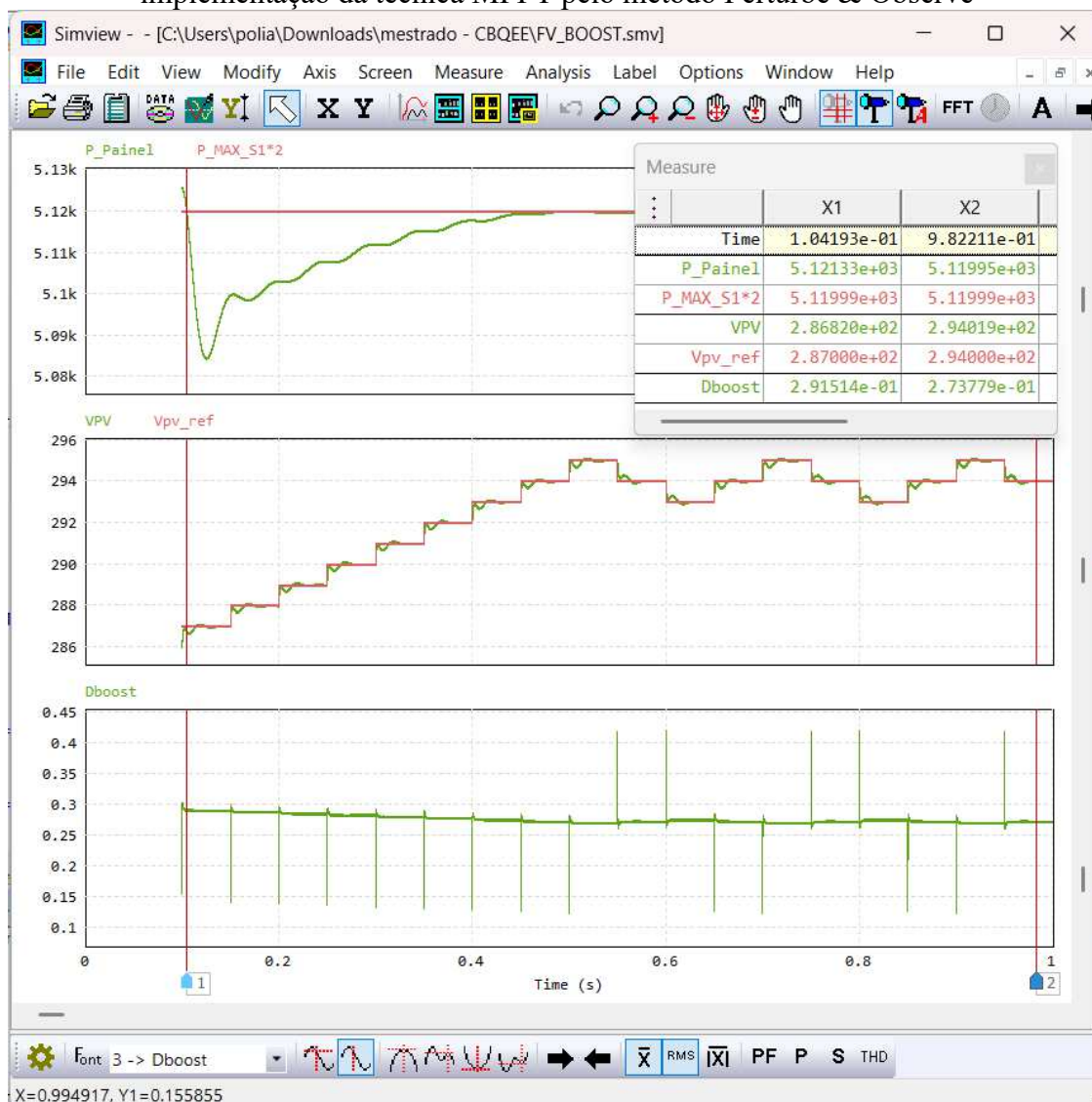
No presente trabalho, a utilização da técnica MPPT é fundamental para garantir que o sistema fotovoltaico conectado à rede opere continuamente com máxima transferência de potência, mesmo sob condições transitórias de irradiância e temperatura. Além disso, a associação entre o controlador PID e o algoritmo MPPT contribui para a estabilidade do barramento CC, para a rápida resposta dinâmica do sistema e para o aumento da eficiência global da conversão de energia fotovoltaica.

A tensão inicial de referência utilizada pela técnica MPPT Perturbe e Observe (P&O) foi definida em 285 V no bloco Simplified C Block, valor escolhido próximo à tensão correspondente ao ponto de máxima potência do arranjo fotovoltaico em condições padrão de teste (CPT). Essa definição contribui para reduzir o tempo de convergência inicial do algoritmo durante o início da simulação.

As condições ambientais iniciais adotadas na simulação correspondem às Condições Padrão de Teste (CPT), considerando irradiância solar de 1000 W/m² e temperatura das células fotovoltaicas de 25 °C. Nessas condições o arranjo fotovoltaico opera próximo ao seu ponto nominal de máxima potência.

No bloco *Simulation Control* do PSIM, o tempo total de simulação foi configurado em 1 segundo, enquanto o parâmetro *print time* foi ajustado para 0,1 segundo. Essa configuração permite desconsiderar os transitórios iniciais do sistema durante a visualização dos resultados no Simview, facilitando a análise do comportamento em regime permanente da técnica MPPT e do sistema de controle do conversor Boost.

Figura 79 - Potência, tensão e razão cíclica nas condições padrão de teste com a implementação da técnica MPPT pelo método Perturbe & Observe



Fonte - Própria autora

Na Figura 79 são apresentados os resultados da implementação da técnica de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) do tipo Perturbe e Observe (P&O) aplicada ao conversor CC-CC Boost do sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. No primeiro gráfico, observa-se que a potência extraída pelo arranjo fotovoltaico converge para valores

próximos da potência máxima disponível, demonstrando que o algoritmo foi capaz de operar adequadamente nas proximidades do ponto de máxima potência (PMP).

No segundo gráfico da Figura 79, verifica-se que a tensão do arranjo fotovoltaico V_{PV} acompanha a tensão de referência V_{pv_ref} gerada pelo algoritmo MPPT. As pequenas oscilações observadas em torno do ponto de operação são inerentes à técnica P&O, uma vez que o método realiza perturbações contínuas na tensão de referência com o objetivo de identificar a direção de máxima potência do arranjo fotovoltaico.

No terceiro gráfico da Figura 79 é apresentada a variação da razão cíclica do conversor Boost, evidenciando a atuação do controlador PID no ajuste dinâmico da razão cíclica para manter a operação do sistema próxima ao PMP. Observa-se que, à medida que a técnica MPPT modifica a tensão de referência, o controlador ajusta automaticamente a razão cíclica do conversor, garantindo o rastreamento da máxima potência disponível nos módulos fotovoltaicos.

Os resultados demonstram que houve estabilização do sistema nas proximidades do ponto de máxima potência, além de comportamento estável e resposta dinâmica satisfatória do controlador PID projetado. Verifica-se ainda que o controlador continuou desempenhando adequadamente sua função, assegurando o acompanhamento da referência gerada pela técnica MPPT sem comprometer a estabilidade do sistema.

Ressalta-se que o desempenho da técnica P&O pode ser influenciado diretamente pelo valor do incremento de tensão utilizado no algoritmo. Incrementos maiores proporcionam respostas mais rápidas às variações ambientais, porém aumentam as oscilações em torno do PMP. Em contrapartida, incrementos menores aumentam a precisão do rastreamento, embora reduzam a velocidade de convergência do sistema. Além disso, a escolha de uma tensão inicial de referência mais próxima da tensão correspondente ao PMP contribui para a redução do transitório inicial do algoritmo MPPT.

Na Figura 80 são apresentados os resultados obtidos para o sistema fotovoltaico submetido a perturbações de irradiância e temperatura utilizando a técnica de MPPT Perturbe e Observe (P&O). No instante de 0,2 s foi aplicada uma redução em degrau da irradiância de 1000 W/m² para 400 W/m², enquanto no instante de 0,6 s foi aplicado um aumento de temperatura de 25 °C para 35 °C.

No primeiro gráfico da Figura 80 é apresentada a potência extraída do arranjo fotovoltaico em comparação com a potência máxima teórica disponível. Observa-se que, após a redução da irradiância, ocorre uma diminuição significativa da potência gerada pelo sistema, passando de aproximadamente 5,1 kW para valores próximos de 2 kW, comportamento

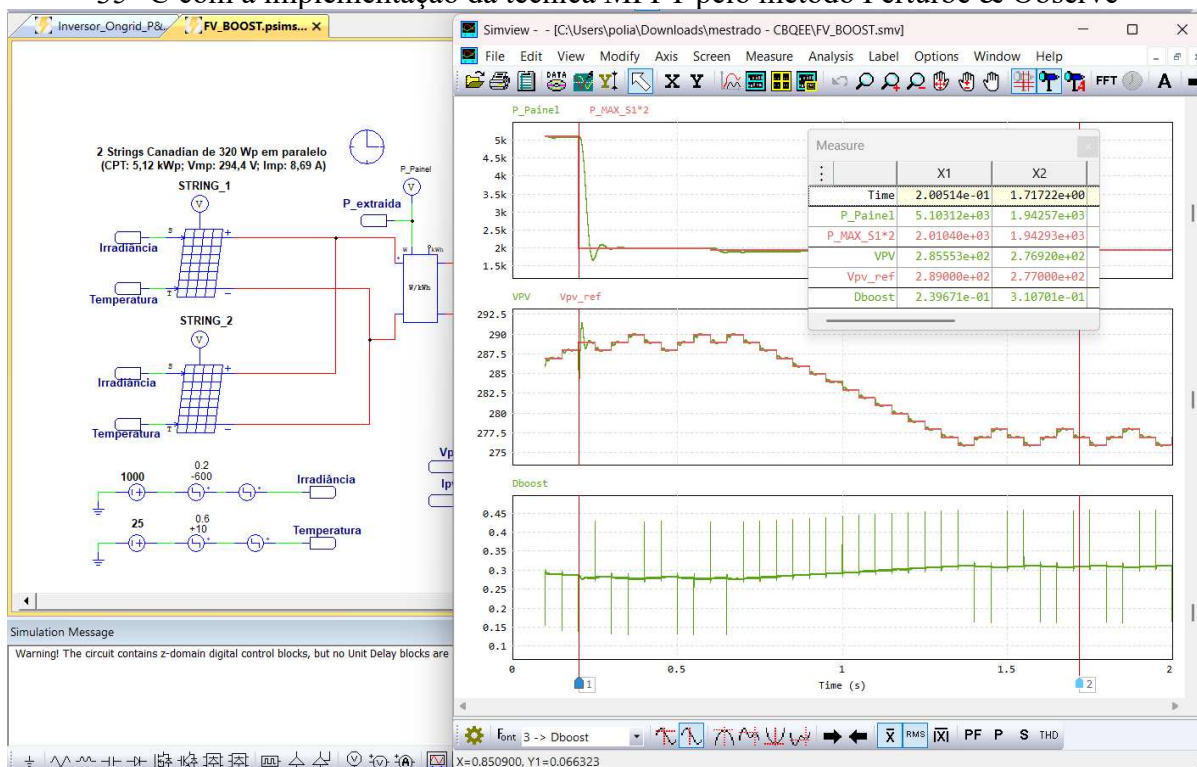
esperado devido à redução da energia solar incidente sobre os módulos fotovoltaicos. Nota-se ainda que a potência extraída acompanha adequadamente a potência máxima disponível, demonstrando que a técnica P&O conseguiu rastrear o novo ponto de máxima potência após a perturbação aplicada.

No segundo gráfico da Figura 80 são apresentadas a tensão da arranjo fotovoltaico (VPV) e a tensão de referência gerada pelo algoritmo MPPT (V_{pv_ref}). Verifica-se que o controlador ajusta progressivamente a tensão de operação do ramal fotovoltaico em resposta às alterações ambientais, mantendo a tensão próxima ao ponto de máxima potência do sistema. Após a redução da irradiância e o aumento da temperatura, observa-se o deslocamento do ponto ótimo de operação para níveis menores de tensão, fenômeno característico de sistemas fotovoltaicos submetidos a essas condições ambientais.

No terceiro gráfico da Figura 80 é apresentada a razão cíclica do conversor Boost. Observa-se que o ciclo de trabalho sofre ajustes contínuos realizados pelo controlador em conjunto com o algoritmo MPPT, buscando manter a operação do sistema próxima ao PMP. Após a redução da irradiância, a razão cíclica apresenta aumento gradual, compensando a diminuição da potência disponível nos módulos fotovoltaicos e contribuindo para a manutenção do barramento CC regulado.

Os resultados demonstram que a técnica P&O apresentou comportamento satisfatório diante das perturbações impostas, mantendo o sistema operando próximo ao ponto de máxima potência mesmo sob condições variáveis de irradiância e temperatura. Além disso, o controlador PID projetado para o conversor Boost continuou desempenhando adequadamente sua função de regulação, apresentando resposta estável e acompanhando as atualizações de tensão de referência fornecidas pelo algoritmo MPPT.

Figura 80 - Potência, tensão e razão cíclica para irradiância em 400 W/m^2 e temperatura em 35°C com a implementação da técnica MPPT pelo método Perturbe & Observe



Fonte - Própria autora

Os resultados obtidos indicam que a técnica P&O apresentou tempo de resposta adequado frente às perturbações impostas no sistema fotovoltaico. Embora tenham sido aplicadas variações em degrau na irradiância e na temperatura, observou-se que o algoritmo conseguiu convergir rapidamente para a nova região de máxima potência, mantendo o sistema estável durante todo o processo de rastreamento.

Considerando que as variações ambientais reais normalmente ocorrem de maneira gradual, o tempo de estabilização observado pode ser considerado satisfatório para aplicações fotovoltaicas conectadas à rede elétrica. Além disso, a escolha do incremento de tensão de 1 V proporcionou um compromisso adequado entre velocidade de rastreamento e estabilidade operacional, evitando oscilações excessivas na tensão do arranjo fotovoltaico.

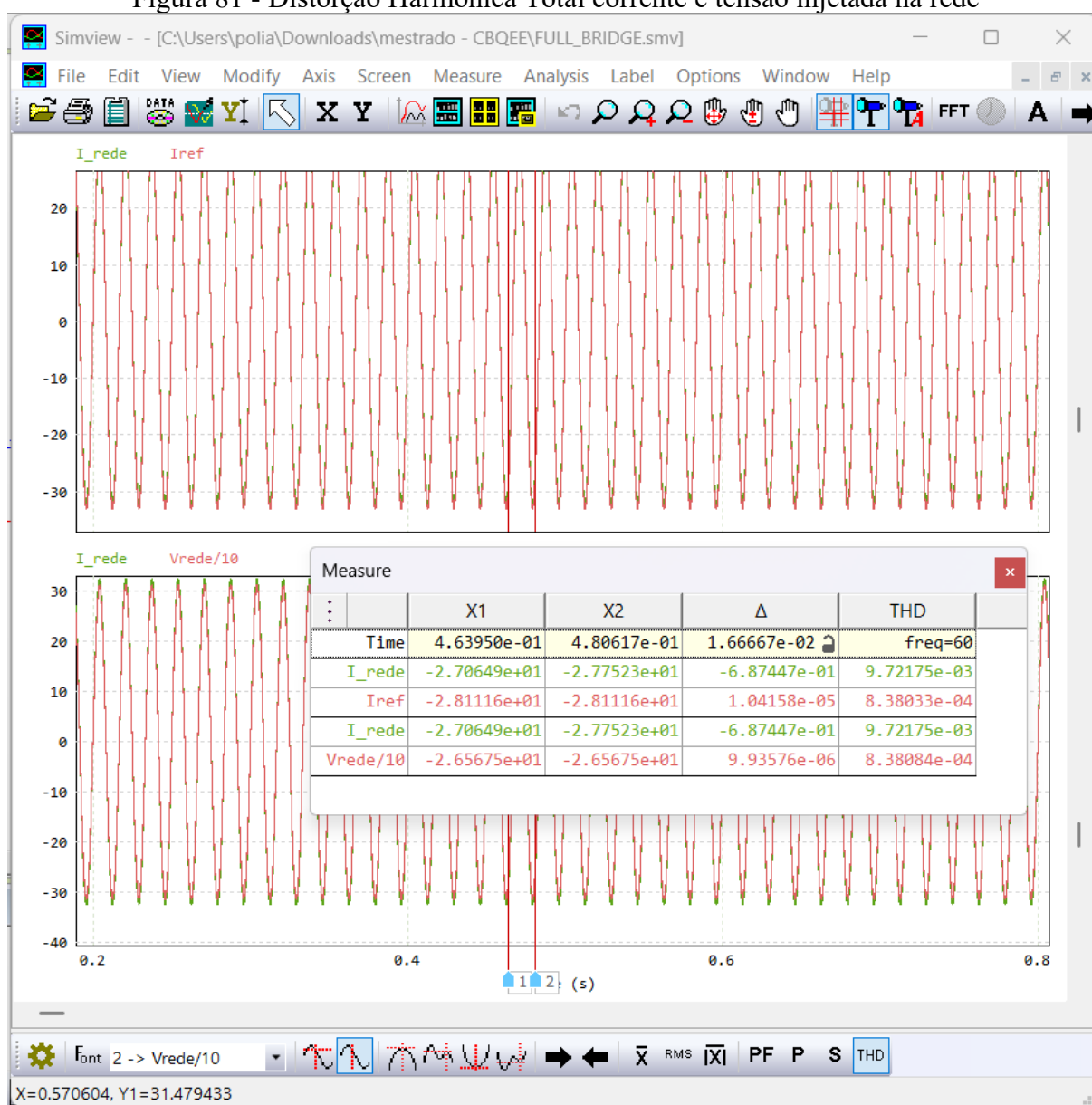
A eficácia da técnica também pôde ser verificada pela proximidade entre a potência extraída e a potência máxima disponível ao longo da simulação. Mesmo após as perturbações aplicadas, o algoritmo manteve a operação próxima ao ponto de máxima potência, apresentando apenas pequenas oscilações características do método Perturbe e Observe. Dessa forma, os resultados demonstram elevado fator de rastreamento e bom desempenho dinâmico da técnica implementada.

4.2 Tensão e corrente após implementação do conversor Full-Bridge ongrid com o sistema de controle completo

Com a implementação da estrutura de controle equivalente a um PLL (Phase Locked Loop), a corrente injetada na rede permanece senoidal e em fase com a tensão da rede elétrica, favorecendo a transferência de potência ativa e contribuindo para a obtenção de elevado fator de potência no sistema fotovoltaico conectado à rede.

