Universidade Federal da Paraíba
Centro de Informática
Programa de Pós-Graduação em Modelagem Matemática e Computacional

MELHORAMENTO DO DESEMPENHO DE UNIDADES HIBRIDAS PV/BESS EM MICRORREDES ATRAVÉS DO CONVERSOR BIDIRECIONAL ENTRELAÇADO DE TRÊS FASES COM CONTROLE IMC

Lindemberg Roberto de Lima

Dissertação de Mestrado apresentado ao Programa de Pós-Graduação em Modelagem Matemática e Computacional, UFPB, da Universidade Federal da Paraíba, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Modelagem Matemática e Computacional.

Orientadores: Luciano Sales Barros
Camila Mara Vital Barros

João Pessoa
Agosto de 2023

MELHORAMENTO DO DESEMPENHO DE UNIDADES HIBRIDAS PV/BESS EM MICRORREDES ATRAVÉS DO CONVERSOR BIDIRECIONAL ENTRELAÇADO DE TRÊS FASES COM CONTROLE IMC

Lindemberg Roberto de Lima

DISSERTAÇÃO SUBMETIDO AO CORPO DOCENTE DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM MODELAGEM MATEMÁTICA E COMPUTACIONAL (PPGMMC) DO CENTRO DE INFORMÁTICA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA COMO PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM MODELAGEM MATEMÁTICA E COMPUTACIONAL .

Examinado por:

Prof. Luciano Sales Barros, D.Sc.

Prof. Camila Mara Vital Barros, D.Sc.

Prof. Camila Seibel Gehrke, D.Sc.

Prof. Ítalo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da Silva, D.Sc.

JOÃO PESSOA, PB – BRASIL
AGOSTO DE 2023

Universidade Federal da Paraíba

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM MODELAGEM MATEMÁTICA E COMPUTACIONAL

ATA Nº 1

Aos vinte e um dias do mês de agosto do ano de dois mil e vinte e três, às 08h30min, no CI, instalou-se a banca examinadora de dissertação de Mestrado do aluno LINDEMBERG ROBERTO DE LIMA. A banca examinadora foi composta pelos professores Dra. CAMILA SEIBEL GEHRKE UFPB, e Dr. ITALO ROGER FERREIRA MORENO PINHEIRO DA SILVA, UFPB, como examinadores externos ao programa, Dra. CAMILA MARA VITAL BARROS, UFPB, como coorientadora, e Dr. LUCIANO SALES BARROS, UFPB, como orientador e presidente da sessão. Deu-se início à abertura dos trabalhos, por parte do professor presidente, que, após apresentar os membros da banca examinadora e esclarecer a tramitação da defesa, solicitou ao candidato que iniciasse a apresentação da dissertação, intitulada MELHORAMENTO DO DESEMPENHO DE UNIDADES HIBRIDAS PV/BESS EM MICRORREDES ATRAVÉS DO CONVERSOR BIDIRECIONAL ENTRELAÇADO DE TRÊS FASES COM CONTROLE IMC, a qual teve um tempo de duração de 43 minutos. Concluída a exposição, o presidente passou a palavra à professora Dra. CAMILA SEIBEL GEHRKE, para arguir o candidato, em seguida ao professor Dr. ITALO ROGER FERREIRA MORENO PINHEIRO DA SILVA, e em seguida à professora Dra. CAMILA MARA VITAL BARROS, para que fizessem o mesmo; após o que fez suas considerações sobre o trabalho em julgamento; em que o candidato foi considerado APROVADO, conforme as normas vigentes na Universidade Federal da Paraíba. A versão final da dissertação deverá ser entregue ao programa no prazo de 30 dias; contendo as modificações sugeridas pela banca examinadora e constante na folha de correção anexa. O candidato não terá o título se não cumprir as exigências acima.

Camila Gehrke

Dra. CAMILA SEIBEL GEHRKE, UFPB

Examinador Externo ao Programa

Ítalo Silva

Dr. ITALO ROGER FERREIRA MORENO PINHEIRO DA SILVA, UFPB

Examinador Externo ao Programa

Camila Mara V. Barros

Dra. CAMILA MARA VITAL BARROS, UFPB

Examinador Interno

Luciano Sales Barros

Dr. LUCIANO SALES BARROS, UFPB

Presidente

Lindemberg Roberto de Lima

LINDEMBERG ROBERTO DE LIMA

Mestrando

Catalogação na publicação
Seção de Catalogação e Classificação

L732m Lima, Lindemberg Roberto de.
Melhoramento do desempenho de unidades hibridas PV/BESS em microrredes através do conversor bidirecional entrelaçado de três fases com controle IMC / Lindemberg Roberto de Lima. - João Pessoa, 2023.
134 f. : il.

Orientação: Luciano Sales Barros.
Coorientação: Camila Mara Vital Barros.
Dissertação (Mestrado) - UFPB/CI/PPGMMC.

1. Elementos fotovoltaicos - Bateria. 2. Microrredes trifásica. 3. Controle Droop - Formador de rede. 4. Unidade de geração híbrida fotovoltaica. 5. Conversor bidirecional de três fases. 6. Controle com modelo interno. I. Barros, Luciano Sales. II. Barros, Camila Mara Vital. III. Título.

UFPB/BC CDU 621.383.51(043)

Elaborado por Larissa Silva Oliveira de Mesquita - CRB-15/746

A meu Pai, José Roberto de Lima in memorian.

Agradecimentos

Agradeço a Deus todo poderoso, fonte da minha força nessa vida.

Agradeço ao meu pai (*in memorian*) e a minha mãe, pelo amor, carinho e atenção, e a todos os familiares que depositaram apoio incondicional na minha vida e nas atividades de educação.

Agradeço ao meu orientador Luciano Barros e a minha orientadora Camila Mara, pela oportunidade e confiança dispensada, por todos os inúmeros ensinamentos, pelo acompanhamento, e pelo trabalho incansável que os dois dedicaram ao meu aprendizado, sempre disponíveis para tirar as dúvidas que surgiram.

Agradeço aos professores do Programa de Pós-Graduação em Modelagem Matemática e Computacional e do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE, pela grande contribuição que a modelagem matemática aplicada a microrredes de energia representou para minha formação e desenvolvimento.

Agradeço aos novos amigos que fiz nessa jornada, Pedro Alcântara e Luana Crispim, pelo trabalho cooperativo e pelo apoio de todas as horas e por me proporcionarem inúmeros conhecimentos compartilhados no trabalho conjunto no LASID.

Resumo do Dissertação apresentado ao PPGMMC/CI/UFPB como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

MELHORAMENTO DO DESEMPENHO DE UNIDADES HIBRIDAS PV/BESS EM MICRORREDES ATRAVÉS DO CONVERSOR BIDIRECIONAL ENTRELAÇADO DE TRÊS FASES COM CONTROLE IMC

Lindemberg Roberto de Lima

Agosto/2023

Orientadores: Luciano Sales Barros
Camila Mara Vital Barros

Programa:

A presente pesquisa abrange o estudo teórico, a modelagem matemática e o projeto de controle de uma unidade trifásica de geração fotovoltaica/bateria em ambiente de microrrede, com controle seguidor de rede em modo conectado e controle formador de rede *droop* para o modo ilhado, objetivando adotar um conversor CC–CC bidirecional em corrente, não–isolado e entrelaçado de três fases para a bateria. Essas topologias de conversores consistem em conectar dois ou mais conversores idênticos em paralelo e apresenta as vantagens de permitir a redução no dimensionamento dos componentes, a melhoria na qualidade da energia, a menor ondulação na tensão de saída da bateria, facilitando a filtragem de transientes, além da melhor resposta dinâmica. É descrita e analisada a topologia de conversores CC–CC entrelaçados, aplicados a sistemas de fluxo de potência bidirecional. A modelagem matemática dos conversores da fotovoltaica e bidirecional da bateria tem por referência o modelo médio por espaço de estados aplicado aos diversos estados de operação no modo de condução contínua. O conversor bidirecional apresenta o problema da fase não mínima, que reduz a largura de banda da malha fechada e torna a resposta dinâmica do conversor mais lenta. Nessa situação, os controladores PID não funcionam bem com mudanças de carga, mudanças de linha e incertezas paramétricas. Por isso, o principal objetivo da pesquisa é propor um compensador para o conversor CC-CC bidirecional entrelaçado de três fases por modelo de controle interno (IMC). Devido à característica de controle robusto, é adotado o IMC em cascata, com quatro malhas de controle, três malhas internas de corrente, sendo uma para cada fase do conversor, e uma malha externa de tensão. Para fins de comparação, são utilizados

os controladores Tipo 2 e Tipo 3, por suas características de controles robustos. A comparação é baseada em parâmetros de qualidade do conversor intercalado, como redução da ondulação da corrente da bateria, e estabilidade de tensão e frequência da microrrede, nos modos de carga e descarga da bateria. Os resultados através de simulações em ambiente MATLAB/Simulink sugerem a regularidade e estabilidade dos três controles, todos eles podem ser considerados controles robustos para o conversor entrelaçado. O controlador IMC demonstra vantagens como facilidade de configuração, por dependência de único parâmetro, o λ do filtro; velocidade de resposta rápida quando submetido a distúrbios da tensão de referência; e pequeno sobressinal.