Os resultados obtidos foram disponibilizados na Figura 81, onde é possível observar que a tensão e a corrente injetadas na rede estão em fase. O THD obtido foi de 0,97%.

Figura 81 - Distorção Harmônica Total corrente e tensão injetada na rede

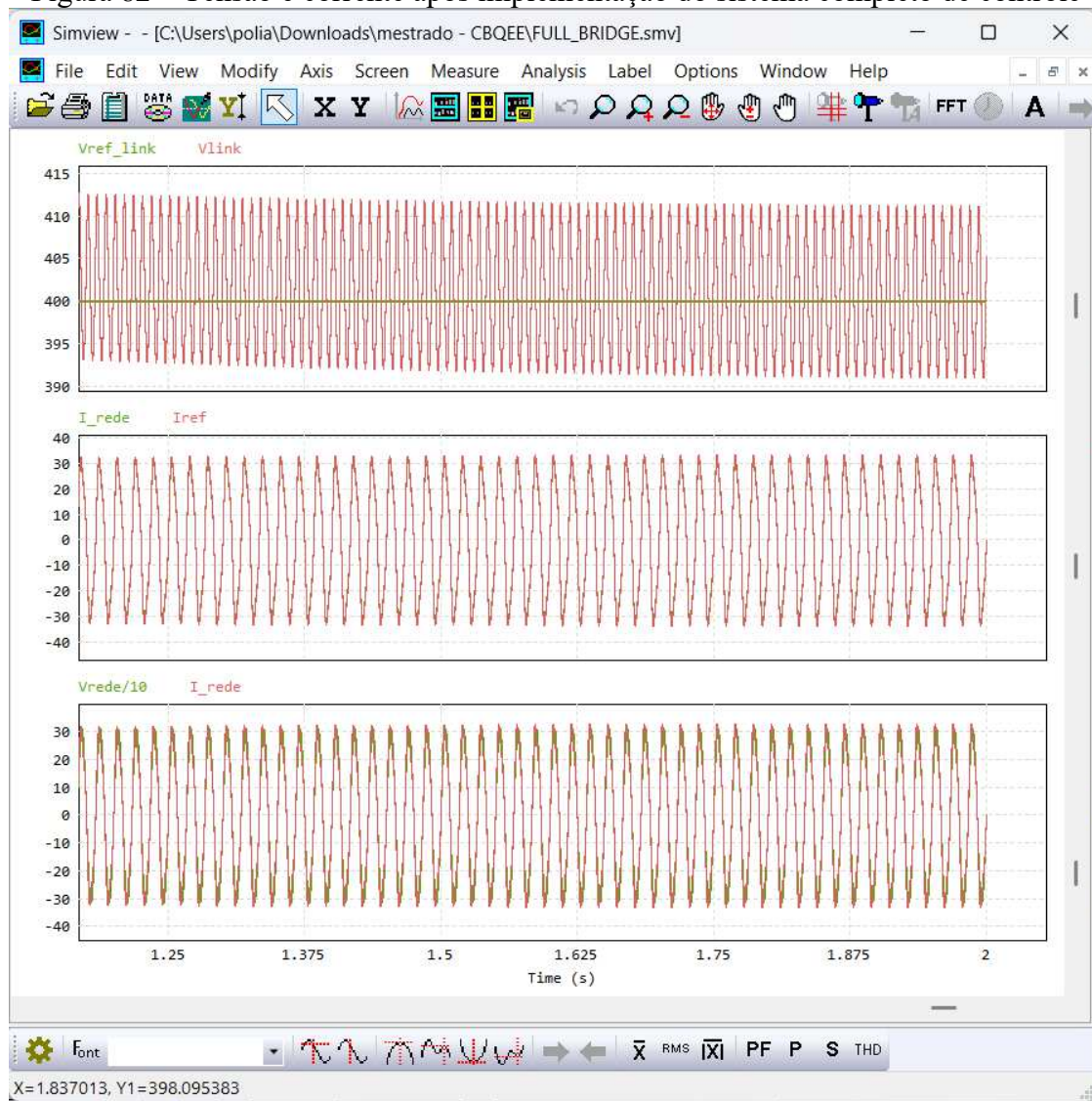


Fonte - Própria autora

Com a planta da malha interna de controle de corrente funcionando corrente, a próxima etapa foi o desenvolvimento da malha externa.

Na Figura 82 estão apresentados os resultados obtidos com o conversor Full-Bridge ongrid com o sistema de controle completo implementado: a malha interna para controle de corrente e a malha externa para controle de tensão.

Figura 82 – Tensão e corrente após implementação do sistema completo de controle



Fonte - Própria autora

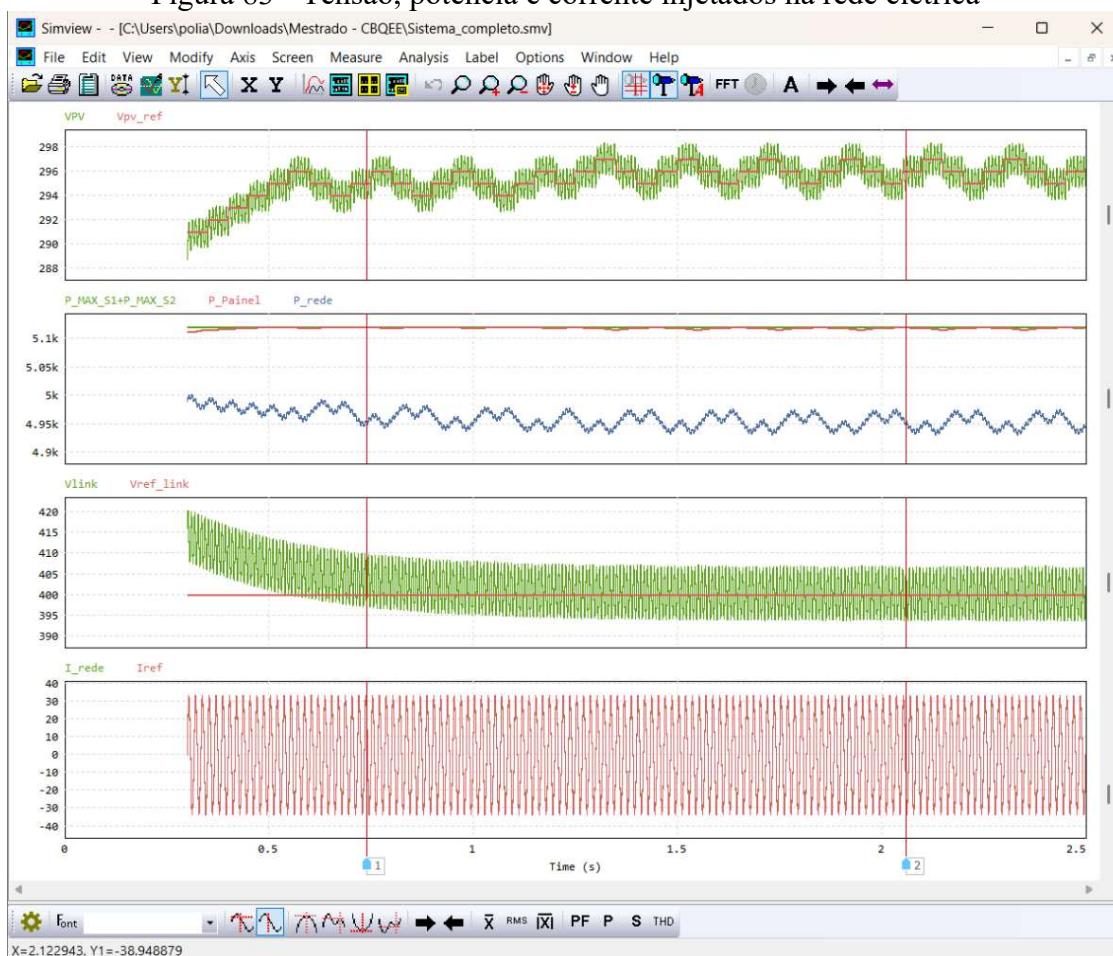
4.3 Sistema fotovoltaico completo conectado à rede elétrica

A avaliação do sistema completo formado por geração fotovoltaica, conversor Boost e conversor Full Bridge, tanto em regime permanente quanto sob condições transitórias e distúrbios ambientais, é fundamental para verificar a interação entre os estágios conversores e validar o desempenho global do sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica. Dessa forma, os

resultados obtidos permitem analisar aspectos relacionados à estabilidade, qualidade da corrente injetada, regulação da tensão do elo CC e eficiência do rastreamento do ponto de máxima potência.

Os resultados obtidos da simulação nas condições padrão de teste, 1000 W/m^2 e 25°C , estão apresentados na Figura 83. A simulação foi realizada com tempo total de 2,5 s e *print time* de 0,3 s.

Figura 83 - Tensão, potência e corrente injetados na rede elétrica



Fonte - Própria autora

Foram simuladas as respostas do sistema frente a perturbações em degrau na irradiância solar e na temperatura da array fotovoltaica, com o objetivo de avaliar o comportamento dinâmico do sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica diante de variações ambientais.

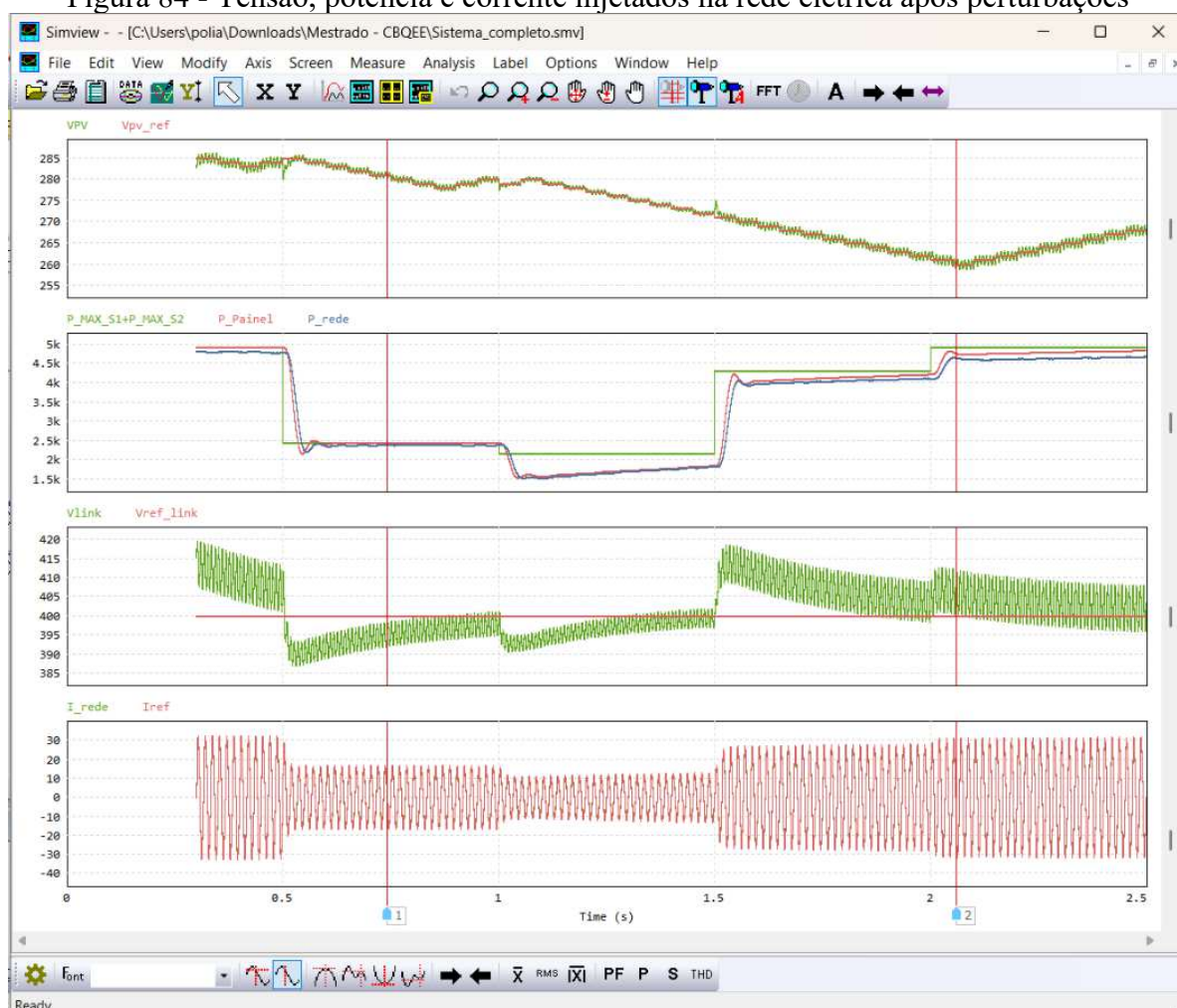
A irradiância inicial foi definida em 1000 W/m^2 . No instante de 500 ms da simulação, a irradiância foi reduzida para 500 W/m^2 , retornando posteriormente para 1000 W/m^2 no instante de 1,5 s. Essa condição busca representar a passagem de nuvens sobre a array fotovoltaica,

situação bastante comum em sistemas fotovoltaicos reais e que provoca redução temporária da potência disponível nos módulos.

A temperatura inicial das células fotovoltaicas foi estabelecida em 35 °C. No instante de 1 s da simulação, a temperatura foi elevada para 65 °C, retornando para 35 °C no instante de 2 s. Essa variação representa o aquecimento e o resfriamento das células fotovoltaicas ao longo do período de operação do sistema, fenômeno que influencia diretamente as características elétricas dos módulos e o ponto de máxima potência.

Os resultados obtidos permitiram avaliar a capacidade do sistema em manter a estabilidade do elo CC, o sincronismo da corrente injetada na rede elétrica e o desempenho da técnica de MPPT diante das perturbações impostas. Os gráficos referentes às variáveis analisadas estão apresentados na Figura 84.

Figura 84 - Tensão, potência e corrente injetados na rede elétrica após perturbações



Fonte - Própria autora

4.4 Comparação da aplicação dos filtros L, LC e LCL

As microrredes apresentam potencial para contribuir com a melhoria da qualidade da energia elétrica por meio da integração de fontes distribuídas, sistemas de armazenamento e estratégias de controle. Entretanto, a utilização de conversores eletrônicos de potência nos sistemas fotovoltaicos conectados à rede pode introduzir componentes harmônicas que impactam os índices de qualidade da energia elétrica.

A qualidade da energia elétrica é diretamente influenciada pela forma de onda das tensões e correntes, podendo ser comprometida quando ocorrem distorções em relação ao comportamento senoidal na frequência fundamental. Em sistemas fotovoltaicos, essas distorções estão associadas principalmente ao processo de chaveamento dos inversores e ao desempenho do sistema em diferentes condições operacionais, refletindo no aumento da Distorção Harmônica Total (DHT) e na degradação do desempenho global do sistema (TEIXEIRA et al., 2023).

Além disso, em determinadas condições operacionais, especialmente em baixos níveis de geração fotovoltaica, o comportamento dos conversores pode favorecer o aumento relativo do conteúdo harmônico, tornando relevante a avaliação do desempenho dos sistemas de filtragem aplicados ao estágio de conexão com a rede.

Segundo os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST), Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica, devem ser observados limites para os indicadores de distorção harmônica de tensão, visando garantir a operação adequada e a conformidade da energia fornecida (ANEEL, 2021).

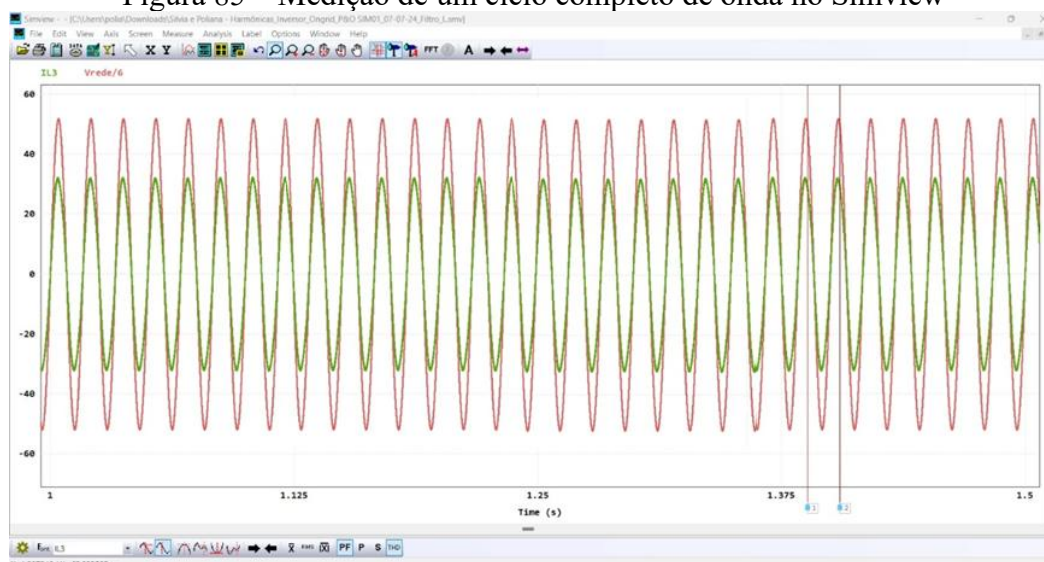
Nesse contexto, diferentes topologias de filtros podem ser empregadas para mitigação de distorções harmônicas em sistemas baseados em eletrônica de potência. Entre as configurações mais utilizadas destacam-se os filtros L, LC e LCL, amplamente aplicados em inversores conectados à rede devido à capacidade de atenuação harmônica e melhoria da qualidade da energia (RESENDE et al., 2024). Esses filtros contribuem para que os conversores operem em conformidade com os requisitos normativos e apresentem melhor desempenho elétrico (GUEDES, 2019).

Para avaliação do desempenho de cada topologia de filtro, foram realizadas medições das variáveis elétricas fator de potência e a distorção harmônica total por meio do software Simview integrado ao PSIM. Essa ferramenta calcula o fator de potência verdadeiro, definido como a razão entre a potência ativa e a potência aparente ($FP=P/S$), considerando simultaneamente os efeitos da defasagem entre tensão e corrente e das distorções harmônicas presentes nas formas de onda.