Palavras-Chave – Microrrede Trifásica, Controle *Droop* Formador de Rede, Unidade de Geração Híbrida Fotovoltaica/Bateria, Conversor Bidirecional Entrelaçado de Três Fases, Controle com Modelo Interno.

Abstract of Dissertation presented to PPGMMC/CI/UFPB as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

MELHORAMENTO DO DESEMPENHO DE UNIDADES HIBRIDAS PV/BESS EM MICRORREDES ATRAVÉS DO CONVERSOR BIDIRECIONAL ENTRELAÇADO DE TRÊS FASES COM CONTROLE IMC

Lindemberg Roberto de Lima

August/2023

Advisors: Luciano Sales Barros
Camila Mara Vital Barros

Program:

This research covers the theoretical study, mathematical modeling, and control design of a three-phase photovoltaic/battery generation unit in a microgrid environment, with grid follower control in connected mode and grid forming control droop for islanded mode, aiming to adopt a three-phase, non-isolated, interleaved, bi-directional current DC-DC battery converter. These converter topologies consist of connecting two or more identical converters in parallel and have the advantages of allowing a reduction in the dimensioning of components, an improvement in power quality, less ripple in the output battery voltage, and facilitating transient filtering, in addition to the best dynamic response. The topology of interleaved DC–DC converters, applied to bidirectional power flow systems, is described and analyzed. The mathematical modeling of the photovoltaic and battery converters is based on the average state-space model applied to the different operating states in continuous conduction mode. The bidirectional converter presents the problem of the non-minimum phase, which reduces the closed-loop bandwidth and makes the dynamic response of the converter slower. In this situation, PID controllers do not work well with load changes, line changes, and parametric uncertainties. Therefore, the main objective of the research is to propose a controller for the three-phase interleaved bidirectional converter by internal control model (IMC). Due to the characteristic of robust control, the IMC in cascade is adopted, with four control loops, three internal current loops, one for each phase of the converter, and an external voltage loop.

For comparison purposes, are used Type-II and Type-III controllers, due to their robust control characteristics. The comparison is based on quality parameters, such

as reduction of the battery current ripple, and voltage and frequency stability of the microgrid, in the battery charge and discharge modes. The results through simulations in MATLAB/ Simulink suggest the regularity and stability of the three controls, all of which can be considered robust controls for the interleaved converter. The IMC controller demonstrates advantages, such as ease of configuration, depending on a single parameter, the λ of the filter, fast response speed when subjected to reference voltage disturbances, and small overshoot.

Keywords – Three-Phase Microgrid, Grid Forming *Droop* Control, Photovoltaic/Battery Hybrid Generation Unit, Three-Phase Interlaced Bidirectional Converter, Internal Model Control.

Sumário

Lista de Figuras **xi**

Lista de Tabelas **xiv**

1 Introdução **1**

1.1 Contexto 1
1.2 Objetivos 6
1.2.1 Objetivos específicos 6
1.3 Contribuições 7
1.4 Metodologia 7
1.5 Organização do documento 8

2 Revisão Bibliográfica **10**

3 Modelagem Matemática da Microrrede **15**

3.1 Geração Fotovoltaica 15
3.1.1 Modelo linearizado do painel fotovoltaico 17
3.1.2 MPPT P&O 20
3.1.3 Conversor *boost* 22
3.1.4 Função de transferência do conversor *boost* 24
3.2 Sistema de armazenamento a bateria (BESS) 28
3.2.1 Modelo de BESS 28
3.2.2 Conversor CC-CC bidirecional entrelaçado - três fases 29
3.2.3 Função de transferência do conversor bidirecional entrelaçado . 31
3.3 Inversor CC-CA e filtro LCL 37
3.3.1 Inversor CC-CA 37
3.3.2 Filtro LCL 39

4 Controle da Microrrede **42**

4.1 Controle do VSI 42
4.1.1 Controle do VSI - seguidor de rede 42
4.1.2 Controle do VSI - formador de rede 44

4.2 Controle da geração fotovoltaica 48
4.2.1 Controle do conversor *boost* 48
4.2.2 Controle do conversor *boost* - redução de geração 49
4.3 Controle do conversor bidirecional entrelaçado 50
4.3.1 Compensador IMC 51
4.3.2 Compensador do Tipo 2 55
4.3.3 Compensador do Tipo 3 56

5 Projeto dos compensadores e Resultados da Simulação 57
5.1 Projeto do compensador IMC 57
5.2 Projeto do compensador Tipo 2 62
5.3 Projeto do compensador Tipo 3 65
5.4 Resultados da simulação da TPU 67
5.5 Resultados do desempenho dinâmico do controle do IBDC 74
5.5.1 Cenário 01 - Equiparação das margens de fase 76
5.5.2 Cenário 02 - Ajuste para o sobressinal mínimo 78
5.5.3 Cenário 03 - Ajuste para o sobressinal máximo 79

6 Conclusões 80

Referências Bibliográficas 82

A Conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional convencional 89
A.1 Avaliação do ganho do conversor 90
A.2 Função de transferência do conversor *buck-boost bidirecional* 91

B Algumas Demonstrações 95
B.1 Validação do modelo do conversor *boost* 95
B.2 Validação do modelo do conversor *buck-boost* 97
B.3 Validação do modelo do conversor *buck-boost* entrelaçado 100
B.4 Validação do modelo do inversor 102
B.4.1 Validação do modelo do inversor - comutação tipo 180° 102
B.4.2 Validação do modelo do inversor modulação SPWM 107
B.4.3 Validação do modelo do inversor - balanço de potências 107
B.5 Demonstração da resposta transitória 110

Lista de Figuras

1.1 Microrrede 3

3.1 Modelo com um diodo de uma célula fotovoltaica 15
3.2 Modelo com um painel fotovoltaico 16
3.3 Curvas características (a) I-V e (b) P-V para temperatura de 25ºC . 18
3.4 Curva linear equivalente no ponto de máxima potência (MPP) 18
3.5 Linearização do ponto de operação da fonte fotovoltaica 19
3.6 Aproximação linear das características de saída fotovoltaica 19
3.7 Algoritmo MPPT perturba e observa (P&O). 20
3.8 Tensão de saída do painel fotovoltaico em regime permanente 21
3.9 Conversor boost e painel fotovoltaico linearizado 22
3.10 Formas de onda de corrente e tensão ideais no conversor boost (CCM) 23
3.11 Circuito equivalente do conversor *boost* 24
3.12 Modelo do BESS de $LiFePO_4$ 28
3.13 Conversor bidirecional entrelaçado de três fases 30
3.14 Sinal da portadora PS-PWM com três ondas defasadas em 120º . . . 31
3.15 Correntes e sinais de comando para razões cíclicas D $< 1/3$ 33
3.16 Circuito equivalente para os modos de operação do conversor 33
3.17 Inversor CC-CA (VSI) e filtro LCL 38
3.18 Diagrama de comando do VSI 38
3.19 Diagrama de comando do VSI 40

4.1 Diagrama de blocos do PLL convencional 43
4.2 Controle do VSI - seguidor de rede 43
4.3 Controle do VSI - formador de rede 45
4.4 Controle proporcional ressonante 47
4.5 Controle de MPPT em malha fechada do conversor *boost* 48
4.6 Controle conversor *boost* da fonte fotovoltaica - corte de geração. . . . 49
4.7 Controle do IBDC 51
4.8 Estrutura de controle baseada em IMC 1DOF 52
4.9 Controle em cascata com IMC 54

5.1 Conversor IBDC no ponto de equilíbrio, razão cíclica de 0 a 1. (a) tamanho normal e (b) figura ampliada 59
5.2 a) Diagrama de Bode do compensador IMC da malha de tensão e b) Diagrama de Bode da planta de tensão com o compensador IMC ($L_v(s)$ em malha aberta e malha fechada) 61
5.3 a) Diagrama de Bode do compensador IMC das três malhas de corrente e b) Diagrama de Bode da planta de corrente com o compensador IMC ($L_i(s)$ em malha aberta e malha fechada) 61
5.4 Resposta ao degrau de 50 V: compensador IMC com ajuste de f_{cv} . . 62
5.5 Diagramas de Bode das plantas de corrente e de tensão G_{id2} e G_{vi2} . . 63
5.6 a) Diagrama de Bode do compensador Tipo 2 da malha de tensão e b) Diagrama de Bode da planta de tensão com o compensador Tipo 2 ($L_v(s)$ em malha aberta e malha fechada) 64
5.7 a) Diagrama de Bode do compensador Tipo 2 das três malhas de corrente e b) Diagrama de Bode da planta de corrente com o compensador Tipo 2 ($L_i(s)$ em malha aberta e malha fechada) 65
5.8 Resposta ao degrau de 50 V compensador Tipo 2 65
5.9 a) Diagrama de Bode do compensador Tipo 3 da planta de tensão e b) Diagrama de Bode da planta de tensão com o compensador Tipo 3 ($L_v(s)$ em malha aberta e malha fechada) 67
5.10 a) Diagrama de Bode do compensador Tipo 3 das três malhas de corrente e b) Diagrama de Bode da planta de corrente com o compensador Tipo 3 ($L_i(s)$ em malha aberta e malha fechada) 68
5.11 Resposta ao degrau de 50 V compensador Tipo 3 68
5.12 Potências do gerador fotovoltaico, potência do IBDC e potência nas cargas com compensador IMC 70
5.13 Tensões, correntes e ciclo de trabalho do IBDC com os compensadores Tipo 2, Tipo 3 e IMC 71
5.14 Correntes dos indutores, da bateria e ciclo de trabalho sob compensador IMC 72
5.15 Tensões, correntes, SOC e frequência da TPU com compensador IMC 73
5.16 Degrau de tensão de 50 V_{cc} em: a) Cenário 1, b) Cenário 2 e c) Cenário 3 74
5.17 Redução da carga em: a) Cenário 1, b) Cenário 2 e c) Cenário 3 . . . 75
5.18 Aumento da carga em: a) Cenário 1, b) Cenário 2 e c) Cenário 3 . . . 76

A.1 Conversor *buck-boost* bidirecional convencional 89
A.2 Sinais de comando do conversor 90
A.3 Circuito equivalente do conversor 92

B.1 Validação do conversor *boost* 95

B.2 Resultado da validação do conversor *boost* 96
B.3 Validação do conversor *buck-boost* 97
B.4 Validação do conversor CC bidirecional - modo de operação *boost* . . 98
B.5 Validação do conversor CC bidirecional - modo de operação *buck* . . . 99
B.6 Validação do conversor *buck-boost* entrelaçado - modo *boost* 100
B.7 Resultado da validação do conversor *buck-boost* entrelaçado 101
B.8 Validação do inversor 102
B.9 Tensões no inversor CC-CA trifásico *half-bridge*, comando em 180° . . 104
B.10 Tensões no inversor CC-CA trifásico *half-bridge*, modulação SPWM e m=1 105
B.11 Resposta harmônica do inversor CC-CA trifásico *half-bridge*, comando em 180° 106
B.12 Resposta harmônica do inversor CC-CA trifásico *half-bridge*, SPWM . 108
B.13 Potência média no inversor CC-CA trifásico *half-bridge*, modulação SPWM e m=1 109
B.14 Potências no inversor CC-CA trifásico *half-bridge*, (a) sem modulação, (b) modulação SPWM e (c) modulação SPWM com filtro LCL 109
B.15 Resposta ao degrau de 50 V para o compensador IMC com f_{cv} =100, 122, 132 e 139 Hz e resposta de redução e aumento de carga para o compensador IMC com f_{cv} =100 111
B.16 Resposta ao degrau de 50 V nos cenários 1, 2 e 3 para os compensadores Tipo 2 e Tipo 3 112
B.17 Resposta de redução da carga nos cenários 1, 2 e 3 para os compensadores Tipo 2 e Tipo 3 113
B.18 Resposta de aumento da carga nos cenários 1, 2 e 3 para os compensadores Tipo 2 e Tipo 3 114

Lista de Tabelas

2.1 Referencial bibliográfico da pesquisa - controles analisados 14

3.1 Características dos conversores CC-CC bidirecionais 32

5.1 Especificações técnicas da TPU 58
5.2 Ajuste dos parâmetros λ_v 59
5.3 Especificação dos compensadores Tipo 2, Tipo 3 e IMC - Cenário 01 . 69
5.4 Especificação dos compensadores Tipo 2, Tipo 3 e IMC - Cenário 02 . 69
5.5 Especificação dos compensadores Tipo 2, Tipo 3 e IMC - Cenário 03 . 70
5.6 Estudo comparativo de controladores Tipo 2, Tipo 3 e IMC (resposta do rastreamento do ponto de referência) 77
5.7 Estudo comparativo de controladores Tipo-II, Tipo-III e IMC (resposta regulatória - redução da carga) 78
5.8 Estudo comparativo de controladores Tipo 2, Tipo 3 e IMC (resposta regulatória - aumento de carga) 78

B.1 Coeficientes das funções de transferência G_{1vpvd} e G_{1id} 96
B.2 Coeficientes das funções de transferência G_{2vd} e G_{2id} 98
B.3 Coeficientes das funções de transferência $G_{2vd(bat)}$ e $G_{2id(bat)}$ 99
B.4 Coeficientes das funções de transferência G_{3vd} e G_{3id} 101
B.5 Validação de tensão, corrente e potência do inversor 106
B.6 Tensão, corrente, potência e THD do inversor (SPWM) para m=1 . . 107
B.7 Tensão, corrente, potência e THD do inversor (SPWM/Filtro LCL) . 109

Lista de Abreviaturas

IBDC *Interleaved Bidirectional DC/DC Converter*

IMC *Internal Model Control*

PV *Gerador Fotovoltaico*

MPPT *Maximum Power Point Tracking*

P&O Perturba & Observa

MPP *Maximum Power Point*

BESS *Battery Energy Storage Systems*

SOC *State of Charge*

SOH *State of Health*

VSI *Voltage Source Inverter*

SRF–PLL *Conventional Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop*

DSO *Distribution System Operator*

CCM *Continuous Conduction Mode*

DCM *Discontinuous Conduction Mode*

PWM *Pulse Width Modulation*

PS-PWM *Phase Shifted Pulse Width Modulation*

LS-PWM *Level Shifted PWM*

SPWM *sinusoidal pulse width modulation*

NLC *Nearest Level Control*

THD *Total Harmonic Distortion*

SPU *Single-Phase Unit*

TPU *Three-Phase Unit*

PI Proporcional Integral

PID Proporcional Integral Derivativo

PR Proporcional-Ressonante

RHP Semi-Plano Direito, *Right Half Plane*

LHP Semi-Plano Esquerdo, *Left Half Plane*

1-DOF um grau de liberdade, *1-Degree-Of-Freedom*

ISE integral do erro quadrático, *Integral-Square-Error*

PSO *Particle Swarm Optimization*

CA Corrente alternada

CC Corrente contínua

Lista de Símbolos

P_{max} Potência máxima do painel fotovoltaico

P_{tmax} Potência máxima da TPU

V_{pmax} Tensão de máxima potência do painel fotovoltaico

I_{pmax} Corrente de máxima potência do painel fotovoltaico

V_{oc} Tensão de circuito aberto do painel fotovoltaico

I_{sc} Corrente de curto circuito do painel fotovoltaico

I_o Corrente de saturação do painel fotovoltaico

I_{rs} Corrente reversa de saturação do painel fotovoltaico

R_{eq} resistência equivalente do modelo fotovoltaico linearizado

V_{eq} tensão equivalente do modelo fotovoltaico linearizado

I_{pv} Corrente da célula fotovoltaica

I corrente de saída do painel fotovoltaico

V_{pv} Tensão do dispositivo fotovoltaico

V_{pv-ref} Tensão de saída do módulo MPPT

C_{pv} Capacitância de saída do painel fotovoltaico

V_{cc} Tensão nominal do barramento CC

V_g Tensão nominal da rede AC

f_0 Frequência nominal

S_{i1} **a** S_{i6} Chaves IGBT do inversor

C_b Capacitâncias do barramento CC

C_6 **a** C_8 Capacitâncias do filtro LCL

L_{i1} **a** L_{i3} Indutâncias do filtro LCL

L_{g1} **a** L_{g3} Indutâncias do filtro LCL

$Kprv, Kirv$ Ganhos da malha de tensão do controle PR

$Kpri, Kiri$ Ganhos da malha de corrente do controle PR

m, n Coeficientes do *droop*

f_{ch3} Frequência de chaveamento do VSI

d Ciclo de trabalho do conversor *boost*

d_1**,** d_2 **e** d_3 Ciclos de trabalho do conversor IBDC

L_1 Indutância do *boost* [H]