Ressalta-se que todas as simulações realizadas neste trabalho consideram uma rede elétrica com tensão nominal de 220 V, frequência de 60 Hz e impedância equivalente constante. Essa hipótese foi adotada com o objetivo de permitir uma comparação consistente entre as topologias de filtros avaliadas, mantendo inalteradas as condições de operação do sistema. Dessa forma, os resultados apresentados são específicos para as condições de simulação consideradas e não devem ser generalizados para sistemas elétricos com diferentes características de impedância da rede, como redes fracas ou sistemas sujeitos a variações significativas da impedância equivalente.

As simulações foram executadas com duração total de 1,5 s, sendo considerado para análise o intervalo entre 1,3 s e 1,4 s, correspondente à condição de regime permanente do sistema, conforme apresentado na Figura 85.

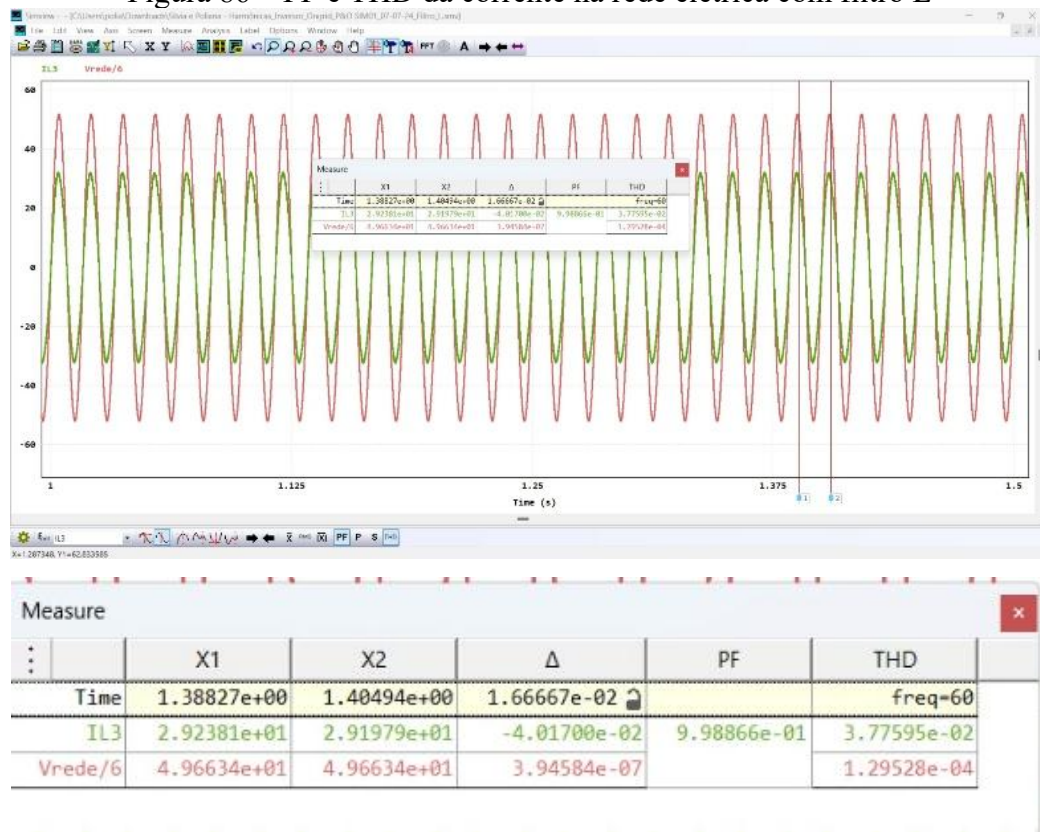
Figura 85 – Medição de um ciclo completo de onda no Simview



Fonte - Própria autora

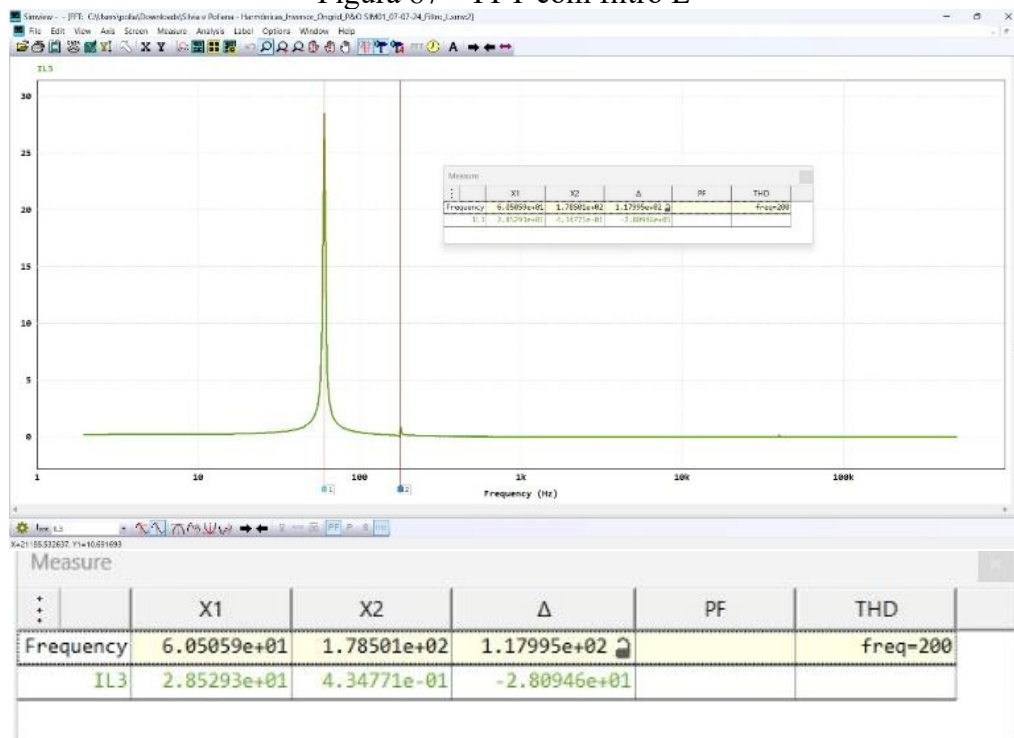
Nas Figuras 86 a 94 estão apresentados os indicadores de qualidade de energia da corrente injetada na rede elétrica com a transformada de Fourier e as ordens harmônicas presentes após a aplicação do filtro L, LC e LCL respectivamente.