R_{L1} Resistência série do indutor do *boost*

$C_{v1}(s)$ Compensador de tensão do *boost*

$C_{i1}(s)$ Compensador de corrente do *boost*

K_{pv1} Ganho proporcional do compensador de tensão do *boost*

K_{pi1} Ganho proporcional do compensador de corrente do *boost*

K_{iv1} Ganho integral do compensador de tensão do *boost*

K_{ii1} Ganho integral do compensador de corrente do *boost*

S_1 Chave IGBT do conversor *boost*

f_{ch1} Frequência de chaveamento do *boost*

$G_{vd1}(s)$ Função de transferência de tensão de entrada/ciclo de trabalho do *boost*

$G_{id1}(s)$ Função de transferência da corrente do indutor/ciclo de trabalho do *boost*

$G_{vi1}(s)$ Função de transferência da tensão de entrada/corrente do indutor do *boost*

f_{ci1} **e** f_{cv1} Frequências de corte dos compensadores de corrente e de tensão do *boost*

K_{pvs}**,** K_{ivs} Ganhos do corte de geração - SOC

K_{pvc}**,** K_{ivc} Ganhos do corte de geração - V_{cc}

V_{bat} Tensão de saída do BESS

V_{boc} Tensão de circuito aberto da bateria

I_{eq} corrente média do indutor no ponto de equilíbrio do IBDC

V'_{eq} tensão média no barramento CC no ponto de equilíbrio do IBDC

R_c Resistência virtual de carga do IBDC

$G_{vd2}(s)$ Função de transferência de tensão de saída/ciclo de trabalho do *buck-boost* entrelaçado

$G_{id2}(s)$ Função de transferência da corrente do indutor/ciclo de trabalho do *buck-boost* entrelaçado

$G_{vi2}(s)$ Função de transferência da tensão de saída/corrente do indutor do *buck-boost* entrelaçado

$C_{v2}(s)$ **e** $C_{i2}(s)$ Compensadores clássicos IMC de tensão e de corrente do IBDC

$Q_v(s)$ **e** $Q_i(s)$ Compensadores IMC de tensão e de corrente do IBDC

$T_{v2}(s)$ **e** $T_{i2}(s)$ Compensadores Tipo 2 de tensão e de corrente do IBDC

$T_{v3}(s)$ **e** $T_{i3}(s)$ Compensadores Tipo 3 de tensão e de corrente do IBDC

S_{b1} **a** S_{b6} Chaves IGBT do conversor *buck-boost* entrelaçado

L_2 **a** L_4 Indutâncias do IBDC

R_{L2} **a** R_{L4} Resistência série dos indutores do IBDC

f_{ch2} Frequência de chaveamento do IBDC

f_{ci2} **e** f_{cv2} Frequências de corte dos compensadores de corrente e de tensão do IBDC

M Margem de fase

MG Margem de ganho

P Fase na frequência de cruzamento

ω_z Frequência do zero

ω_p Frequência do polo

ω_{po} Frequência do polo

α Avanço de fase

G_o Ganho de banda média

FCG Frequência de cruzamento de ganho

FCF Frequência de cruzamento de ganho

λ Constante de tempo do filtro passa baixa do compensador IMC

S_9 **e** S_{10} Chaves IGBT do conversor *buck-boost* convencional

C_9 capacitância de saída do *buck-boost* convencional

L_{14} indutância do *buck-boost* convencional

R_{L14} resistência série do indutor do *buck-boost* convencional

$G_{vd3}(s)$ Função de transferência de tensão de saída/ciclo de trabalho do *buck-boost*

$G_{id3}(s)$ Função de transferência da corrente do indutor/ciclo de trabalho do *buck-boost*

$G_{vi3}(s)$ Função de transferência da tensão de saída/corrente do indutor do *buck-boost*

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contexto

A geração distribuída é caracterizada pelo uso de geradores descentralizados, instalados próximo aos locais onde a energia será consumida. Essa modalidade de geração diferencia-se da tradicional, na qual a geração de energia elétrica é implementada por grandes usinas construídas em regiões distantes dos consumidores.

A utilização de geração distribuída com fontes alternativas renováveis de energia, como a célula combustível, a energia eólica e a energia solar fotovoltaica apresenta vantagens para os usuários e para o sistema elétrico, podendo-se citar o uso de energia limpa e o alívio dos sistemas de transmissão e de distribuição de energia. Em particular, a energia fotovoltaica tem grande flexibilidade de captação, visto que os painéis podem ser instalados em qualquer vazio existente na malha urbana, na área rural e em telhados de casas ou de edifícios.

A modalidade de geração distribuída abrange os parques de geração instalados em áreas abertas e os pequenos geradores conectados ao sistema elétrico instalados em zonas urbanas.

A regulamentação da geração distribuída ocorreu a partir da publicação da Resolução Normativa nº 482/2012 da Aneel, já revogada. Atualmente encontra-se vigente as regras da Resolução Normativa nº 1.059/2023, que define a microgeração distribuída, como a central geradora de energia elétrica que utilize fontes renováveis ou de cogeração qualificada, com potência instalada, em corrente alternada, igual ou menor a 75 kW e minigeração distribuída, se superior a 75 kW até 5 MW (fontes despacháveis) ou até 3 MW (fontes não despacháveis).

A conexão de geradores distribuídos diretamente na rede causam alguns problemas, como a elevação da tensão e da temperatura da linha de distribuição nas proximidades da unidade de geração. A literatura traz como solução para aproveitar o potencial da geração distribuída ver a geração e as cargas associadas como

um subsistema ou uma microrrede. Com isso, permite-se o controle local da geração distribuída, sem a necessidade de despacho central. Durante a ocorrência de distúrbios, a geração e as cargas passam ao modo ilhado, separando-se do sistema de distribuição, para isolar a carga da microrrede da perturbação, mantendo alta confiabilidade do serviço.

Uma microrrede pode ser considerada como uma rede local composta por geradores distribuídos, sistemas de armazenamento de energia e cargas. Além dessas características desenvolve um conceito de microrrede no qual destaca a importância dos conversores de energia e dos dispositivos de manobra e proteção, componentes elétricos eletrônicos indispensáveis ao controle da microrrede.

Existem variadas arquiteturas de microrrede, dependendo da opção feita no que concerne à fonte de geração distribuída (micro-turbinas, painel fotovoltaico e células de combustível), ou do modo do armazenamento de energia (bateria, supercapacitor). Em cada caso, pode-se adotar variadas topologias de conversores e de métodos de controle para atender às necessidades dos usuários.

As microrredes podem ser monofásicas, trifásicas ou híbridas. Quanto as estratégias de controle, as microrredes podem ter controle centralizado, que dependem de comunicação entre as unidades e as cargas (causando redução da confiabilidade do sistema) ou pode ser adotado o controle descentralizado, caracterizado pelo uso de medições locais.

Destaque-se ainda que as microrredes podem funcionar conectadas com a rede principal ou atuar de forma autônoma em modo ilhado. Quando operando no modo ilhado, a microrrede deve dispor de alguma forma de armazenamento de energia para garantir o balanço energético ao longo da sua operação, para fins de manter a estabilidade de frequência e da tensão do sistema. Esse armazenamento pode ser feito de várias formas, como por baterias ou supercapacitores instalados no barramento CC.

A configuração da microrrede adotada nesse trabalho é exposta na Fig. 1.1 e consiste de unidade trifásica, *Three-Phase Unit* (TPU) com geração fotovoltaica. Quanto à operação, esta microrrede opera no modo conectado como também no modo ilhado, sendo comutada por um disjuntor trifásico conectado à rede. O esquema de controle é descentralizado.

A TPU é composta por um gerador fotovoltaico, um conversor CC-CC do tipo *boost*, um sistema de armazenamento de energia a bateria, *Battery Energy Storage Systems* (BESS), um conversor CC-CC bidirecional, um inversor tipo fonte de tensão, *Voltage Source Inverter* (VSI) e filtros do tipo LCL, alimentando cargas resistivas.