Figura 86 – FP e THD da corrente na rede elétrica com filtro L



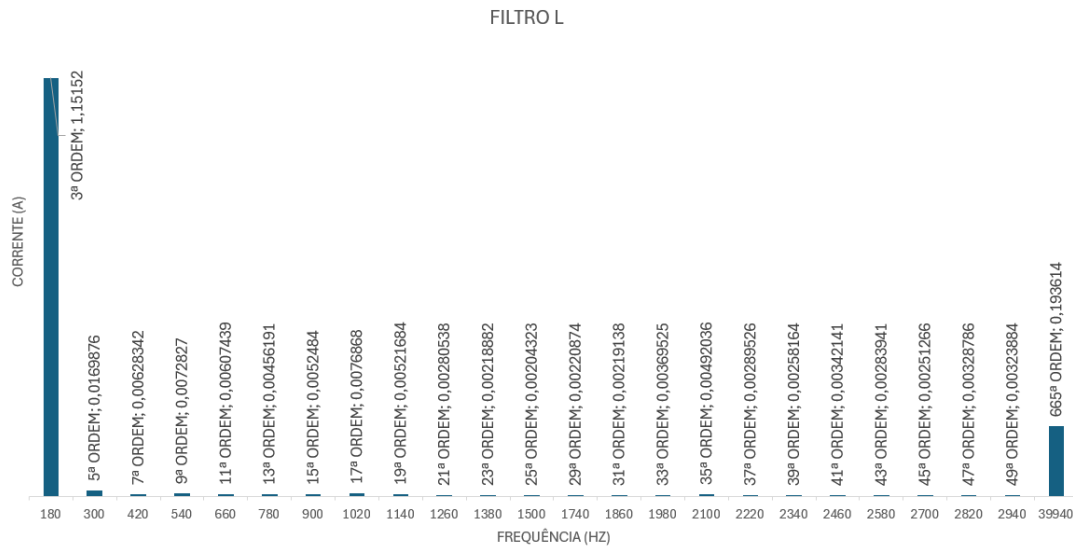
Fonte - Própria autora

Figura 87 – FFT com filtro L



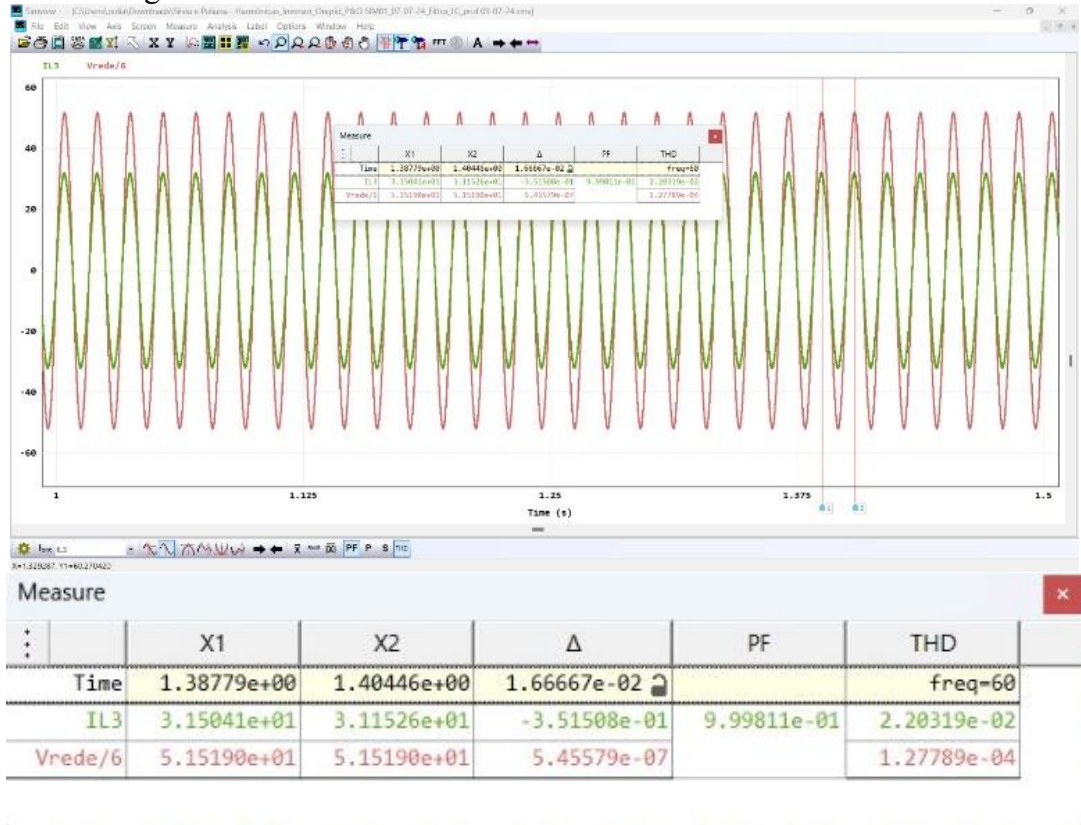
Fonte - Própria autora

Figura 88 – FFT com filtro L



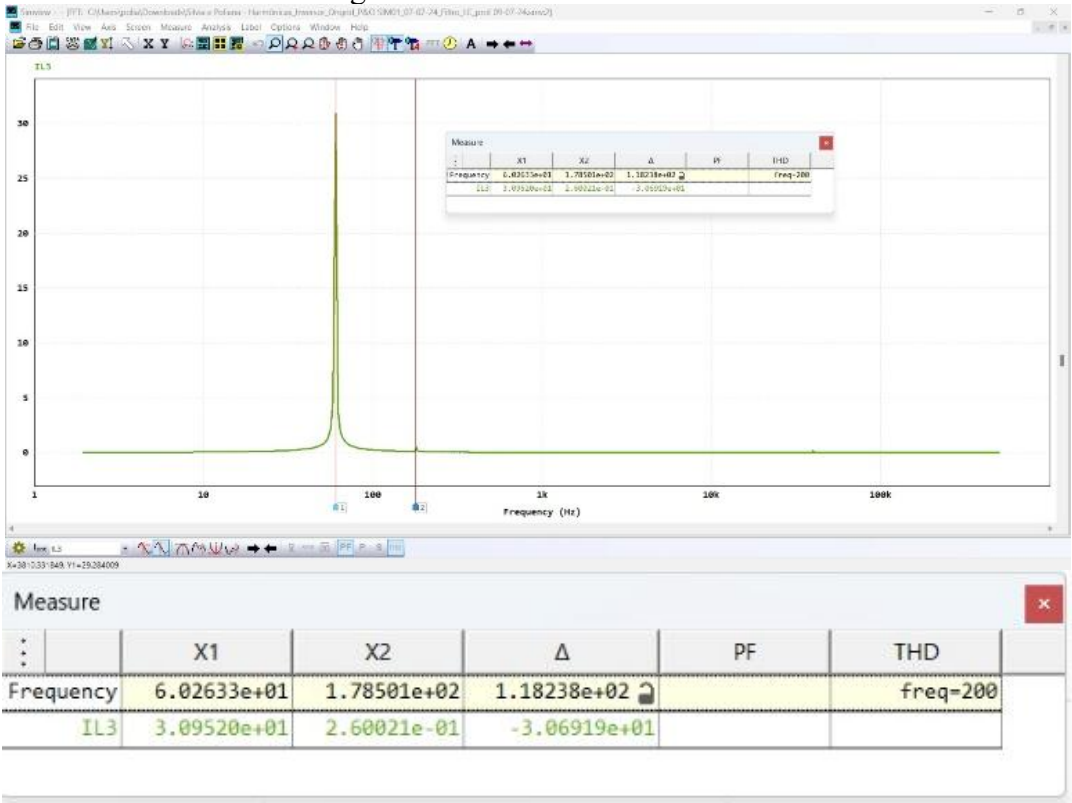
Fonte - Própria autora

Figura 89 – FP e THD da corrente na rede elétrica com filtro LC



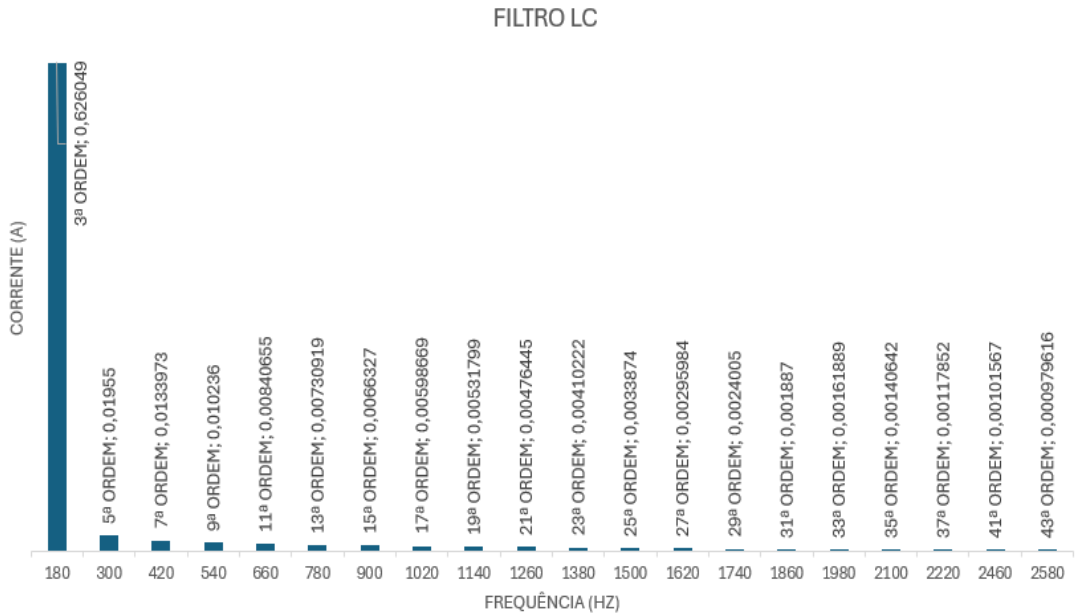
Fonte - Própria autora

Figura 90 – FFT com filtro LC



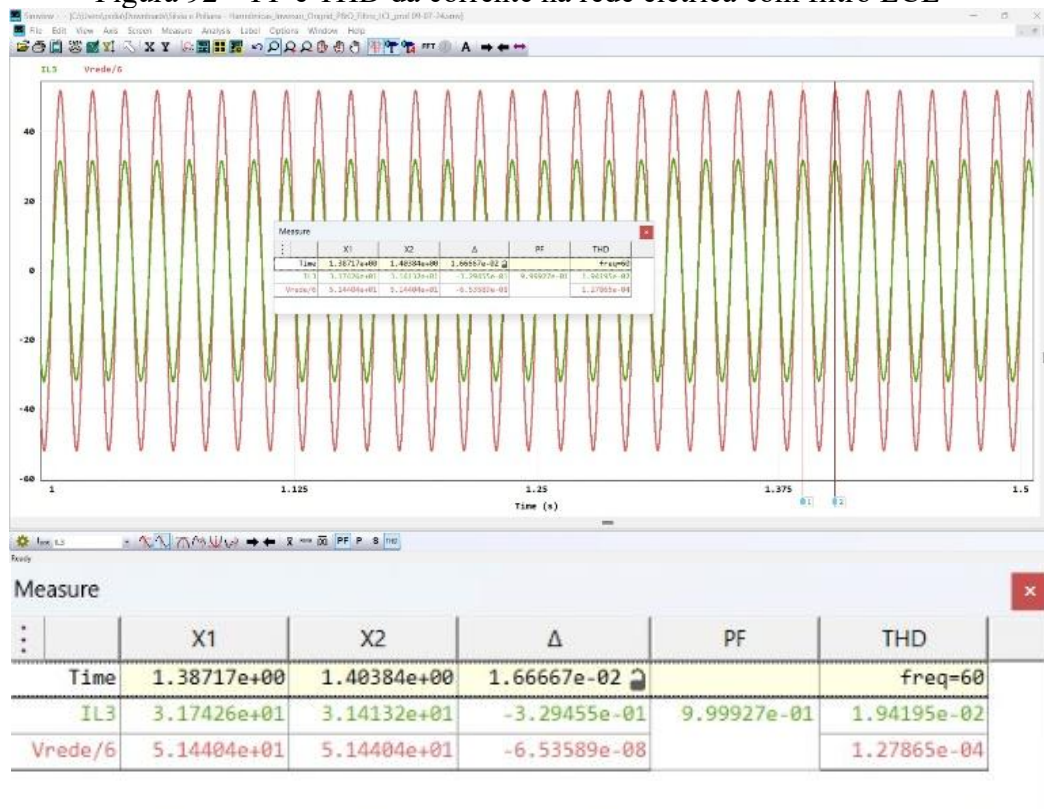
Fonte - Própria autora

Figura 91 – FFT com filtro LC



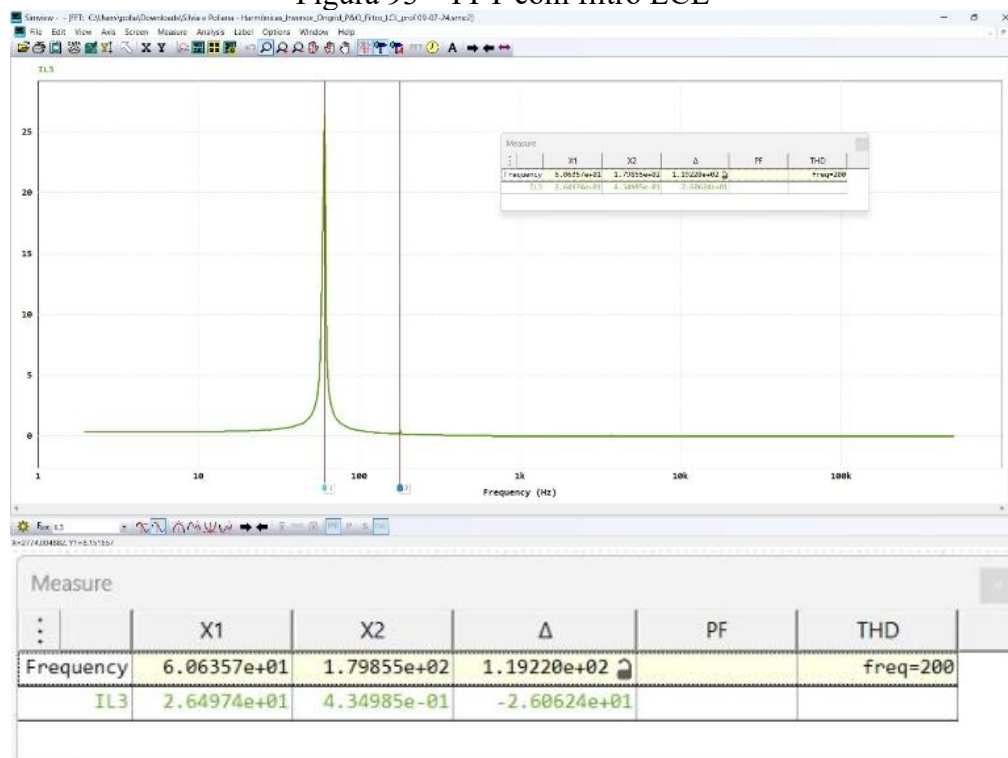
Fonte - Própria autora

Figura 92 – FP e THD da corrente na rede elétrica com filtro LCL



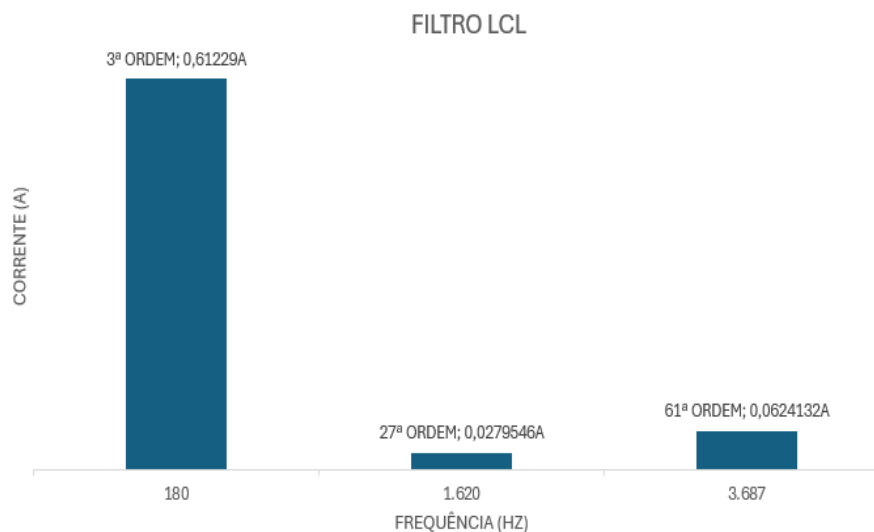
Fonte - Própria autora

Figura 93 – FFT com filtro LCL



Fonte - Própria autora

Figura 94 – FFT com filtro LCL



Fonte - Própria autora

Na Tabela 9 são apresentados os principais indicadores utilizados na comparação das topologias de filtros L, LC e LCL, compreendendo a Distorção Harmônica Total da Corrente (DHTi), a Distorção Harmônica Total da Tensão (DHTv) e o fator de potência (FP). Esses indicadores permitem avaliar o desempenho de cada configuração quanto à mitigação das distorções harmônicas e à qualidade da energia elétrica.

A Distorção Harmônica Total da Corrente (DHTi) foi obtida por meio da ferramenta Measure, na opção THD, do software SimView, aplicada à forma de onda da corrente injetada pelo inversor na rede elétrica. Os valores foram calculados em relação à componente fundamental de 60 Hz, conforme a definição de THD, que corresponde à razão entre o valor eficaz das componentes harmônicas e o valor eficaz da componente fundamental.

O fator de potência (FP) foi determinado por meio da ferramenta Measure, na opção Power Factor, do SimView, correspondendo ao fator de potência verdadeiro (*True Power Factor*), calculado a partir da razão entre a potência ativa e a potência aparente. Dessa forma, o índice considera simultaneamente os efeitos da defasagem entre tensão e corrente e das distorções harmônicas presentes nas formas de onda.

Embora o objetivo principal da comparação entre as topologias de filtros tenha sido a redução da DHTi, a análise da DHTv permitiu verificar que, em todas as condições simuladas, a tensão da rede permaneceu praticamente senoidal, apresentando valores bastante reduzidos de distorção harmônica.

Ressalta-se que os valores de DHTv foram obtidos considerando uma rede elétrica ideal, modelada com tensão senoidal e impedância fixa. Assim, os resultados são válidos para as

condições adotadas neste trabalho. Em sistemas reais, especialmente em cenários de redes fracas, a interação entre as correntes harmônicas e a impedância da rede pode resultar em níveis mais elevados de distorção harmônica da tensão.

Tabela 9 - Indicadores de qualidade da corrente injetada na rede com filtro L, LC e LCL

Filtro	DHTi	DHTv	FP	Ordem Harmônica Presente	Qtd de harmônicas
L	3,77%	0,000130%	0,9988	$I_1+I_3+I_5+I_7+I_9+I_{11}+I_{13}+I_{15}+I_{17}+I_{19}+I_{21}+I_{23}+I_{25}+I_{29}+I_{31}+I_{33}+I_{35}+I_{37}+I_{39}+I_{41}+I_{43}+I_{45}+I_{47}+I_{49}$	24
LC	2,20%	0,000128%	0,9998	$I_1+I_3+I_5+I_7+I_9+I_{11}+I_{13}+I_{15}+I_{17}+I_{19}+I_{21}+I_{23}+I_{25}+I_{27}+I_{29}+I_{31}+I_{33}+I_{35}+I_{37}+I_{41}+I_{43}$	20
LCL	1,94%	0,000128%	0,9999	$I_1+I_3+I_{27}+I_{61}$	3

Fonte: Própria autora

Os resultados apresentados na Tabela 9 permitiram comparar o desempenho das topologias de filtros L, LC e LCL quanto à mitigação das componentes harmônicas presentes na corrente injetada na rede elétrica e aos indicadores de qualidade da energia nas condições simuladas.

Observa-se que, nas condições de simulação com uma rede padrão de 220 V, 60 Hz com impedância fixa, houve redução progressiva da Distorção Harmônica Total de Corrente (DHTi) com o aumento da capacidade de filtragem das topologias avaliadas. O filtro L apresentou DHTi de 3,77%, o filtro LC reduziu esse valor para 2,20% e o filtro LCL apresentou o menor valor entre os casos analisados, atingindo 1,94%. Esse comportamento evidencia maior capacidade de atenuação harmônica à medida que são adicionados elementos reativos à estrutura do filtro.

Em relação ao fator de potência, todas as configurações apresentaram desempenho próximo da unidade, com valores variando entre 0,9988 e 0,9999, indicando adequada transferência de potência ativa para a rede e reduzida circulação de potência reativa.

A análise espectral das correntes permitiu identificar diferenças entre as topologias avaliadas. O filtro L apresentou menor capacidade de atenuação das componentes harmônicas de ordens elevadas, permitindo a presença de um espectro mais amplo na corrente de saída. O filtro LC promoveu redução adicional dessas componentes, principalmente em frequências mais elevadas. Já o filtro LCL apresentou maior capacidade de filtragem, reduzindo

significativamente as componentes harmônicas de alta frequência e concentrando o conteúdo harmônico remanescente em menor quantidade de ordens e amplitudes.

Do ponto de vista construtivo, verificou-se ainda que o filtro LCL apresentou o melhor desempenho harmônico utilizando menor indutância total equivalente, aproximadamente 2,23 mH, valor inferior ao requerido pelo filtro L (2,50 mH). Esse resultado representa uma vantagem potencial quanto à redução do volume dos elementos magnéticos sem comprometer a capacidade de atenuação.

O desempenho superior do filtro LCL nas condições simuladas está associado à sua característica de filtro de terceira ordem, que proporciona maior taxa de atenuação das componentes harmônicas geradas pelo chaveamento do inversor quando comparado às topologias L e LC. Apesar de apresentar maior complexidade de projeto e exigir atenção quanto aos efeitos de ressonância, os resultados indicaram melhor desempenho para a aplicação proposta.

Dessa forma, considerando os menores níveis de DHTi obtidos para as condições simuladas e o melhor compromisso entre qualidade da corrente injetada e desempenho de filtragem, o filtro LCL foi selecionado para compor o sistema fotovoltaico completo nas etapas subsequentes deste trabalho. Consequentemente, a integração do sistema de armazenamento por baterias e as análises dinâmicas do sistema completo conectado à rede elétrica foram realizadas utilizando exclusivamente essa topologia de filtragem.

Tabela 10 - Limites das distorções harmônicas totais (em % da tensão fundamental)

	Tensão nominal (V_n)		
	$V_n \leq 2,3 \text{ kV}$	$2,3 \text{ kV} < V_n < 69 \text{ kV}$	$69 \text{ kV} \leq V_n < 230 \text{ kV}$
DTT _{95%}	10,0%	8,0%	5,0%
DTT _{p95%}	2,5%	2,0%	1,0%
DTT _{i95%}	7,5%	6,0%	4,0%
DTT _{395%}	6,5%	5,0%	3,0%

Fonte: Módulo 8 do Prodlist (2021)

Tabela 11 - Limites de distorção de corrente para sistemas com tensão nominal de 120 V a 69 kV

Maximum harmonic current distortion in percent of I_L						
Individual harmonic order ^b						
I_{sc}/I_L	$2 \leq h < 11^a$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	TDD
$< 20^c$	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
$20 < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
$50 < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
$100 < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Fonte: IEEE 519 (2022)

Os valores de Distorção Harmônica Total da Tensão (DHTv) obtidos nas simulações permaneceram inferiores ao valor de referência de 10% estabelecido pelo PRODIST Módulo 8 para sistemas com tensão nominal inferior a 1 kV. Ressalta-se, entretanto, que a comparação realizada neste trabalho possui caráter apenas indicativo, uma vez que a DHTv foi obtida por simulação em regime permanente, utilizando a opção THD da ferramenta Measure do software SimView. Em contrapartida, o PRODIST estabelece a avaliação da distorção harmônica de tensão por meio do indicador DTT95%, obtido a partir do tratamento estatístico de medições realizadas em campo, correspondendo ao percentil de 95% de uma campanha de medição. Dessa forma, os resultados apresentados permitem verificar o desempenho do sistema sob as condições simuladas, não substituindo o procedimento de avaliação previsto pelo PRODIST.

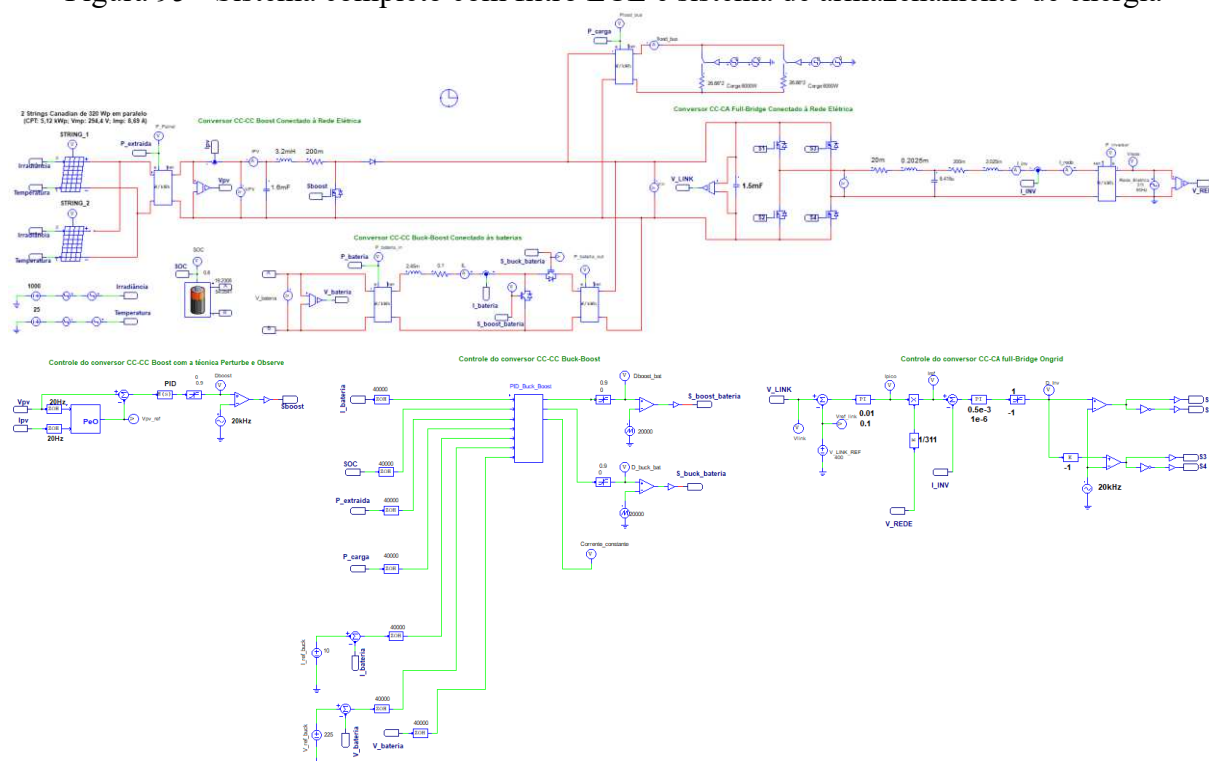
A IEEE Std 519-2022 estabelece limites para a distorção harmônica de corrente por meio do indicador TDD (Total Demand Distortion), definido em função da corrente máxima de demanda da instalação e da relação entre a corrente de curto-circuito e a corrente de carga no ponto de acoplamento comum. Neste trabalho, entretanto, foi utilizada a Distorção Harmônica Total da Corrente (DHTi), obtida diretamente no ambiente de simulação, como indicador para comparação do desempenho das topologias de filtros. Dessa forma, os resultados apresentados permitem comparar a eficiência relativa dos filtros na mitigação das componentes harmônicas, mas não constituem uma verificação direta da conformidade com os limites de corrente estabelecidos pela IEEE Std 519-2022.

Na tabela da norma IEEE Std 519-2022 é considerada a relação entre I_{sc}/I_L , onde I_{sc} é a corrente de curto-circuito e I_L é a corrente de demanda.

4.5 Sistema completo com filtro LCL e sistema de armazenamento de energia

O sistema de baterias projetado para a maximização do autoconsumo da energia elétrica produzida pelo sistema fotovoltaico foi integrado ao sistema completo de geração, conforme apresentado na Figura 95.

Figura 95 - Sistema completo com filtro LCL e sistema de armazenamento de energia



Fonte - Própria autora

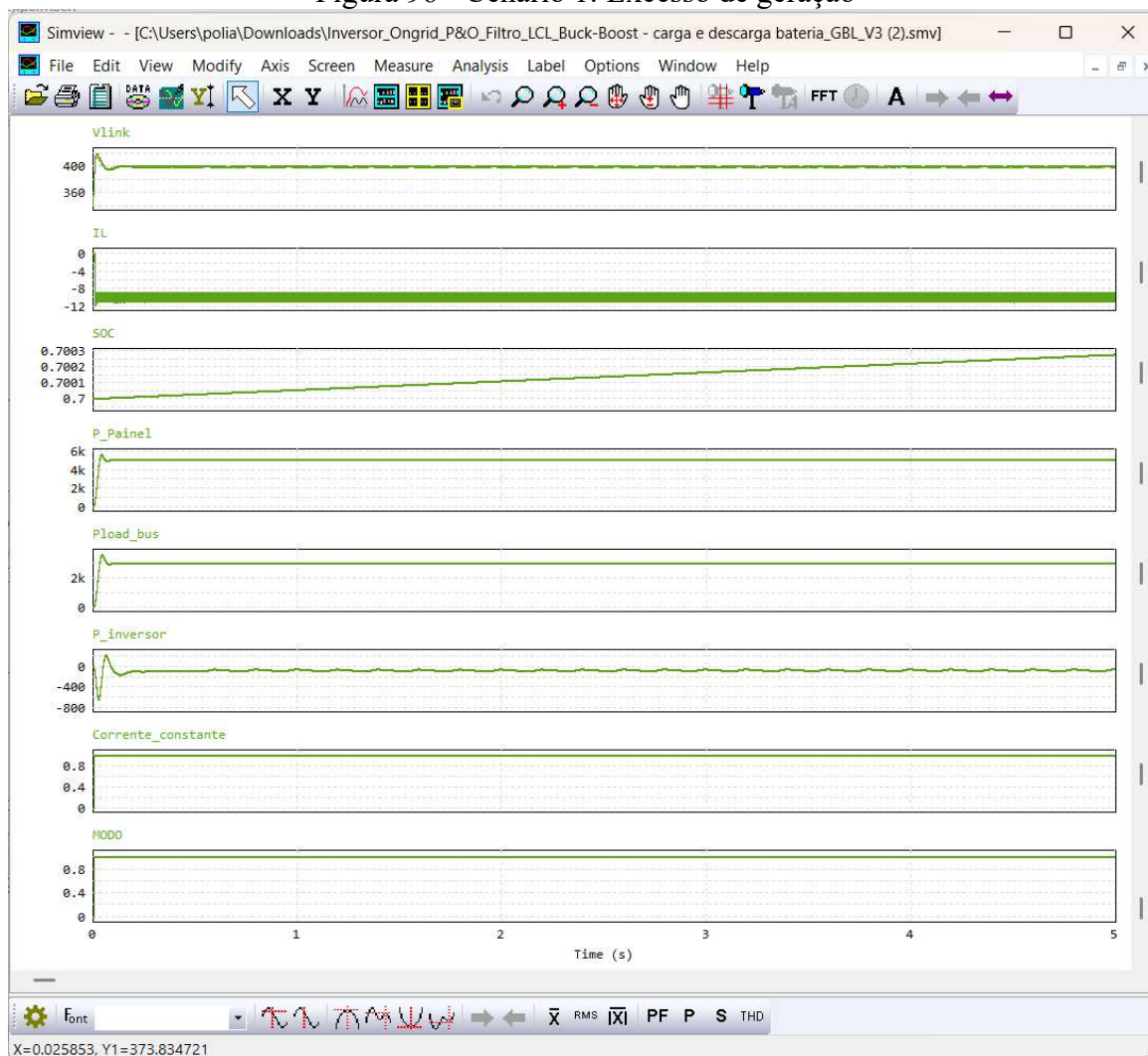
Foram simulados diferentes cenários com o objetivo de avaliar o funcionamento do sistema fotovoltaico completo integrado ao sistema de armazenamento de energia por baterias, analisando o comportamento dinâmico do sistema diante de diferentes condições de geração e consumo de potência.

Em cada cenário foram monitoradas as principais variáveis do sistema, sendo elas: a tensão do barramento CC (V_{LINK}), a corrente da bateria (I_L), o estado de carga da bateria (SOC), a potência extraída dos módulos fotovoltaicos ($P_{extraída}$), a potência consumida pela carga CC (P_{load_bus}), a potência entregue pelo inversor à rede elétrica ($P_{inversor}$), o estágio de operação do controle da bateria por meio da variável *Corrente_constante* e o modo de operação do sistema indicado pela variável *MOD0*.

No cenário 1, Figura 96, correspondente à condição de excesso de geração fotovoltaica foi considerada irradiância de 1000 W/m², representando operação da potência máxima do sistema fotovoltaico, associada a uma carga CC de 3000W. O estado inicial de carga da bateria

foi definido em 70%. Nessa condição, o excedente de potência disponível é utilizado para o carregamento da bateria em modo de corrente constante, identificado pela variável *corrente_constante* = 1. A variável *MOD0* = 1 indica que o sistema está no modo de carga da bateria. Observa-se, portanto, o correto funcionamento da estratégia de gerenciamento energético, que prioriza o armazenamento do excedente de geração fotovoltaica disponível.

Figura 96 - Cenário 1: Excesso de geração

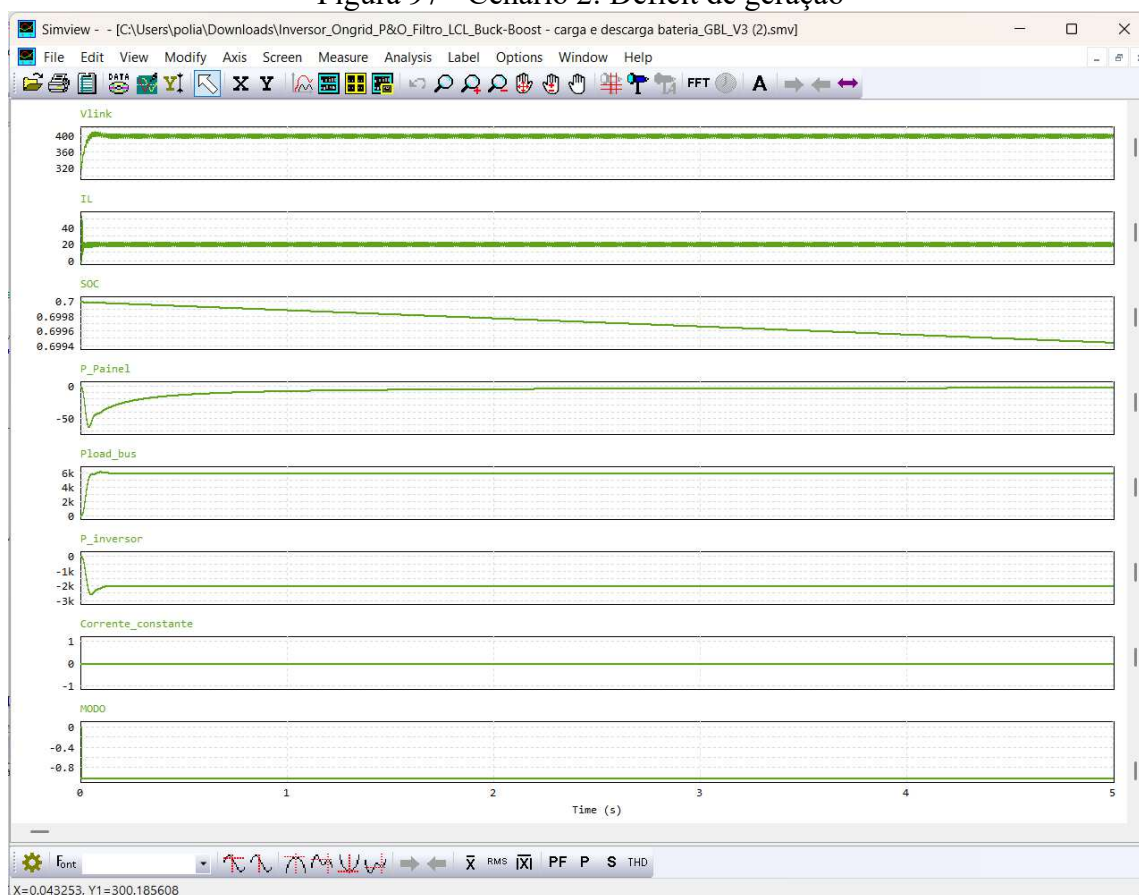


Fonte - Própria autora

No cenário 2, Figura 97, correspondente à condição de déficit de geração fotovoltaica, a irradiância foi reduzida para 0 W/m², representando ausência de geração solar, como em períodos noturnos ou condições severas de sombreamento. Nessa situação, foi considerada uma carga CC ativa de 6000 W e estado inicial de carga da bateria igual a 70%. Nessa circunstância a bateria passa a operar no modo de descarga, fornecendo potência para auxiliar no suprimento

da carga, com corrente de referência ajustada dinamicamente pelo sistema de controle. Caso necessário, o inversor conectado à rede complementa o fornecimento de potência, mantendo a tensão do barramento CC regulada em aproximadamente 400 V ao longo da operação do sistema. A variável $MODO = -1$ indica que o sistema está no modo de descarga da bateria.

Figura 97 - Cenário 2: Déficit de geração



Fonte - Própria autora

No cenário 3, Figura 98, o sistema foi submetido à condição inicial de baixa disponibilidade energética, considerando irradiância inicial igual a 0 W/m² e estado de carga inicial da bateria (SOC) igual a 0,20, correspondente ao limite mínimo de operação definido para proteção do sistema de armazenamento. A carga em corrente contínua foi inicialmente mantida em 3000 W e elevada para 6000 W no instante de 4 s, enquanto a irradiância foi aumentada para 1000 W/m² no instante de 3 s.

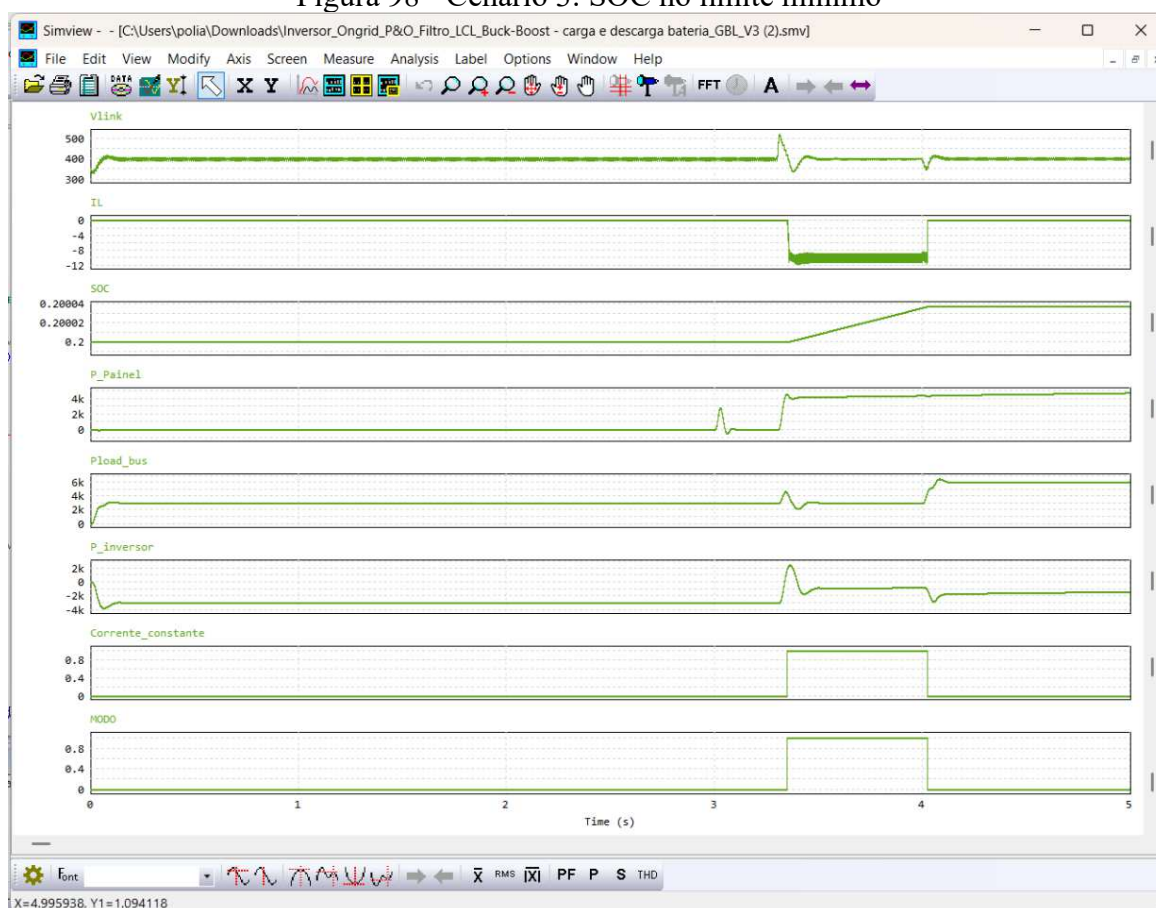
Nos instantes iniciais da simulação, devido à ausência de geração fotovoltaica e à restrição imposta pelo limite mínimo de SOC, o banco de baterias permaneceu sem fornecer potência ao barramento CC, evitando aprofundamento da descarga. Após o aumento da

irradiância, observou-se o início da geração fotovoltaica e, quando a potência produzida passou a exceder a potência demandada pela carga, ocorreu o carregamento do banco de baterias.

Entretanto, com o aumento da carga para 6000 W no instante de 4 s, a potência gerada pelo sistema fotovoltaico passou a ser integralmente destinada ao atendimento da demanda da carga, eliminando o excedente energético disponível para armazenamento. Como consequência, o processo de carregamento foi interrompido e o banco de baterias permaneceu em condição de espera, sem realizar carga ou descarga.

Esse comportamento evidencia que a estratégia de gerenciamento energético implementada respeita as restrições operacionais do sistema de armazenamento, priorizando a proteção do banco de baterias em condições de baixo estado de carga e utilizando o excedente fotovoltaico apenas quando disponível para recarga.

Figura 98 - Cenário 3: SOC no limite mínimo



Fonte - Própria autora

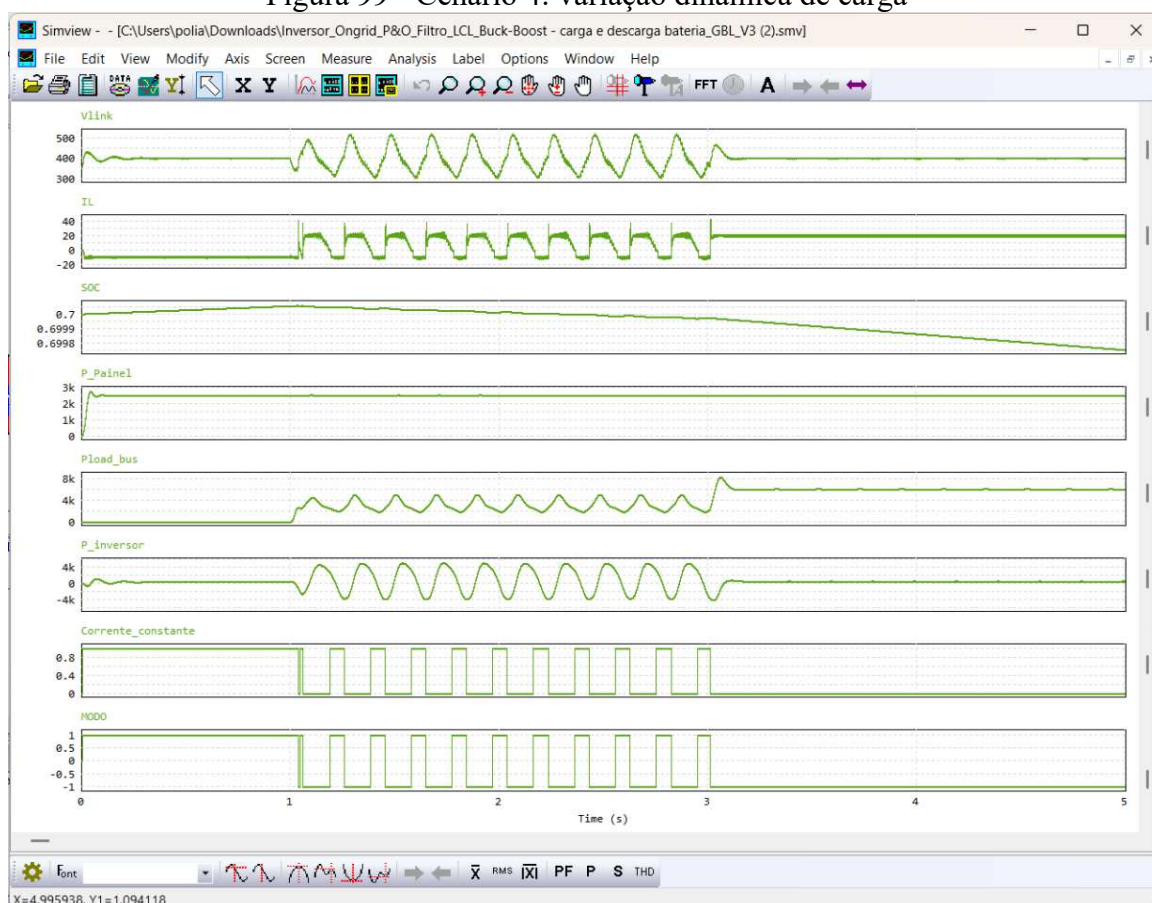
No cenário 4, Figura 99, foi avaliado o comportamento dinâmico do sistema frente a variações bruscas de carga no barramento CC, considerando operação com geração fotovoltaica

parcial. Para essa condição, a irradiância foi mantida em 500 W/m^2 e o estado inicial de carga da bateria definido em 70%.

As variações de carga foram implementadas por meio das chaves temporizadas presentes no esquemático do sistema, realizando a conexão das resistências equivalentes a 3000 W nos instantes de 1s e 2s da simulação.

Antes da conexão da carga havia excedente de geração e a bateria estava sendo carregada. Após a conexão a bateria passa a fornecer energia para o sistema contribuindo com a alimentação da carga. A variável $MODO = 1$ indica o momento em que a bateria está sendo carregada e $MODO = -1$ o momento em que está sendo descarregada. Observa-se que a transição entre os modos ocorre automaticamente em função das condições energéticas do sistema e da estratégia de gerenciamento implementada.

Figura 99 - Cenário 4: variação dinâmica de carga



Fonte - Própria autora

No cenário 5, apresentado na Figura 100, foi avaliada a operação do sistema em uma condição de elevada geração fotovoltaica, com o banco de baterias próximo da condição de plena carga. Para essa situação, a irradiância foi mantida em 1000 W/m^2 durante toda a

simulação. A carga total de 6000 W foi inicialmente mantida desconectada, sendo conectada ao sistema no instante de 3 s e novamente retirada em 3,5 s. O estado inicial de carga da bateria (SOC) foi definido em 0,9499, valor ligeiramente inferior ao limite de 0,95 estabelecido na estratégia de gerenciamento energético.