A microrrede apresenta dois estágios de conversão, o primeiro, consiste de um conversor CC-CC do tipo *boost*, responsável por elevar o nível CC e fazer o controle

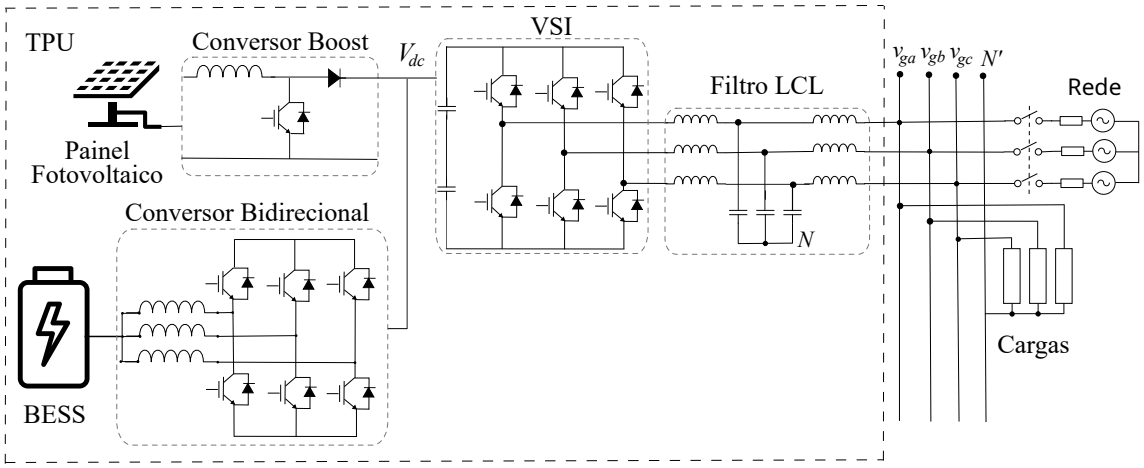

Figura 1.1: Microrrede
Fonte: Adaptado de KARIMI *et al.* [23]

do rastreamento do ponto de máxima potência, *Maximum Power Point Tracking* (MPPT) e no segundo estágio a arquitetura utiliza um inversor VSI trifásico, que converte a corrente contínua do barramento CC em corrente alternada, permitindo a conexão com a rede convencional ou a operação no modo ilhado.

Assim sendo, o inversor é o componente central da estratégia de controle primário e secundário da microrrede, e está submetido a duas estratégias principais de controle que são: o controle seguidor de rede, na operação conectada com a rede principal e o controle formador de rede, no modo ilhado. Atuando como formador de rede, um controle *droop* é responsável para atender a três modos de operação da microrrede e a cinco estados de operação de cada unidade de geração que compõe a microrrede, de acordo com uma estratégia de controle semelhante aquela desenvolvida por KARIMI *et al.* [23].

A estratégia de controle no modo ilhado adota os seguintes modos de operação:

- Modo 1: A carga total da microrrede é maior do que a potência máxima da fonte fotovoltaica, forçando as baterias a suprir a carga adicional. Nesse modo, o conversor *boost* da fotovoltaica promove o rastreamento da máxima potência em todas as unidades para fornecer a máxima potência no barramento CC. A carga deve ser compartilhada entre todas as unidades, de acordo com o *State of Charge* (SOC) e a capacidade das baterias.

- Modo 2: A carga da microrrede é menor do que a potência máxima da fotovoltaica e as baterias tem a capacidade de absorver o excesso. A fotovoltaica trabalha no *Maximum Power Point* (MPP), e as unidades podem se encontrar em limite de carga.

- Modo 3: A soma da carga da microrrede com a capacidade de carga das baterias é menor do que a potência máxima da fotovoltaica, por isso, deve

ser cortada a potência da fotovoltaica, para não danificar a bateria, nem os conversores.

Complementando essa estratégia geral de controle, os controles dos conversores *boost* e bidirecional CC-CC foram desenvolvidos visando dar suporte ao controle do VSI em todos os modos de operação da microrrede.

Para viabilizar o modo 3 é adotada a configuração de controle proposta por MAHMOOD *et al.* [29] para promover o corte da geração. Ela é necessária porque ocorrendo excesso de geração, a tensão do barramento CC tende a aumentar, situação indesejada. Portanto, para manter a tensão do barramento CC no valor nominal, o conversor *boost* não pode mais operar em MPPT, necessitando que a fonte fotovoltaica trabalhe em uma potência abaixo da potência máxima. Nessa situação, é imposto o corte de potência de geração através da malha de controle de tensão do conversor *boost*.

Partindo da microrrede acima descrita e levando em consideração as diversas estratégias de controle adotadas, o conversor bidirecional da bateria é o principal componente objeto da presente pesquisa, devido sua importância no balanceamento de potência entre geração, bateria (suporte) e carga. Por ser um módulo chave na estratégia de controle, consequentemente, é fonte para o desenvolvimento de pesquisas para otimizar a operação em modo ilhado, que se apresenta como o maior desafio.

O conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional é responsável pela carga e a descarga da bateria para dar suporte à carga em momentos de baixa geração fotovoltaica. O seu controle permite a manutenção do barramento CC na tensão nominal no modo normal de operação, mantendo a estabilidade da tensão e da frequência na saída CA no modo ilhado de operação.

Nessa linha, visando obter um conversor com alta qualidade de energia e maior densidade de potência, as várias topologias de conversores bidirecionais encontradas na literatura foram analisadas. A topologia de conversores entrelaçados se destacou devido à simplicidade da arquitetura e os bons resultados obtidos quanto à filtragem de harmônicos produzidos pelo conversor, a redução do estresse dos componentes, que passam a trabalhar com menor corrente, a melhor resposta dinâmica e a maior densidade de potência K. SASI e JIJI [21], YANG *et al.* [50] e ZHANG [53].

Na literatura analisada identificou-se conversores entrelaçados de duas fases K. SASI e JIJI [21], YANG *et al.* [50] e de três e quatro fases ZHANG [53], com recomendação para aplicação em geração fotovoltaica.

Para os objetivos desse trabalho é analisada a topologia, o controle e a operação na microrrede do conversor CC-CC bidirecional entrelaçado, *Interleaved Bidirectional DC/DC Converter* (IBDC), de três fases. Apesar de aumentar a complexidade do controle e a quantidade de componentes eletrônicos, que passa de duas chaves

no conversor convencional para seis chaves no IBDC de três fases, a arquitetura entrelaçada permite a redução no dimensionamento desses componentes, com uma maior densidade de potência.

A principal análise do trabalho é o controle do conversor IBDC, especialmente em relação a dois problemas relatados pela literatura. Um deles descrito por GHOSH *et al.* [15] é que a função de transferência da tensão do conversor IBDC apresenta um zero no Semi-Plano Direito, *Right Half Plane* (RHP) (sistema de fase não mínima), fato que exige a abordagem de um controle robusto, e o outro problema, citado por ZHENG *et al.* [54] é que na estratégia de controle convencional com compensador PI o sistema mostra fragilidades, como velocidade de resposta lenta, robustez fraca e corrente desigual.

Diante dessas características, BANERJEE *et al.* [1] propõe para o conversor *boost* entrelaçado com duas fases um método robusto de controle com a utilização do compensador do Tipo 3, complementado com um processo de otimização. O controle *Internal Model Control* (IMC) é usado por SARKAR *et al.* [42] para um conversor *boost* entrelaçado de duas fases, sendo feita a comparação com o compensador Proporcional Integral Derivativo (PID) derivado do IMC na estratégia de controle de modo de tensão. MEHER e GOSH [32] realiza a comparação entre o controle por IMC, a técnica PID convencional e o controlador Tipo 3 sintonizado por fator k para o conversor bidirecional com topologia SEPIC. Como resultado, observa que o controlador IMC apresenta a melhor adequação para rastreamento do ponto de ajuste, apresenta melhor resposta dinâmica e menos erro de estado estacionário em comparação com o compensador Tipo 3.

Esses trabalhos analisados implementam técnicas robustas do controle do conversor entrelaçado, por meio dos compensadores Tipo 2, Tipo 3, IMC e PID derivados desses compensadores, e o fizeram em modo de tensão. Em especial, o trabalho de ZHENG *et al.* [54] propõe um modelo de controle preditivo combinado com controle de modo deslizante para o IBDC de três fases, e o faz com um controle em cascata de quatro malhas, a malha de controle de tensão e três malhas de controle de corrente, e as simulações resultaram em bom desempenho dinâmico e controle estável.

O controle em cascata para o IMC é desenvolvido por VERMA e ANWAR [47], mostrando as vantagens inerentes ao controle da corrente do indutor, que são a melhoria do desempenho servo e regulatório, a rápida rejeição de distúrbios em comparação com a configuração IMC de malha única, de controle por tensão.

Diante dessas vantagens inerentes ao controle em cascata, esse trabalho desenvolve para o IBDC de três fases uma malha de tensão e uma malha IMC para cada fase, aprimorando o controle do modo de corrente média. Para fins de comparação, esse método de controle também é utilizado com o compensador do Tipo 2, e com o compensador do Tipo 3, esses últimos sintonizados por meio do fator k.