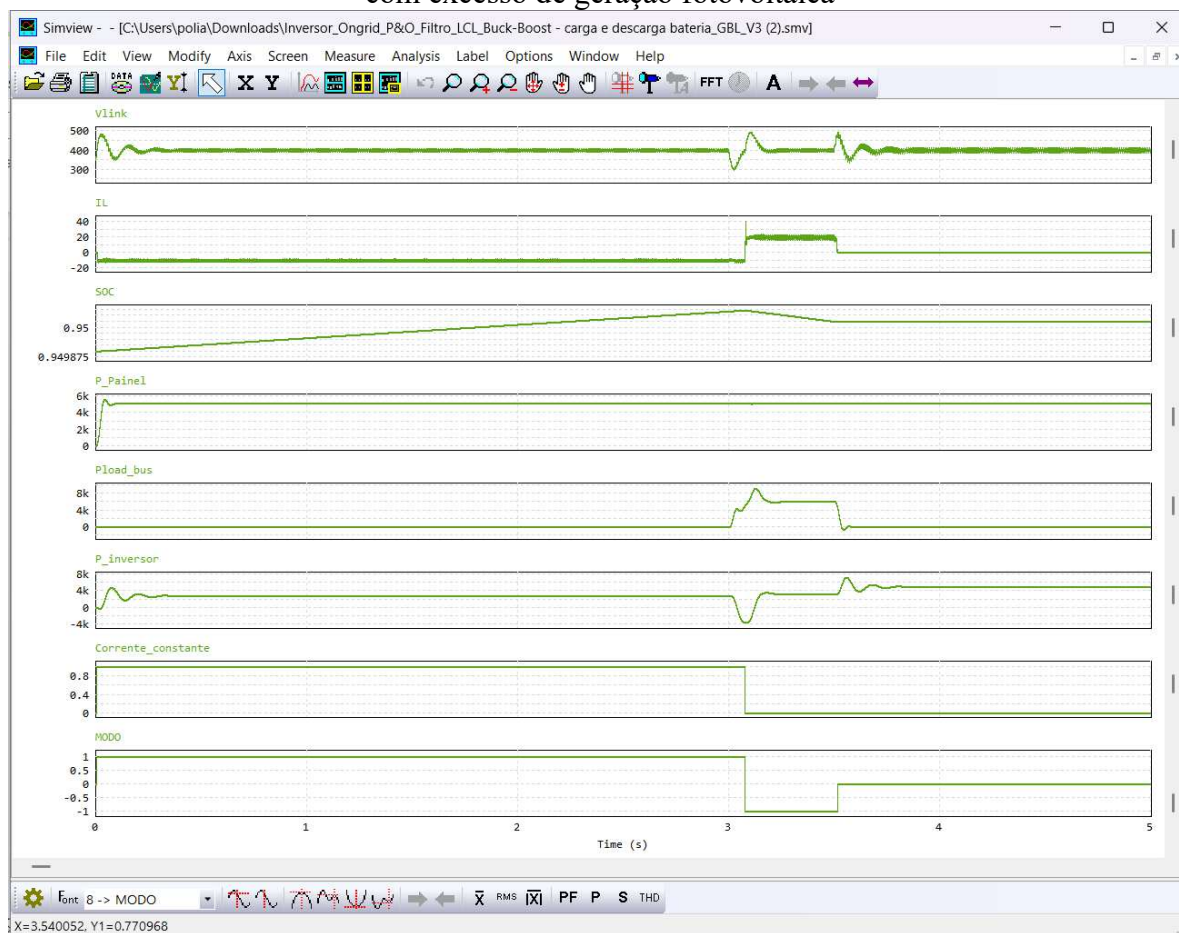
No início da simulação, com a carga desconectada e elevada disponibilidade de potência fotovoltaica, existe excedente de geração em relação à demanda. Como o SOC inicial é inferior a 0,95, a condição para o início de um ciclo de carregamento é satisfeita e a bateria passa a absorver o excedente de potência fotovoltaica. Durante esse processo, o SOC aumenta e ultrapassa o valor de 0,95. Entretanto, conforme a lógica de operação adotada, o atingimento desse limite não interrompe o ciclo de carregamento em andamento, permitindo que a bateria continue carregando.

No instante de 3 s, a carga de 6000 W é conectada ao sistema, alterando o balanço de potência entre a geração fotovoltaica e a demanda. Como a potência fotovoltaica disponível não é suficiente para atender integralmente à carga, o carregamento da bateria é interrompido e o banco passa a operar em modo de descarga, fornecendo a potência complementar necessária ao atendimento da demanda.

Em 3,5 s, a carga de 6000 W é novamente retirada, restabelecendo o excedente de geração fotovoltaica. Nesse instante, entretanto, o SOC da bateria encontra-se superior a 0,95. Assim, embora exista novamente excedente de potência disponível, a condição para o início de um novo ciclo de carregamento não é satisfeita. Consequentemente, a bateria permanece em repouso, não iniciando um novo ciclo de carga, enquanto o excedente de geração é direcionado conforme a estratégia de gerenciamento energético do sistema.

O comportamento observado demonstra a atuação da lógica de histerese associada ao SOC: o valor de 0,95 não interrompe um ciclo de carregamento já iniciado, mas estabelece a condição para permitir ou bloquear o início de um novo ciclo de carga. Dessa forma, o sistema evita o acionamento repetitivo do carregamento quando o banco de baterias já se encontra próximo da condição de plena carga.

Figura 100 - Cenário 5: Operação da bateria próxima de 95% de SOC com excesso de geração fotovoltaica



Fonte - Própria autora

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A crescente inserção de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica tem contribuído significativamente para a diversificação da matriz energética e para a ampliação da participação das fontes renováveis na geração de energia elétrica. Entretanto, a utilização crescente de conversores eletrônicos de potência impõe desafios relacionados à qualidade da energia elétrica, especialmente quanto à presença de distorções harmônicas e à necessidade de estratégias adequadas de controle e gerenciamento de energia.

Neste contexto, este trabalho apresentou o desenvolvimento, modelagem, controle e análise de um sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica, contemplando a mitigação de distorções harmônicas por meio de filtros passivos e a integração de um sistema de armazenamento de energia baseado em baterias. O estudo foi conduzido por meio de simulações computacionais no software PSIM, permitindo a avaliação do comportamento dinâmico do sistema sob diferentes condições de operação.

Inicialmente, foi realizada a modelagem dos módulos fotovoltaicos e do conversor CC-CC Boost responsável pela extração da máxima potência disponível nos painéis solares. Em seguida, foi desenvolvido o estágio inversor Full-Bridge conectado à rede elétrica, responsável pela conversão da energia em corrente contínua para corrente alternada e pela injeção de potência ativa na rede. Para ambos os conversores foram obtidos modelos matemáticos por meio da técnica de espaço de estados médio, possibilitando o projeto das malhas de controle e a análise da estabilidade do sistema.

Na etapa de mitigação de harmônicas, foram estudadas e comparadas as topologias de filtros L, LC e LCL aplicadas à saída do inversor. Os resultados obtidos demonstraram que, para as condições de simulação consideradas com uma rede ideal, os filtros passivos contribuem significativamente para a redução das componentes harmônicas presentes na corrente injetada na rede elétrica. Entre as topologias avaliadas, o filtro LCL apresentou o melhor desempenho em termos de atenuação harmônica, proporcionando menores níveis de Distorção Harmônica Total de Corrente (DHTi) quando comparado aos filtros L e LC. Em razão desse desempenho superior, o filtro LCL foi adotado na etapa final de integração do sistema completo.

Também foi desenvolvido um sistema de armazenamento de energia utilizando baterias conectadas ao barramento CC por meio de um conversor Buck-Boost bidirecional. A estratégia de controle implementada permitiu a operação em diferentes modos de funcionamento, realizando o carregamento da bateria em situações de excedente de geração fotovoltaica e a descarga quando a potência gerada se mostrava insuficiente para atender à demanda da carga. Os cenários simulados demonstraram a capacidade do sistema em gerenciar adequadamente o

fluxo de potência, contribuindo para a estabilidade da tensão do barramento CC e para o melhor aproveitamento da energia produzida pelo sistema fotovoltaico.

As simulações realizadas para diferentes condições de irradiância, temperatura, carga e estado de carga da bateria permitiram verificar o comportamento do sistema em situações representativas da operação real. Os resultados evidenciaram a atuação adequada das malhas de controle, mantendo a tensão do elo CC regulada, garantindo o sincronismo entre a corrente injetada e a tensão da rede elétrica e proporcionando respostas estáveis diante das perturbações aplicadas.

Dessa forma, os resultados obtidos demonstram que a associação entre técnicas adequadas de controle, filtragem harmônica e armazenamento de energia contribui para a melhoria da qualidade da energia elétrica, para o aumento da estabilidade operacional e para a elevação da eficiência de sistemas fotovoltaicos conectados à rede. Além disso, o trabalho evidencia o potencial dos sistemas de armazenamento para ampliar o aproveitamento da energia gerada, reduzir desperdícios energéticos e aumentar a flexibilidade operacional do sistema.

Ressalta-se que todas as simulações realizadas neste trabalho consideraram uma impedância de rede fixa, representativa de uma condição nominal de operação. Assim, os resultados obtidos para as topologias de filtros, as estratégias de controle e os indicadores de qualidade da energia são válidos para as condições adotadas no modelo, não devendo ser generalizados para redes com diferentes características de impedância, como redes fracas, sem análises complementares.

Como sugestões para trabalhos futuros, recomenda-se a implementação experimental do sistema proposto em bancada para validação dos resultados obtidos por simulação, a avaliação de estratégias avançadas de controle para o conversor bidirecional, o estudo de diferentes tecnologias de armazenamento de energia e a análise do comportamento do sistema sob condições mais severas de distúrbios na rede elétrica. Adicionalmente, recomenda-se investigar o desempenho do sistema em cenários de redes fracas, considerando diferentes valores de impedância da rede elétrica, de modo a avaliar os impactos sobre a estabilidade do conversor, o desempenho do filtro LCL e a qualidade da corrente injetada na rede. Também podem ser investigadas técnicas ativas de mitigação harmônica e estratégias de gerenciamento energético visando ampliar o desempenho e a confiabilidade de sistemas fotovoltaicos conectados à rede.

REFERÊNCIAS

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL). Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional - PRODIST. Módulo 8: Qualidade da Energia Elétrica. Brasília, 2021.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (ANEEL). Resolução Normativa nº 1.000, de 7 de dezembro de 2021. Brasília, DF, 2021. Disponível em: <https://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren20211000.pdf>. Acesso em: jan. 2025.

AHMED, Ashfaq. Eletrônica de potência. São Paulo: Prentice Hall, 2000.

ALBUQUERQUE, L. O.; SILVA, T. V. P.; BARBOSA, C. F. O.; MACÊDO, W. N.; PINHO, J. T.; GALHARDO, M. A. B. Avaliação da qualidade da energia elétrica na interconexão de microrredes isoladas experimentais. Revista Brasileira de Energia Solar, v. 12, n. 1, p. 39-48, 2021. <https://doi.org/10.59627/rbens.2021v12i1.336>

ALTAIR ENGINEERING. Tutorial - Lithium-Ion Battery Model. 2023. Disponível em: Altair PSIM Tutorial - Lithium-Ion Battery Model. Acesso em: 25 jul. 2025 https://doi.org/10.1007/978-981-19-7059-7_3

ALTAIR ENGINEERING INC. Altair® PSIM™ User's Guide. Version 2025.1. Troy: Altair Engineering Inc., jun. 2025.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. ABNT NBR 16149: Sistemas fotovoltaicos (FV) - Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição. Rio de Janeiro: ABNT, 2013.

BALDASSI, Mariana Maiyumi Hirakawa. Controle de conversor CC-CC multifásico bidirecional em corrente não isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos leves. 2015. 96 f. Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica) - Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2015.

BARBI, Ivo. Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados. Florianópolis: Edição do Autor, 2015.

BRANDÃO, D. I.; POMILIO, J. A.; MARAFÃO, F. P.; ALONSO, A. M. S. Validação experimental de uma microrrede com controle centralizado e despachável. Eletrônica de Potência, v. 23, n. 3, p. 281-291, 2018. <https://doi.org/10.18618/REP.2018.3.2779>

BRITO, M. A. G.; et al. Sliding Mode Control for Single-Phase Grid-Connected Voltage Source Inverter with L and LCL Filters. Eng, v. 4, n. 1, p. 301-316, 2023. DOI: 10.3390/eng4010018. <https://doi.org/10.3390/eng4010018>

BURGER, B. Verhalten netzgekoppelter Photovoltaikanlagen hinsichtlich Oberschwingungen und Netzqualität. Freiburg: Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems, 2006.

BURGER, Bruno; RÜTHER, Ricardo. Inverter sizing of grid-connected photovoltaic systems in the light of local solar resource distribution characteristics and temperature. *Solar Energy*, v. 80, n. 1, p. 32-45, 2006. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2005.08.012>

ELECTRICAL ACADEMIA. Maximum Power Point Tracking (MPPT) Charge Controller Working Principle. Disponível em: <https://electricalacademia.com/renewable-energy/maximum-power-point-tracking-mppt-charge-controller-working-principle/>. Acesso em: 19 maio 2026.

GUEDES, Tatiana Pontual. Análise comparativa de estruturas de conexão com a rede elétrica em sistemas fotovoltaicos. João Pessoa, 2019.

IEC - INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Microgrids for disaster preparedness and recovery. Genebra, 2014.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS (IEEE). IEEE Std 519-2022: IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems. Revision of IEEE Std 519-2014. New York: IEEE, 2022.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. IEEE Std 1547-2018: IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces. New York: IEEE, 2018.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. IEEE Std 519-2022: IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. New York: IEEE, 2022.

JUNIOR, M. E. T. S.; FREITAS, L. C. G. Microrredes: estado da arte, desafios e tendências para geração, distribuição e uso sustentável de energia elétrica. *Brazilian Applied Science Review*, Curitiba, v. 4, n. 6, p. 3888-3906, 2020. <https://doi.org/10.34115/basrv4n6-045>

JUNIOR, U. C. P.; ALBUQUERQUE, L. O.; BARBOSA, C. F. O.; VERÍSSIMO, J. P. A.; PINHO, J. T.; GALHARDO, M. A. B. Qualidade do suprimento de energia elétrica no Laboratório de Sistemas Híbridos e Microrredes do GEDAE/UFGA. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ENERGIA SOLAR (CBENS), 7., 2018, Gramado. Anais [...]. Gramado, 2018. <https://doi.org/10.59627/cbens.2018.221>

MORAIS, D. C. Retificador trifásico boost semicontrolado com elevado fator de potência e controle por razão cíclica variável. 2018. Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual Paulista "Júlio de Mesquita Filho", Ilha Solteira, 2018.

NISE, Norman S. Engenharia de sistemas de controle. 6. ed. São Paulo: GEN, 2013.

OGATA, Katsuhiko. Engenharia de controle moderno. 5. ed. São Paulo: Pearson Education, 2010.

OLIVEIRA, Ricardo de. Modelos de geração fotovoltaica e avaliação da influência nos índices de confiabilidade de sistemas de distribuição. 2019. Dissertação (Mestrado) - COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2019.

RESENDE, S. S.; DAMIÃO, J. C.; SANTOS, P. C.; OLIVEIRA, T. L.; SANTOS, I.; PIRES, L. P. Comparação dos filtros L, LC e LCL para mitigação de distorções harmônicas produzidas por inversores de geração distribuída fotovoltaica. In: CONFERÊNCIA DE ESTUDOS EM ENGENHARIA ELÉTRICA (CEEL), 22., 2024, Uberlândia. Anais [...]. Uberlândia, 2024.

ROMÃO, A. A.; SILVA, N. Damping Techniques for Grid-Connected Converters with LCL Filter: An Overview. Semina: Ciências Exatas e Tecnológicas, Londrina, v. 42, n. 2, p. 227-241, 2021. DOI: 10.5433/1679-0375.2021v42n2p227. <https://doi.org/10.5433/1679-0375.2021v42n2p227>

ROSA, Caroline de Oliveira Costa Souza. Estudo de complementaridade entre as energias hidrelétrica, eólica e fotovoltaica nas regiões Sudeste e Centro-Oeste. 2019. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal Fluminense, Volta Redonda, 2019.

SEGUEL, Julio Igor López. Projeto de um sistema fotovoltaico autônomo de suprimento de energia usando a técnica MPPT e controle digital. 2009. 222 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2009.

SILVA, J. N.; et al. Notch-Filter-Based Control Strategy to Extend Stability Limits of LCL-Filtered Grid-Connected Inverters. Revista Eletrônica de Potência, 2026. <https://doi.org/10.18618/REP.e202615>

SOARES, Luccas Tadeu Farneses; SOUZA, Arthur Costa de; SANTOS, Cláudio Henrique Gomes dos. Conversor CC/CC bidirecional em corrente aplicado como controlador de carga em sistemas de armazenamento de energia conectados à rede. In: CONGRESSO BRASILEIRO INTERDISCIPLINAR EM CIÊNCIA E TECNOLOGIA (CoBICET), 4., 2023. Anais [...]. 2023. <https://doi.org/10.29327/1298891.4-15>

TEIXEIRA, M.; AOKI, A.; VILA, C. U. Microrredes como ferramenta na melhoria da qualidade da energia elétrica. O Setor Elétrico, 2023. <https://doi.org/10.1109/CBQEE59548.2023.10503986>

TORRES, E. A. Curvas de geração fotovoltaica e análise da complementaridade energética. 2012.

TORRES, Regina Célia. Energia solar fotovoltaica como fonte alternativa de geração de energia elétrica em edificações residenciais. São Carlos: Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2012.

WENK, Marciel. Estudo, modelagem e controle de conversor CC-CC bidirecional não isolado baseado na célula de comutação de três estados. 2019. 160 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2019.