Nos três esquemas de controle robusto apresentados, observou-se o funcionamento regular do sistema e verificou-se as vantagens da TPU operando com o IBDC entrelaçado, como redução da corrente em cada fase, o que reduz o estresse nas chaves, redução da ondulação da corrente da bateria, com o consequente aumento da frequência da ondulação, fato que permite a facilitação da filtragem de harmônicos produzidos pelo conversor.

O controle IMC, além de robusto, mostrou-se um controle com baixo sobressinal quando comparado ao controle Tipo 2 e Tipo 3 nas mesmas condições de teste. É um controle de rápida resposta a distúrbios no ponto de referência do conversor, apresentando a melhor relação entre tempo de subida associado a pequeno sobressinal. Como desvantagem, mostrou uma resposta na regulação de carga mais lenta do que os compensadores do Tipo 2 e do Tipo 3.

O trabalho confirmou as recentes pesquisas com o compensador IMC aplicado ao conversor bidirecional e mostra a facilidade de ajuste desse controle por meio de apenas um parâmetro, que é a constante de tempo do filtro passa baixa. Os resultados permitem avançar em novas pesquisas para melhorar esse controle, seja adotando um controle com dois graus de liberdade, utilizando outra configuração de filtro passa-baixa, ou associando esse controle a um processo de otimização.

1.2 Objetivos

O objetivo principal é propor e avaliar o conversor bidirecional entrelaçado de três fases para a bateria de unidades híbridas PV/BESS de microrredes, utilizando a estratégia de controle IMC, por suas qualidades de controle robusto, realizando a comparação com os compensadores do Tipo 2 e do Tipo 3.

1.2.1 Objetivos específicos

Os objetivos específicos deste trabalho são:

- Modelar a unidade trifásica da microrrede, composta por uma fonte fotovoltaica, um conversor CC-CC tipo *boost*, um BESS, um conversor CC-CC bidirecional, um conversor CC-CA tipo VSI, um filtro LCL, cargas e os dispositivos de manobra e proteção;

- Mostrar as vantagens do IBDC de três fases e avaliar o dimensionamento dos componentes, a potência, a qualidade da energia fornecida, a estabilidade de frequência e a regulação de tensão AC.

- Projetar o compensador do conversor CC-CC bidirecional IBDC de três fases, usando as funções de transferência obtidas pelo método do espaço de estados,

na forma de compensador pelo método IMC e compensador do Tipo 2 e do Tipo 3.

- Mostrar os resultados da resposta dinâmica de operação do IBDC com compensadores pelo método IMC, Tipo 2, Tipo 3 e fazer a comparação dos métodos.

1.3 Contribuições

A proposta contribui com os trabalhos de implementação de controle IMC, Tipo 2 e Tipo 3 em conversores entrelaçados, em conjunto com o trabalho de KARIMI *et al.* [23] em microrredes, pois promove a pesquisa por métodos eficientes de controle para a aplicação de conversores entrelaçados sob o paradigma de microrrede.

Pode-se citar como contribuição ainda o estudo e o desenvolvimento de esquemas de controle robusto que permitem melhorar a resposta dinâmica de conversores bidirecionais, servindo de base para dar continuidade na pesquisa com processos de otimização dos controles apresentados em trabalhos futuros, como sugere alguns trabalhos pesquisados.

1.4 Metodologia

A primeira etapa do trabalho consistiu uma ampla revisão bibliográfica sobre as obras que dão suporte ao conceito de microrrede, iniciando-se por KARIMI *et al.* [23], por conter a descrição de todos os elementos que compõem a microrrede e apresentar os principais sistemas de controle.

Com base nessa referência principal, a pesquisa na literatura é direcionada para a modelagem dos diversos elementos, iniciando-se pela fonte fotovoltaica, o sistema de rastreamento de máxima potência, o BESS, o conversores CC-CC e o inversor.

Em seguida, usando os conceitos apreendidos foram iniciadas as simulações da fonte fotovoltaica, do BESS e do conversor *boost* e do conversor bidirecional no sistema MATLAB/Simulink. A simulação e modelagem realizada teve como foco a melhoria do controle dos conversores CC-CC em conjunto com a estratégia geral de controle *droop* do VSI.

Assim, é desenvolvida a estratégia de corte de geração. A estratégia MAHMOOD *et al.* [29], que modifica o controle do boost, é estudada minuciosamente e simulada com sucesso, vindo a complementar a estratégia geral de controle da microrrede proposta por KARIMI *et al.* [23].

A etapa seguinte do trabalho se desenvolveu na pesquisa do conversor bidirecional entrelaçado e na metodologia de controle IMC, Tipo 2 e Tipo 3. Foram desenvolvidos

modelos de conversores entrelaçados no Simulink, validados e criadas rotinas de teste para as equações que representam o modelo.

As equações que representam as funções de transferência da planta e dos compensadores do Tipo 2, do Tipo 3 e do IMC foram reproduzidas em algoritmos no Matlab para se obter os valores numéricos dos compensadores. Esses resultados numéricos alimentaram variáveis dos compensadores diretamente no Simulink para que os resultados das simulações pudessem ocorrer de forma mais dinâmica, dada a grande quantidade de informação que cada esquema de controle representa para o teste realizado. Cada teste é então armazenado em uma variável do Matlab para comparação dos resultados obtidos.

Assim, a metodologia usada passou inicialmente pela demonstração matemática de funções de transferência, com base em trabalhos que endossaram o método, passou pela validação dessas funções, e por fim na aplicação dessas funções em algoritmos do Matlab para se obter valores numéricos dos compensadores, em pontos de equilíbrio escolhidos para representar os modos de carga e descarga da bateria.

1.5 Organização do documento

O primeiro capítulo deste trabalho apresenta o conceito de geração distribuída e de microrredes. Descreve os elementos que compõem uma microrrede e destaca que a operação dela depende do desenvolvimento de tecnologias e esquemas de controle de conversores CC-CC e inversores, dispositivos eletrônicos que permitem o controle e o aproveitamento eficiente da energia.

Nesse contexto, o trabalho se desenvolve nos seguintes capítulos:

- **Capítulo 2 - Referencial bibliográfico:** Revisão da literatura fornecendo toda a base teórica para fundamentar o trabalho e suas contribuições.

- **Capítulo 3 - Modelagem matemática da microrrede:** Implementação da modelagem computacional de todos os elementos da microrrede, da fonte fotovoltaica, do BESS, dos conversores CC-CC, do inversor e dos demais componentes auxiliares. Nesse capítulo são apresentadas as funções de transferência por meio de pequenos sinais de todos os conversores estudados.

- **Capítulo 4 - Controle da microrrede:** Apresentação dos métodos de controle utilizados no inversor e nos conversores CC-CC da TPU.

- **Capítulo 5 - Projeto dos compensadores e Resultados da Simulação:** Desenvolvimento do projeto dos compensadores IMC, do Tipo 2 e do Tipo 3 e apresentação dos resultados da operação da TPU e da análise de resposta dinâmica.

- **Capítulo 6 - Conclusão:** Considerações finais referentes aos resultados obtidos e propostas para serem implementadas ao trabalho em pesquisas futuras.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

A microrrede em estudo e sua estrutura topológica e a estratégia de controle tem como referência o artigo de KARIMI *et al.* [23], que propõe um método descentralizado para gerenciamento de energia e compartilhamento de carga em uma microrrede híbrida ilhada, composta por diferentes sistemas monofásicos ou trifásicos, unidades fotovoltaicas, unidades de armazenamento de bateria e unidades híbridas fotovoltaica com bateria.

A modelagem matemática da fonte fotovoltaica tem como base o trabalho de NGUYEN [35], no qual é realizada uma análise geral do estado da arte no que se refere à modelagem de fonte fotovoltaica, apresentando vários métodos computacionais, e é proposto um modelo robusto utilizado ferramentas do ambiente Simulink. Nesse modelo é investigada a influência de todos os parâmetros na operação do painel fotovoltaico, os físicos (resistência série, resistência paralela, fator de idealidade, etc.) e as condições ambientais como (variação de temperatura, irradiação e especialmente efeito de sombra parcial).

A regulação da tensão fotovoltaica é uma tarefa complicada, devido às características não lineares dos painéis e do conversor *boost*. Para esse problema de controle XIAO *et al.* [49] propõe a linearização da curva característica I-V por regiões e em seguida faz a análise da função de transferência de controle da tensão de entrada do *boost* em razão do ciclo de trabalho para cada região. A linearização da fonte fotovoltaica é proposta por VILLALVA [48] para quem o ponto de controle situado na região próxima ao MPP é satisfatório.

O rastreamento da máxima potência é realizado nesse trabalho por meio do algoritmo MPPT convencional, Perturba & Observa (P&O), descrito por ESRAM e CHAPMAN [10].

O controle do *boost* da fonte fotovoltaica é desenvolvido em cascata, seguindo o esquema proposto por MAHMOOD *et al.* [29], que implementa uma estratégia de gerenciamento de energia para um sistema híbrido de fonte fotovoltaica com bateria, interfaceados por um par de conversores a um barramento CC comum. Com essa

estratégia de controle é obtido um gerenciamento do fluxo de potência entre os conversores e a carga, mantendo a potência em equilíbrio no sistema, permitindo que a bateria promova o suporte do arranjo fotovoltaico quando a energia disponível é insuficiente para atender a necessidade das cargas.

A modelagem matemática completa do sistema de armazenamento de energia a bateria, BESS, é implementada com suporte no trabalho de DA SILVA JUNIOR *et al.* [7]. A técnica consiste em utilizar os dados experimentais obtidos por BARONTI *et al.* [3] por um processo de interpolação gráfica dos dados e usá-los como entradas nas equações que definem o estado de carga da bateria, tendo como resultado um processo de aferição do SOC e da tensão da bateria.

A estratégia de controle de MAHMOOD *et al.* [29] utiliza para o processamento de carga e descarga de energia um conversor CC-CC bidirecional convencional. A fim de dar suporte ao projeto dos elementos passivos dos conversores CC-CC boost e do bidirecional, pesquisou-se a teoria dos conversores CC-CC em ERICKSON [9], e a técnica de espaços de estados médios proposta por MIDDLEBROOK e CUK [33], referência principal para encontrar as funções de transferência.

O conversor CC-CC bidirecional apresenta diferentes topologias, como pode ser visto em TYTELMAIER *et al.* [45], artigo que faz uma revisão abrangente de topologias de conversores CC-CC bidirecionais isolados não isolados, discorre que tais conversores são promissores para aplicações em termos de sua simplicidade, flexibilidade e alta eficiência. Nesse estudo são citados os conversores entrelaçados.

Diversos trabalhos apresentam as vantagens dos conversores entrelaçados frente aos conversores convencionais, K. SASI e JIJI [21] demonstra que o conversor CC-CC bidirecional entrelaçado apresenta muitas vantagens quando comparado ao convencional, incluindo melhor resposta dinâmica e redução do tamanho dos componentes de filtragem, sem comprometer a eficiência. A topologia com dois indutores é estudada em YANG *et al.* [50], acrescentando como contribuição um estudo e desenvolvimento de proteção contra falhas.

Em tese de doutorado com resultados experimentais, ZHANG [53] demonstra que os conversores entrelaçados apresentam a vantagem de uma alta densidade de potência com um menor estresse de corrente no dispositivo e melhor eficiência. Apresenta a topologia convencional, e descreve o conversor entrelaçado de três fases, controlado com um deslocamento de fase de 120^{o} entre cada braço, e com ondulação de corrente relativamente pequena, permitindo a redução da capacitância tanto do lado da bateria quanto do lado da carga, para manter uma tensão aceitável. Desenvolve também o conversor entrelaçado de quatro fases com acoplamento. YU *et al.* [51] expõe um estudo sobre o conversor entrelaçado com quatro fases e acoplamento magnético nos indutores.

Com base nesses estudos, o presente trabalho adotou como referência para apli-

cação na microrrede o conversor IBDC na forma descrita por ZHANG [53], com três fases e na topologia não isolada e sem acoplamento. Definida a topologia, a pesquisa avançou sobre a modelagem e as estratégias de controle dos conversores bidirecionais entrelaçados.

O projeto do estágio de potência do conversor IBDC segue a técnica convencional de dimensionamento dos elementos ativos e passivos, de acordo com as especificações de corrente, tensão e ondulação desejadas. As funções de transferência para os conversores entrelaçados exigem um estudo aprimorado. Assim, além do conhecimento do técnica de espaços de estados médios, JANTHARAMIN e ZHANG [18] desenvolve uma análise dos conversores entrelaçados encontrando um modelo preciso de pequenos sinais que é aplicável para um conversor com N fases. Tal técnica é uma importante ferramenta e é utilizada para a demonstração da função de transferência do IBDC de três fases.

Quanto à estratégia de controle, em geral, ela se desenvolve usando ou o modo de controle por tensão ou o modo de controle por corrente média, esse último por meio da leitura da corrente nos indutores e da tensão de saída do conversor, usando um controle em cascata em quatro malhas, sendo uma de tensão e três de corrente. De acordo com os trabalhos de FERNÁNDEZ *et al.* [11] e KOLLURI e NARASAMMA [25] o controle de modo de corrente média é um método bem estabelecido e resulta em maior largura de banda de controle quando comparado ao controle do modo de tensão.

A implementação da malha de controle de tensão e das três malhas de corrente por meio de controle Proporcional Integral (PI) é suficiente para se obter um controle estável do IBDC. No entanto, ZHENG *et al.* [54] afirma que o IBDC apresenta vantagens de baixa perda de comutação, baixo custo e densidade de potência alta, mas ao empregar a estratégia de controle PI o sistema mostra alguns problemas, como velocidade de resposta lenta, robustez fraca e corrente desigual. Para corrigir esses problemas, ele propõe um modelo de controle preditivo combinado com controle de modo deslizante para o IBDC de três fases e as simulações resultaram em bom desempenho dinâmico e controle estável.

Outra característica do IBDC é exibir um zero no RHP (sistema de fase não mínima), portanto, GHOSH *et al.* [15] destaca que o controlador PID não atinge bom desempenho com variações de carga, de linha e incertezas. Para melhorar essas condições, ele projetou e implementou um controlador Tipo 2 e do Tipo 3 para o conversor *boost*, usando a abordagem do fator k, criada por G VENABLE [12], e adicionando técnicas de otimização. Esse trabalho é usado como referência para o projeto dos compensadores do Tipo 2 e do Tipo 3 para fins de comparação com o IMC nas simulações de resultados.

LOARTE *et al.* [28] apresenta a problemática de sistema de fase não mínima

e aplica diferentes esquemas para controlar um conversor *buck-boost* convencional. Três esquemas de controle são usados. O primeiro controlador apresentado é um controlador PI, o segundo é o Sliding Mode Control (SMC) e o terceiro é uma combinação de dois esquemas de controle, IMC e SMC. O controlador SMC-IMC melhorou a resposta do controle para mudanças de carga.

O controle IMC baseado em PID para os conversores *boost* e *buck-boost* é investigado por SIDDHARTHA e HOTE [43] para melhorar a largura de banda devido se tratar de sistemas de fase não mínima.

A abordagem de melhoria de controle para conversores entrelaçados é realizada por BANERJEE *et al.* [1], que implementa um conversor *boost* entrelaçado com duas fases, aprimorado com o controlador Tipo 3 ideal, baseado em técnica de otimização por enxame de partículas, *Particle Swarm Optimization* (PSO), que melhora o desempenho de malha fechada e a estabilidade para os conversores.

Por sua vez, [42] enfatiza as vantagens dos conversores entrelaçados e projeta um compensador IMC para um conversor *boost* entrelaçado de duas fazes e faz a comparação com o compensador PID derivado do IMC na estratégia de controle de modo de tensão. Os resultados mostraram que o PID derivado do IMC funciona melhor do que o IMC em regulação de linha, regulação de carga e variações paramétricas, mas em relação a resposta ao degrau, o tempo de acomodação é quase igual.

Uma comparação entre o controle por IMC com a técnica PID convencional, e com o controlador Tipo 3 sintonizado por fator k é realizada por MEHER e GOSH [32], demonstrando que para o conversor bidirecional com topologia SEPIC, o controlador IMC apresenta a melhor adequação para rastreamento do ponto de ajuste, apresenta melhor resposta dinâmica e menos erro de estado estacionário em comparação com o controlador Tipo 3. A maioria os trabalhos estudados que implementam técnicas de melhoria do controle do conversor entrelaçado o fizeram em modo de tensão.

O controle em cascata para o IMC é visto em VERMA e ANWAR [47], que demonstra que a estrutura de controle em cascata fornece um melhor desempenho servo e regulatório, incluindo a rápida rejeição de distúrbios em comparação com a configuração IMC de malha única, de controle por tensão.

O presente trabalho explora a ideia de VERMA e ANWAR [47] de desenvolver um controle em cascata com compensador IMC na malha de tensão e um IMC na malha de corrente e faz a adaptação para o IBDC de três fases, acrescentando uma malha IMC para cada fase, aprimorando o controle do modo de corrente média.