ANEXO A – PROGRAMA PARA OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DOS CONVERSORES CC-CC BUCK E BOOST

% Programa para obtencao da funcao de transferencia (FT) do conversor CC-CC Buck
e Boost

% pkg load symbolic % carrega o pacote de operacoes lineares simbolicas

close all % fecha todas as janelas abertas

clear all % limpa todas as variaveis

clc % limpa a tela do workspace

% Declaracao das variaveis simbolicas do problema

syms C L R iL Vc Vs D s

% Modelagem em espaços de estado médio do conversor

% Vetor de estados

x = [iL; Vc];

% Vetor de entrada

u = [Vs];

% % FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA CONVERSOR BUCK

% % Matriz de estado 1 (chave fechada)

% A1 = [sym(0) (-1/L); (1/C) (-1/(R*C))]

%

% % Matriz de entrada 1 (chave fechada)

% B1 = [(1/L); sym(0)]

%

% % Matriz de estado 2 (chave aberta)

% A2 = [sym(0) (-1/L); (1/C) (-1/(R*C))]

```

%
% % Matriz de entrada 2 (chave aberta)
% B2 = [sym(0); sym(0)]
%
% % Matriz identidade
% I = [1 0; 0 1];
%
% % Obtenção do modelo médio das matrizes obtidas
%
% % Matriz de estado média
% A_med = simplify (A1*D + A2*(1-D));
%
% % Matriz de entrada média
% B_med = simplify (B1*D + B2*(1-D));
%
%
% % Extração da função de transferência: modelo para pequenos sinais
%
% % Vetor de entrada
% U = [Vs];
%
% % Vetor de estados
% X = simplify (((-A_med)^(-1))*B_med*U);
%
% % Aplicação do modelo de pequenos sinais
% Gxd = simplify((((s*I - A_med)^(-1))*((A1-A2)*X + (B1 - B2)*U))); % A função de
transferência é dada por Gxd = [GiL_d; Gvc_d]
%
% % Extração da função de transferência desejada
% fprintf ('Função de transferência conversor Buck: \n')
% GiL_d = (Gxd(1, 1)) % função de transferência da corrente no indutor em relação a
razão cíclica (GiL_d)
% Gvc_d = (Gxd(2, 1)) % função de transferência da tensão no capacitor em relação a
razão cíclica (Gvc_d)

```

```
%
%
% % Mostrar no workspace a função obtida de forma "amigável"
% % fprintf ('Função de transferência conversor Buck \n\n')
% % pretty(GiL_d)
% % pretty(Gvc_d)
% % _____
```

```
% FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA CONVERSOR BOOST
```

```
% Matriz de estado 1 (chave fechada)
```

```
A1 = [sym(0) sym(0); sym(0) (-1/(R*C))]
```

```
% Matriz de entrada 1 (chave fechada)
```

```
B1 = [(1/L); sym(0)]
```

```
% Matriz de estado 2 (chave aberta)
```

```
A2 = [sym(0) (-1/L); (1/C) (-1/(R*C))]
```

```
% Matriz de entrada 2 (chave aberta)
```

```
B2 = [(1/L); sym(0)]
```

```
% Matriz identidade
```

```
I = [1 0; 0 1];
```

```
% Obtenção do modelo médio das matrizes obtidas
```

```
% Matriz de estado média
```

```
A_med = simplify (A1*D + A2*(1-D));
```

```

% Matriz de entrada média
B_med = simplify (B1*D + B2*(1-D));

% Extração da função de transferência: modelo para pequenos sinais

% Vetor de entrada
U = [Vs];

% Vetor de estados
X = simplify (((-A_med)^(-1))*B_med*U);

% Aplicação do modelo de pequenos sinais
Gxd = simplify(((s*I - A_med)^(-1))*((A1-A2)*X + (B1 - B2)*U)); % A função de
transferência é dada por Gxd = [GiL_d; Gvc_d]

% Extração da função de transferência desejada
fprintf ('Função de transferência conversor Boost: \n')
GiL_d = (Gxd(1, 1)) % função de transferência da corrente no indutor em relação a
razão cíclica (GiL_d)
Gvc_d = (Gxd(2, 1)) % função de transferência da tensão no capacitor em relação a
razão cíclica (Gvc_d)

% % Mostrar no workspace a função obtida de forma "amigável"
% fprintf ('Função de transferência conversor Boost \n\n')
% pretty(GiL_d)
% pretty(Gvc_d)

```

ANEXO B – PROGRAMA PARA ANÁLISE DE RESPOSTA DO CONVERSOR CC-CC BUCK E IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLES PID

% Programa para análise de resposta do conversor CC-CC Buck e implementação dos controles PID

% pkg load control % carrega o pacote de controle

close all % fecha todas as janelas abertas

clear all % limpa todas as variáveis

clc % limpa a tela do workspace

Vcc = 400;

Vbat = 227;

Vs = Vcc; % Definição da tensão de entrada (barramento CC) para o Buck

C = 5.52e-6; % Definição do valor da capacitância

RL = 100e-3; % Definição do valor da resistência do indutor

R = 80; % Definição do valor da carga que está sendo alimentada (no caso as baterias estão como carga)

L = 2.45e-3; % Definição do valor de indutância

s = tf('s'); % "s" passa a designar a variável da função de transferência

% Função de transferência do conversor Buck obtida via modelagem de espaço de estados médio

% Modo carga - método tensão/corrente constante

fprintf('Funções de transferência conversor Buck \n')

Gvc_d = (R*Vs)/(C*L*R*s^2 + L*s + R)

GiL_d = (Vs*(C*R*s + 1))/(C*L*R*s^2 + L*s + R)


```

pole(Gvc_d); % apresenta os polos da função Gvc_d
pole(GiL_d); % apresenta os polos da função GiL_d

% %Análise da resposta em frequência e ao degrau unitário Gvc_d
% figure (1)
% bode(Gvc_d) % apresenta os diagrama de Bode da função Gvc_d
% margin(Gvc_d)
% %
% figure (2)
% rlocus(Gvc_d) % apresenta o lugar geométrico das raízes da função Gvc_d
% %
% figure (3)
% step (Gvc_d, 1) % apresenta a resposta em malha aberta ao degrau na razão cíclica
do conversor

%Análise da resposta em frequência e ao degrau unitário GiL_d
figure (1)
bode(GiL_d) % apresenta os diagrama de Bode da função GiL_d
margin(GiL_d)
%
figure (2)
rlocus(GiL_d) % apresenta o lugar geométrico das raízes da função GiL_d
%
figure (3)
step (GiL_d, 1) % apresenta a resposta em malha aberta ao degrau na razão cíclica do
conversor

```

```

% % Implementação do PI GiL_d
% Ganho = 1;          % Ganho para alterar a velocidade da resposta
% Polo_na_origem = 1/s % Elimina o erro de regime permanente
%
% PI = Ganho*Polo_na_origem
%
% % Obtenção da resposta em malha aberta
% G_malha_aberta = (PI*GiL_d);
%
% % % Obtenção da resposta em malha fechada
% G_malha_fechada = (PI*GiL_d)/(1 + (PI*GiL_d));
% % % G_malha_fechada = (PI*Gvc_d)/(1 + (PI*Gvc_d)) % o denominador fica 1 +
(PI*Gvc_d) (sinal *mais* devido a realimentação negativa)
%
% figure (1)
% bode(G_malha_aberta) % Apresenta os diagramas de Bode da função GiL_d
% margin(G_malha_aberta)
%
% figure (2)
% step(G_malha_fechada, 0.2) % Apresenta a resposta em malha fechada ao degrau na
razão cíclica do conversor

```

```

% % Implementação do PID Gvc_d Buck
% fs = 20000*2*pi; % frequência de chaveamento
de Hz para rad/s
% Polo_na_origem = 1/s; % elimina o erro de regime
permanente

```

```

% Polo_real_freq_chaveamento = 1/(s + (fs/10));           % atua como filtro
para altas frequências

% Zeros_complexos_nos_polos = (1.082e-06*s^2 + 0.00245*s + 80)/1.082e-06 ;   %
modifica o sistema para ordem 1 (obtido dos polos de Gvc_d normalizado)

% Ganho = 0.00012

%

% fprintf('PID Gvc_d Buck \n')

%                               PID                               =
(Ganho)*(Polo_na_origem)*(Polo_real_freq_chaveamento)*(Zeros_complexos_nos_polos)

%

% % Obtenção da resposta em malha aberta
% G_malha_aberta = (PID*Gvc_d);

%

% % Obtenção da resposta em malha fechada
% G_malha_fechada = (PID*Gvc_d)/(1 + (PID*Gvc_d));

%

% % Análise da resposta no domínio do tempo e da frequência
% figure (1)
% bode(G_malha_aberta) % Apresenta os diagramas de Bode da função Gvc_d
% margin(G_malha_aberta)

%

% figure (2)
% step(G_malha_fechada, 0.2) % Apresenta a resposta em malha fechada ao degrau na
razão cíclica do conversor

% % Implementação do PID GiL_d Buck

% fs = 20000*2*pi;           % frequência de chaveamento de
Hz para rad/s

% Polo_na_origem = 1/s;           % elimina o erro de regime
permanente

% Polo_real_freq_chaveamento = 1/(s + (fs/10));           % atua como filtro
para altas frequências

% Zeros_complexos_nos_polos = (1.082e-06*s^2 + 0.00245*s + 80)/1.082e-06;   %
modifica o sistema para ordem 1 (obtido dos polos de GiL_d normalizado)

```

```
% Ganho = 0.005

%

% fprintf('PID GiL_d Buck \n')

%                               PID                               =

(Ganho)*(Polo_na_origem)*(Polo_real_freq_chaveamento)*(Zeros_complexos_nos_polos)

% PI = 0.01 * (1 + s*0.001) / (s*0.001) % PI = k * (1 + sT) / (sT)

%

% % Obtenção da resposta em malha aberta

% % G_malha_aberta = (PID*GiL_d);

% G_malha_aberta = (PI*GiL_d);

%

% % Obtenção da resposta em malha fechada

% % G_malha_fechada = (PID*GiL_d)/(1 + (PID*GiL_d));

% G_malha_fechada = (PI*GiL_d)/(1 + (PI*GiL_d));

%

% % Análise da resposta no domínio do tempo e da frequência

% figure (1)

% bode(G_malha_aberta) % Apresenta os diagramas de Bode da função GiL_d

% margin(G_malha_aberta)

%

% figure (2)

% step(G_malha_fechada, 0.2) % Apresenta a resposta em malha fechada ao degrau na
razão cíclica do conversor
```

ANEXO C – PROGRAMA PARA ANÁLISE DE RESPOSTA DO CONVERSOR CC-CC BOOST E IMPLEMENTAÇÃO DOS CONTROLES PID

% Programa para análise de resposta do conversor CC-CC Boost e implementação dos controles PID

close all % fecha todas as janelas abertas

clear all % limpa todas as variáveis

clc % limpa a tela do workspace

Vcc = 400;

Vbat = 227;

Vs = Vbat; % Definição da tensão de entrada (bateria) para o Boost

C = 5.52e-6; % Definição do valor da capacitância

RL = 100e-3; % Definição do valor da resistência do indutor

R = 80; % Definição do valor da carga que está sendo alimentada (no caso as baterias estão como carga)

L = 2.45e-3; % Definição do valor de indutância

D = (Vcc - Vbat)/Vcc; % D = (Vo-Vs)/Vo; % Razão cíclica Conversor Boost

s = tf('s'); % "s" passa a designar a variável da função de transferência

% % Função de transferência do conversor Boost obtida via modelagem de espaço de estados médio

% Modo descarga - apenas controle da tensão

```

fprintf('Função de transferência conversor Boost \n')
Gvc_d = (Vs*(R*D^2 - 2*R*D + R - L*s))/((D - 1)^2*(C*L*R*s^2 + L*s + R - 2*R*D
+ R*D^2))
% % GiL_d = -(Vs*(C*R*s + 2))/((D - 1)*(C*L*R*s^2 + L*s + R - 2*R*D + R*D^2))

% pole(Gvc_d); % apresenta os polos da função Gvc_d
% pole(GiL_d); % apresenta os polos da função GiL_d


% Análise da resposta em frequência e ao degrau unitário
figure (1)
bode(Gvc_d) % apresenta os diagrama de Bode da função Gvc_d
margin(Gvc_d)
%
figure (2)
rlocus(Gvc_d) % apresenta o lugar geométrico das raízes da função Gvc_d
%
figure (3)
step (Gvc_d, 1) % apresenta a resposta em malha aberta ao degrau na razão cíclica do
conversor


% % Implementação do PI
% Ganho = 1; % Ganho para alterar a velocidade da resposta
% Polo_na_origem = 1/s % Elimina o erro de regime permanente
%
% PI = Ganho*Polo_na_origem
%
% % Obtenção da resposta em malha aberta

```

```

% G_malha_aberta = (PI*Gvc_d);
%
% % % Obtenção da resposta em malha fechada
% % G_malha_fechada = (PI*GiL_d)/(1 + (PI*GiL_d));
% G_malha_fechada = (PI*Gvc_d)/(1 + (PI*Gvc_d)) % o denominador fica 1 +
(PI*Gvc_d) (sinal *mais* devido a realimentação negativa)
%
% figure (1)
% bode(G_malha_aberta) % Apresenta os diagramas de Bode da função Gvc_d
% margin(G_malha_aberta)
%
% figure (2)
% step(G_malha_fechada, 0.2) % Apresenta a resposta em malha fechada ao degrau na
razão cíclica do conversor

% % Implementação do PID Gvc_d Boost
% fs = 20000*2*3.1416; % frequência de chaveamento
de Hz para rad/s
% Polo_na_origem = 1/s; % elimina o erro de regime
permanente
% Polo_real_freq_chaveamento = 1/(s + (fs/10)); % atua como
filtro para altas frequências
% Zeros_complexos_nos_polos = (3.484e-07*s^2 + 0.000789*s + 8.298)/3.484e-07;
% modifica o sistema para ordem 1 (obtido dos polos de Gvc_d normalizado)
% Ganho = 0.00001
%
% fprintf('PID Gvc_d Boost \n')
%
% PID =
(Ganho)*(Polo_na_origem)*(Polo_real_freq_chaveamento)*(Zeros_complexos_nos_polos)
%
% % Obtenção da resposta em malha aberta
% G_malha_aberta = (PID*Gvc_d);
%
```

```
% % Obtenção da resposta em malha fechada
%  $G_{\text{malha\_fechada}} = (PID * G_{vc\_d}) / (1 + (PID * G_{vc\_d}))$ ;
%
% % Análise da resposta no domínio do tempo e da frequência
% figure (1)
% bode( $G_{\text{malha\_aberta}}$ ) % Apresenta os diagramas de Bode da função  $G_{vc\_d}$ 
% margin( $G_{\text{malha\_aberta}}$ )
%
% figure (2)
% step( $G_{\text{malha\_fechada}}$ , 0.2) % Apresenta a resposta em malha fechada ao degrau na
razão cíclica do conversor
%
```


ANEXO D – PROGRAMA PARA ANÁLISE DE RESPOSTA DO CONVERSOR CC- CC BOOST ON-GRID EM MALHA FECAHADA

% Programa para analise de resposta do conversor CC-CC Boost on-grid em malha fechada

close all % Fecha todas as janelas abertas

clear all % Limpa todas as variaveis

clc % Limpa a tela do workspace

% Variaveis constituintes da planta Gvc_D (s)

Vbar = 400; % Tensao regulada do barramento CC

Vpv = 294,4; % Tensao de maxima potencia nas CPT

Parray = 5120; % Potencia maxima da array nas CPT

Rpv = ((Vpv^2))/Parray; % Resistencia representativa da array

D = 1 - (Vpv/Vbar); % Razao ciclica do conversor Boost

Lb = 3.194213e-3; % Indutancia do conversor Boost

Cb = 1.5669792e-3; % Capacitancia do conversor Boost

Rlb = 200e-3; % Resistencia do enrolamento do indutor

Rsw = 0; % Resistencia de caminho direto da chave

% Definicao de operacao no dominio de "s"

s = tf('s');

% Funcao da planta obtida da modelagem de espaco de estados medios

Gvc_D = - (Rpv*Vbar)/(Rpv + (Lb*s + Rlb)*(Cb*Rpv*s + 1))

% Obtencao dos polos da planta

pole (Gvc_D)

% Implementacao do PID

fs = 20000*2*3.1416; % Frequencia de chaveamento em rad/s

k = 0.15; % Ganho ()

```

Polo_na_origem = 1/s;                                % Elimina o erro
Polo_real_freq_chaveamento = 1/(s + (fs/10));        % Atua como filtro
Zeros_complexos_nos_polos = (8.45e-05*s^2 + 0.008485*s + 17.08)/(8.45e-05) %
Modifica o sistema para a ordem 1

Ganho = k;                                             % Define a velocidade

PID                                                    =
(Ganho)*(Polo_na_origem)*(Polo_real_freq_chaveamento)*(Zeros_complexos_nos_polos)

% Obtencao da funcao de transferencia em malha aberta
G_malha_aberta = PID*Gvc_D;

% Obtencao da funcao de transferencia em malha fechada (ATENCAO: MODO DE
CONTROLE REVERSO)
G_malha_fechada = (PID*Gvc_D)/(1 - (PID*Gvc_D));

% Analise da resposta no dominio da frequencia e do tempo
figure (1)
bode(G_malha_aberta) % Apresenta os diagramas de Bode da funcao Gvc_D
margin(G_malha_aberta)

figure (2)
step(G_malha_fechada, 0.05) % Apresenta a resposta em malha fechada ao degrau na
razao ciclica

```

ANEXO E – CÓDIGO EM LINGUAGEM C PARA UTILIZAÇÃO NO SIMPLIFIED CBLOCK PARA O CÁLCULO DA MÁXIMA POTÊNCIA UTILIZANDO A TÉCNICA PERTURBE E OBSERVE

```

//Declaração das variáveis da técnica P&O
static float Patual = 0;      // Potência da execução atual
static float Panterior = 0;   // Potência da execução anterior
static float Vatural = 0;     // Tensão atual
static float Vanterior = 0;   // Tensão anterior
static float Iatural = 0;     // Corrente atual
static float Ianterior = 0;   // Corrente anterior
static float incV = 1;        // Incremento de tensão
static float Vref = 285;      // Tensão de referência
static float deltaP = 0;      // Variação de potência
static float deltaV = 0;      // Variação de tensão

//Aquisição de sinais de tensão e corrente
Vatural = x1; // Atualização do valor de tensão
Iatural = x2; // Atualização do valor de corrente

//Cálculo da potência atual
Patual = Vatural*Iatural;

// Cálculo das diferenças de potência e tensão
deltaV = Vatural - Vanterior;
deltaP = Patual - Panterior;

// Tomadas de decisão da técnica P&O
if (deltaP <= 0 && deltaV<=0)

    Vref = Vref + incV;

if (deltaP < 0 && deltaV>0)

    Vref = Vref - incV;

```

```
if (deltaP >= 0 && deltaV<=0)
```

```
    Vref = Vref - incV;
```

```
if (deltaP > 0 && deltaV>0)
```

```
    Vref = Vref + incV;
```

```
// Atualização das variáveis da técnica
```

```
Vanterior = Vactual;
```

```
Panterior = Patual;
```

```
// Liberação da tensão de referência para a saída
```

```
y1 = Vref;
```

ANEXO F – PROGRAMA PARA OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA (FT) DA MALHA INTERNA

%% Programa para obtenção da Função de Transferência (FT) da malha interna do inversor Full-Bridge ongrid

close all % Fecha todas as janelas abertas

clear all % Limpa todas as variáveis

clc % Limpa a tela do workspace

%% Declaração das variáveis simbólicas

syms Lf Rf iL D s Vbar Vrede

%% Entrada da modelagem em Espaço de Estados

% Vetor de estados

$x = [iL];$

% Vetor de entrada

$u = [Vbar; Vrede];$

%% Matrizes do sistema

% Matriz de estado 1

$A1 = [-Rf/Lf];$

% Matriz de entrada 1

$B1 = [1/Lf \ -1/Lf];$

% Matriz de estado 2

$A2 = [-Rf/Lf];$

% Matriz de entrada 2

```

B2 = [-1/Lf -1/Lf];

% Matriz identidade
I = [1];

%% Obtenção do modelo médio

% Matriz de estado média
A_med = simplify(A1*D + A2*(1-D));

% Matriz de entrada média
B_med = simplify(B1*D + B2*(1-D));

%% Extração da função de transferência
%% Modelo para pequenos sinais

% Vetor de entrada
U = [Vbar; Vrede];

% Vetor de estados
X = simplify((-A_med)^(-1))*B_med*U);

% Aplicação do modelo de pequenos sinais
Gxd = simplify(((s*I - A_med)^(-1))*((A1 - A2)*X + (B1 - B2)*U));

% Extração da função de transferência desejada
GiLf_d = Gxd(1,1)

% Mostrar no workspace de forma amigável
pretty(GiLf_d)

```

ANEXO G – PROGRAMA PARA OBTENÇÃO DO COMPENSADOR DE CORRENTE DO CONVERSOR CC-CA FULL-BRIDGE

%% Programa para obtenção do compensador de corrente do conversor CC-CA Full-Bridge Ongrid

```
close all      % Fecha todas as janelas do software abertas
clear all      % Limpa todas as variáveis utilizadas
clc           % Limpa a janela do workspace do Matlab
```

%% Variáveis da Planta de Corrente

```
Lf = 2.5e-3;    % Indutância do indutor de filtro
Rf = 200e-3;    % Resistência dos enrolamentos do indutor
Vbar = 400;     % Tensão do elo CC
```

%% Definição da variável "s" como elemento da função de transferência

```
s = tf('s');
```

%% Função da planta de corrente modelada

```
G_iL_d = 2*Vbar/(Rf + Lf*s)
```

%% Obtenção dos polos da planta

```
pole(G_iL_d)
```

%% Implementação do PI

```
Ganho = 1;      % Ganho ()
Constante_de_tempo = 0.1; % Constante de tempo
Polo_na_origem = 1/s; % Elimina o erro de regime permanente
```

$$PI = (Ganho) * (Polo_na_origem) * (s + 1/Constante_de_tempo)$$

%% Obtenção da função de transferência em malha aberta

$$G_malha_aberta = PI * G_iL_d;$$

%% Obtenção da função de transferência em malha fechada

$$G_malha_fechada = (PI * G_iL_d) / (1 + (PI * G_iL_d));$$

%% Análise da resposta no domínio da frequência e do tempo

figure (1)

bode(G_malha_aberta) % Apresenta os diagramas de Bode da função Gvc_d

margin(G_malha_aberta)

figure (2)

step(G_malha_fechada, 50e-6) % Apresenta a resposta em malha fechada ao degrau na razão cíclica do conversor

ANEXO H – PROGRAMA PARA OBTENÇÃO DO COMPENSADOR DE TENSÃO DO CONVERSOR CC-CA FULL-BRIDGE

% Programa para obtenção do compensador de tensão do conversor CC-CA Full-Bridge
Ongrid

```
close all      % Fecha todas as janelas do software abertas
clear all     % Limpa todas as variáveis utilizadas
clc           % Limpa a janela do workspace do Matlab
```

% Variáveis da Planta

```
Lf = 2.5e-3;      % Indutância do indutor de filtro
Rf = 200e-3;      % Resistência dos enrolamentos do indutor
Vbar = 400;       % Tensão do elo CC
D = 311/400;      % Razão cíclica
Cbar = 1.5e-3;    % Capacitância do capacitor do barramento CC
```

% Definição da variável "s" como elemento da função de transferência
s = tf('s');

% Variáveis do Controlador de Corrente - OBTIDO NO PASSO ANTERIOR

```
Ganho_Corrente = 1;          % Ganho
Constante_de_tempo_Corrente = 0.1; % Constante de tempo
Polo_na_origem_Corrente = 1/s; % Elimina o erro de regime permanente
```

$$PI_Corrente = (Ganho_Corrente) * (Polo_na_origem_Corrente) * (s + 1/Constante_de_tempo_Corrente)$$

% Variáveis do Controlador de Tensão

```
Ganho_Tensao = 0.1;          % Ganho
Constante_de_tempo_Tensao = 0.8; % Constante de tempo
Polo_na_origem_Tensao = 1/s;  % Elimina o erro de regime permanente
```

```
PI_Tensao = (Ganho_Tensao) * (Polo_na_origem_Tensao) * (s +
1/Constante_de_tempo_Tensao)
```

```
% Função de transferência da planta de corrente no domínio de s
```

```
G_iL_d = 2*Vbar / (Rf + Lf*s);
```

```
% Obtenção da malha interna aberta (Planta de Corrente * PI_Corrente)
```

```
G_Malha_Interna = G_iL_d * PI_Corrente;
```

```
% Redução da Malha Interna de Corrente em um bloco
```

```
G_corrente = G_Malha_Interna / (1 + G_Malha_Interna);
```

```
% Função de transferência da planta de tensão no domínio de s
```

```
Gvc_iL = -(2*D - 1) / (Cbar*s);
```

```
% Obtenção da malha externa aberta (Planta de Tensão * Compensador * Bloco Interno)
```

```
G_Malha_Externa_Aberta = Gvc_iL * PI_Tensao * G_corrente;
```

```
% Obtenção da malha externa fechada ( MODO DE CONTROLE REVERSO)
```

```
G_Malha_Externa_Fechada = G_Malha_Externa_Aberta / (1 -
G_Malha_Externa_Aberta);
```

```
% Para rodar o step no MATLAB é possível manter a função completa
```

```
G = G_Malha_Externa_Fechada % Substituir por polos e zeros dominantes se
necessário
```

```
% Análise da resposta no domínio da frequência e do tempo
```

```
figure(1)
```

```
bode(G_Malha_Externa_Aberta) % Apresenta os diagramas de Bode da função
```

```
Gvc_d
```

```
margin(G_Malha_Externa_Aberta)
```

```
figure(2)
step(G, 0.4) % Apresenta a resposta em malha fechada ao degrau na razão cíclica do
conversor
```

```
stepinfo(G_Malha_Externa_Fechada)
```

**ANEXO I – CÓDIGO EM LINGUAGEM C PARA UTILIZAÇÃO NO SIMPLIFIED
CBLOCK PARA O CONTROLE DE CARGA E DESCARGA DE BATERIA
UTILIZANDO A ESTRATÉGIA DE MAXIMIZAÇÃO DO AUTOCONSUMO**

```
// =====
// CONTROLE DE CARGA/DESCARGA DE BATERIA — BARRAMENTO CC
// Estratégia: Maximização do Autoconsumo
//
// ENTRADAS:
// x1 = I_bat [A] corrente da bateria (+ = carga, - = descarga)
// x2 = SOC [0-1] estado de carga da bateria
// x3 = P_painel [W] potência injetada pelo painel no barramento CC
// x4 = P_carga [W] potência consumida pela carga no barramento CC
// x5 = V_bat [V] tensão da bateria
// x6 = V_LINK [V] tensão do barramento CC
//
// SAÍDAS:
// y1 = D_boost ? S_boost_bateria (descarga: bateria ? barramento)
// y2 = D_buck ? S_buck_bateria (carga: barramento ? bateria)
// y3 = Corrente_constante (1 = fase CC, 0 = fase CV)
// =====

// -- Inicialização das saídas a cada ciclo -----
y1 = 0;
y2 = 0;
y3 = 0;

// =====
// PARÂMETROS DO SISTEMA
// =====

// -- Limiares de SOC com histerese -----
const double SOC_min = 0.20; // interrompe descarga abaixo deste
const double SOC_min_h = 0.25; // só inicia descarga acima deste
const double SOC_max = 1.00; // interrompe carga ao atingir este
```

```

const double SOC_max_h = 0.95; // só inicia carga abaixo deste

// -- Dead-band de potência -----
const double MARGEM_P = 50.0; // [W] evita chaveamento por ruído

// -- Referências de controle -----
const double I_CC_REF = 10.0; // [A] corrente de referência (carga CC)
const double I_BAT_MAX = 20.0; // [A] limite máximo de corrente de descarga
const double V_CV_REF = 225.0; // [V] tensão de referência fase CV
const double V_LINK_REF = 400.0; // [V] tensão de referência do barramento CC

// -- Saturação do duty cycle -----
const double D_MAX = 0.90;
const double D_MIN = 0.00;

// =====
// VARIÁVEIS DE ESTADO
// =====

// -- Controle de modo -----
static double modo = 0;
static double modo_ant = 0;

// -- PI de descarga — Boost (1ª ordem) -----
static double b0_d = 5.00E-03;
static double b1_d = -4.90E-03;
static double a1_d = -1.0;
static double erro_d_old = 0;
static double y1_old_d = 0;

// -- PI de carga CC — Buck (1ª ordem) -----
static double b0_cc = 1.0125000000000000E-02;
static double b1_cc = -9.875000000000000E-03;
static double a1_cc = -1.0000000000000000;

```

```

static double x1_old_cc = 0;
static double y1_old_cc = 0;

// -- PID de carga CV — Buck (2ª ordem) -----
static double b0_cv = 1.07807507987220E-04;
static double b1_cv = -2.04952076677316E-04;
static double b2_cv = 1.01936900958466E-04;
static double a1_cv = -1.72843450479233;
static double a2_cv = 7.28434504792332E-01;
static double x1_old_cv = 0, x2_old_cv = 0;
static double y1_old_cv = 0, y2_old_cv = 0;

// -- Flags do ciclo de carga CC-CV -----
static double flag = 0; // bloqueia retorno CC?CV no mesmo ciclo
static double controle_corrente = 1; // 1 = fase CC, 0 = fase CV

// =====
// LEITURA DAS ENTRADAS
// =====

double I_bat = x1; // + = carga, - = descarga
double SOC = x2;
double P_painel = x3;
double P_carga = x4;
double V_bat = x5;
double V_LINK = x6;

// =====
// CÁLCULO DO BALANÇO DE POTÊNCIA NO BARRAMENTO CC
// =====

double delta_P = P_painel - P_carga;
// delta_P > 0: excesso ? candidato a carga da bateria
// delta_P < 0: déficit ? candidato a descarga da bateria

// =====

```

```

// LÓGICA DE MODO com histerese e dead-band
// =====
if (delta_P >= MARGEM_P)                // excesso de geração
{
    if (SOC < SOC_max_h || (modo == 1 && SOC < SOC_max))
        modo = 1; // carregar bateria
    else
        modo = 0; // bateria cheia ? inversor exporta excedente
}
else if (delta_P <= -MARGEM_P)           // déficit de geração
{
    if (SOC > SOC_min_h || (modo == -1 && SOC > SOC_min))
        modo = -1; // descarregar bateria
    else
        modo = 0; // SOC mínimo ? inversor importa da rede
}
// Zona neutra: |delta_P| < MARGEM_P ? mantém modo atual

// =====
// OVERRIDE DE PROTEÇÃO: limites de SOC sempre enforcedos
// Executa APÓS a lógica de modo, inclusive na zona neutra.
// Garante que a bateria jamais cruze os limites de SOC,
// independente do valor de delta_P.
// =====
if (modo == -1 && SOC <= SOC_min)
    modo = 0; // força parada da descarga — SOC no limite mínimo

if (modo == 1 && SOC >= SOC_max)
    modo = 0; // força parada da carga — bateria cheia

// =====
// RESET DE MEMÓRIAS NA TRANSIÇÃO DE MODO
// =====
if (modo != modo_ant)

```

```

{
    // Zera memórias do PI de descarga
    erro_d_old = 0;
    y1_old_d = 0;

    // Zera memórias do PI de carga CC
    x1_old_cc = 0;
    y1_old_cc = 0;

    // Zera memórias do PID de carga CV
    x1_old_cv = 0; x2_old_cv = 0;
    y1_old_cv = 0; y2_old_cv = 0;

    // Reseta flags do ciclo CC-CV ao sair do modo de carga
    if (modo_ant == 1)
    {
        flag = 0;
        controle_corrente = 1; // próximo ciclo de carga começa em CC
    }

    // Feedforward de duty cycle ao entrar na descarga
    // PI inicia próximo ao ponto de operação — reduz transitório em V_LINK
    if (modo == -1)
    {
        double V_bat_ff = (V_bat > 10.0) ? V_bat : 10.0; // proteção div/0
        double D_init = 1.0 - (V_bat_ff / V_LINK_REF);
        D_init = (D_init > D_MAX) ? D_MAX : (D_init < D_MIN ? D_MIN : D_init);
        y1_old_d = D_init;
    }
}

modo_ant = modo;

// =====
// MODO 1: CARREGAR BATERIA — S_buck_bateria ativo

```



```

// Protocolo CC-CV
// =====
if (modo == 1)
{
    y1 = 0; // S_boost desligado

    // -- Detecção de transição CC ? CV -----
    // flag impede retorno ao CC dentro do mesmo ciclo de carga
    if (V_bat >= V_CV_REF && flag == 0)
        controle_corrente = 0; // transita para CV

    if (controle_corrente == 1)
    {
        // ---- Fase CC: PI 1ª ordem -----
        double erro_cc = I_CC_REF - I_bat;
        double y2_raw = - a1_cc * y1_old_cc
            + b0_cc * erro_cc
            + b1_cc * x1_old_cc;

        // Anti-windup: memória armazena saída saturada
        y2 = (y2_raw > D_MAX) ? D_MAX : (y2_raw < D_MIN ? D_MIN : y2_raw);
        x1_old_cc = erro_cc;
        y1_old_cc = y2;
        y3 = 1; // sinaliza fase CC
    }
    else
    {
        // ---- Fase CV: PID 2ª ordem -----
        flag = 1; // bloqueia retorno ao CC neste ciclo
        double erro_cv = V_CV_REF - V_bat;
        double y2_raw = - a1_cv * y1_old_cv
            - a2_cv * y2_old_cv
            + b0_cv * erro_cv
            + b1_cv * x1_old_cv

```

```

+ b2_cv * x2_old_cv;

// Anti-windup
y2 = (y2_raw > D_MAX) ? D_MAX : (y2_raw < D_MIN ? D_MIN : y2_raw);
x2_old_cv = x1_old_cv;
x1_old_cv = erro_cv;
y2_old_cv = y1_old_cv;
y1_old_cv = y2;
y3 = 0; // sinaliza fase CV
}
}
// =====
// MODO -1: DESCARREGAR BATERIA — S_boost_bateria ativo
// Corrente de referência dinâmica: I_ref = déficit / V_bat
// =====
else if (modo == -1)
{
    y2 = 0; // S_buck desligado
    y3 = 0;

    // -- Cálculo da referência de corrente -----
    double V_bat_segura = (V_bat > 10.0) ? V_bat : 10.0; // proteção div/0
    double P_deficit = P_carga - P_painel; // sempre positivo no modo -1
    double I_ref = P_deficit / V_bat_segura;

    // Limita pelo C-rate máximo da bateria
    I_ref = (I_ref > I_BAT_MAX) ? I_BAT_MAX : I_ref;

    // -- Erro de corrente -----
    // I_bat < 0 na descarga ? erro = I_ref + I_bat
    double erro_d = I_ref + I_bat;

    // -- PI de corrente — Boost (1ª ordem) -----
    double y1_raw = - a1_d * y1_old_d

```

```

        + b0_d * erro_d
        + b1_d * erro_d_old;

// Anti-windup
y1 = (y1_raw > D_MAX) ? D_MAX : (y1_raw < D_MIN ? D_MIN : y1_raw);

// Memórias com saída saturada
erro_d_old = erro_d;
y1_old_d = y1;
}

// =====
// MODO 0: BATERIA PARADA
// Inversor assume o balanço do barramento CC
// =====
else
{
    y1 = 0;
    y2 = 0;
    y3 = 0;
}
y4=modo;

```

ANEXO J – PROGRAMA PARA OBTENÇÃO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DA MALHA EXTERNA DO CONVERSOR FULL-BRIDGE ONGRID

%% Programa para obtenção da Função de Transferência (FT) da malha externa do inversor Full-Bridge ongrid

close all % Fecha todas as janelas abertas

clear all % Limpa todas as variáveis

clc % Limpa a tela do workspace

%% Declaração das variáveis simbólicas (Atualizada com Cbar e D_inv)

% D_inv representa a razão cíclica em regime permanente

syms Lf Rf iL D s Vbar Vrede Cbar D_inv

%% Entrada da modelagem em Espaço de Estados (2 Estados: iL e Vbar)

% Vetor de estados: $x = [iL; Vbar]$

% Vetor de entrada: $u = [Vrede]$

$x = [iL; Vbar];$

$u = [Vrede];$

%% Matrizes do sistema para os dois subintervalos da Full-Bridge

% Nota: O termo $(2*D_inv - 1)$ surge da comutação complementar da ponte

% Subintervalo 1 (Chaves ativas que aplicam +Vbar)

$A1 = [-Rf/Lf, \ 1/Lf;$

$\quad -1/Cbar, \ 0];$

$B1 = [-1/Lf;$

$\quad 0];$

% Subintervalo 2 (Chaves ativas que aplicam -Vbar)

$A2 = [-Rf/Lf, -1/Lf;$

$\quad 1/Cbar, \ 0];$

$B2 = [-1/Lf;$

$\quad 0];$

```

% Matriz Identidade 2x2
I = eye(2);

%% Obtenção do modelo médio
A_med = simplify(A1*D_inv + A2*(1-D_inv));
B_med = simplify(B1*D_inv + B2*(1-D_inv));

%% Modelo para pequenos sinais
% Vetor de entrada em regime permanente
U = [Vrede];

% Cálculo do ponto de operação (X)
X = simplify(((A_med)^(-1))*B_med*U);

%% Extração da Função de Transferência da Planta de Tensão
% Gxd relaciona as variações dos estados em relação à variação do ciclo (d)
% Como Rf é muito pequeno (desprezível para a malha de tensão), aproximamos Rf =
0
A_med_simplificada = subs(A_med, Rf, 0);

Gxd = simplify(((s*I - A_med_simplificada)^(-1))*((A1 - A2)*X + (B1 - B2)*U));

% O segundo estado do vetor Gxd corresponde à variação de Vbar em relação a d:
G_Vbar_d
G_Vbar_d = Gxd(2,1);

% A variação da corrente em relação a d: G_iL_d
G_iL_d = Gxd(1,1);

%% Obtenção de G_vc_iL (Vbar / iL)
% Pela regra da cadeia: G_vc_iL = (Vbar / d) / (iL / d)
G_vc_iL = simplify(G_Vbar_d / G_iL_d);

```

```
%% Mostrar no workspace de forma amigável  
fprintf('\n--- Função de Transferência da Planta de Tensão Obtida: ---\n')  
pretty(G_vc_iL)
```