A topologia adotada do inversor é a de fonte de tensão VSI, apresentando duas estratégias principais de controle que são o de seguidor de rede semelhante ao adotado em BARROS e BARROS [4], na operação conectada com a rede principal e o de formador de rede para o modo ilhado, contendo um controle de *droop* com base

em KARAKI *et al.* [22] e ZHANG *et al.* [52] e um controle ressonante descrito em VASQUEZ *et al.* [46].

Tabela 2.1: Referencial bibliográfico da pesquisa - controles analisados

Referência Bibliográfica	Tipo de Conversor CC-CC	Tipo de controle
BANERJEE *et al.* [1]	*boost* entrelaçado de duas fases	Tipo 3 com otimização
SARKAR *et al.* [42]	*boost* entrelaçado de duas fases	IMC e PID derivado do IMC
MEHER e GOSH [32]	bidirecional com topologia SEPIC	IMC, PID e o Tipo 3 fator k
ZHENG *et al.* [54]	IBDC de três fases	Controle preditivo e SMC
VERMA e ANWAR [47]	*boost* convencional	IMC em cascata
GHOSH *et al.* [15]	*boost* convencional	Tipo 2 e Tipo 3 e otimização
LOARTE *et al.* [28]	*buck-boost*	PI, IMC e SMC
SIDDHARTHA e HOTE [43]	*boost* e *buck-boost*	PID derivado do IMC

Na tabela 2.1 estão destacadas e resumidos alguns trabalhos acima citados que promovem comparações e aplicações de melhoramentos para o controle dos conversores CC-CC *buck-boost* e *boost*, convencionais e entrelaçados, propondo em alguns deles a utilização de controle com base no Tipo 2, Tipo 3 e IMC, além de versões híbridas desses controles.

Capítulo 3

Modelagem Matemática da Microrrede

3.1 Geração Fotovoltaica

A captação da energia fotovoltaica teve como origem os estudos do efeito foto-elétrico observado por A. E. Becquerel em 1839 e posteriormente confirmado por Heinrich Hertz em 1887 e comprovado em 1921 por Albert Einstein, mediante o qual radiações eletromagnéticas de frequências elevadas podem liberar elétrons de um material.

Com base nesse fenômeno físico é possível desenvolver as células fotovoltaicas, que é o elemento básico de geração. A tecnologia da célula de silício é a mais difundida pelas características desse material ser não tóxico, de baixo custo de produção e fácil obtenção, quando comparado a outros materiais.

A Fig. 3.1 exibe o modelo matemático com um diodo de uma célula fotovoltaica e a Fig. 3.2 apresenta sua expansão para um painel de múltiplas células em arranjos série e paralelo. A modelagem e simulação é realizada com suporte no trabalho de NGUYEN [35] e desenvolvida no sistema SIMULINK/Matlab.

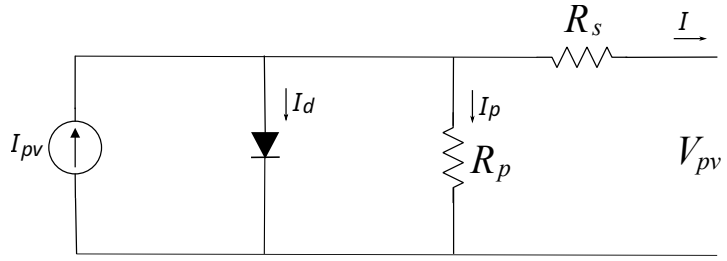

Figura 3.1: Modelo com um diodo de uma célula fotovoltaica
Fonte: Adaptado de NGUYEN [35]

A fonte de corrente I_{pv} exposta na Fig. 3.1 simboliza a corrente resultante do

efeito fotoelétrico em cada célula. Como se percebe na Equação 3.1, essa corrente depende da corrente de curto-circuito da célula I_{sc}, do coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito K_i, da temperatura de funcionamento do painel T, em kelvin, da temperatura nominal (referência) do painel T_{ref}, que em geral fica em torno de 25º C (298,15 K), e, por fim, da irradiância I_r.

$$I_{pv} = [I_{sc} + K_i(T - T_{ref})]I_r/1000, \tag{3.1}$$

A versatilidade do sistema ou modularidade se processa na medida em que é possível se combinar as células para produzir painéis fotovoltaicos de diferentes tensões e correntes nominais de operação. Isso é possível pela associação de células ligando seus terminais em série ou em paralelo, conforme é representado na Fig. 3.2, na qual as N_s células ligadas em série são responsáveis pelo valor da tensão do painel e as N_p células ligadas em paralelo determinam a corrente do painel. A tensão e a corrente nominal de cada célula e as demais informações constam dos manuais técnicos dos fabricantes.

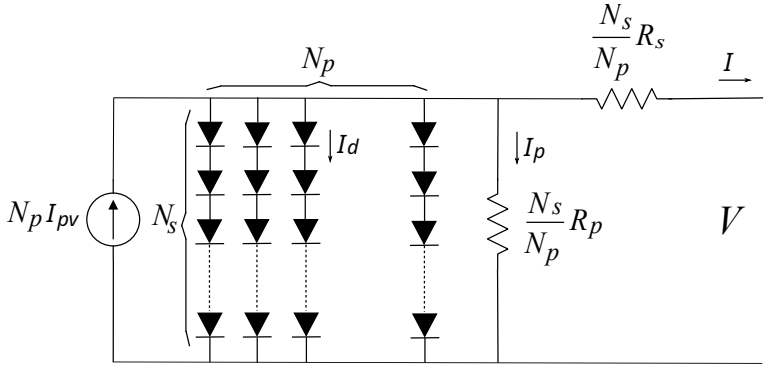

Figura 3.2: Modelo com um painel fotovoltaico
Fonte: Adaptado de NGUYEN [35]

Aplicando análise elementar de circuitos é possível determinar a corrente de saída do painel fotovoltaico (I), como mostrado na equação 3.2:

$$I = N_p I_{pv} - N_p I_o \left[exp\left(\frac{V_{pv}/N_s + IR_s/N_p}{nV_t} \right) - 1 \right] - I_p, \tag{3.2}$$

$$I_p = \frac{V_{pv}(N_p/N_s) + IR_s}{R_p}, \tag{3.3}$$

$$V_t = \frac{kT}{q}, \tag{3.4}$$

onde: I e V_{pv} representam a corrente e a tensão do painel fotovoltaico, I_o é a corrente de saturação do painel, R_s é a resistência série equivalente, R_p é a resistência

em paralelo equivalente, V_t é a voltagem térmica do diodo, n é um fator de ajuste - o fator de idealidade do diodo, K é a constante de Boltzman ($1,3807 \times 10^{-23}$ J/K), T é a temperatura absoluta em kelvin e q carga do elétron ($1,6 \times 10^{-19}$ C).

A corrente de saturação I_o do painel é dada pela expressão 3.5:

$$I_o = I_{rs} \left(\frac{T}{T_{ref}} \right)^3 exp \left[\frac{qE_{g0}}{nK} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{ref}} \right) \right] \tag{3.5}$$

I_{rs} é a corrente reversa de saturação, dada pela expressão 3.6:

$$I_{rs} = I_{sc}/[exp(qV_{oc}/N_s qnT) - 1], \tag{3.6}$$

A fonte fotovoltaica desta microrrede é constituída de cinco módulos de 345 W do fabricante RAISEN de referência RSM72-6-345P, totalizando uma potência máxima de 1.725 W. A modelagem levou em consideração os diversos parâmetros das Equações 3.1 a 3.6 para alcançar uma boa aproximação da operação real, como irradiância solar, temperatura, resistências série e paralela e corrente de saturação do painel.

Determinadas as equações da modelagem matemática do painel fotovoltaico é traçada a curva característica da corrente em função da tensão (I-V), por meio da simulação para as irradiâncias de 1000 W/m^2 a 200 W/m^2, conforme exibido na Fig. 3.3.

Igualmente, foram traçadas as curvas características de Potência em função da tensão (P-V) por meio da simulação para as irradiâncias de 1000 W/m^2 a 200 W/m^2, conforme exibido na mostrada na Fig. 3.3. Essas curvas são apresentadas nos manuais técnicos dos fabricantes e tem uma importância fundamental para o Engenheiro projetista.

3.1.1 Modelo linearizado do painel fotovoltaico

O modelo matemático do painel fotovoltaico resulta em equações diferenciais não lineares e variantes no tempo, devido às características elétricas da célula fotovoltaica, que se assemelha com à curva do diodo e das condições ambientais. Portanto, para fins de controle é necessário linearizar o modelo do painel em torno de pontos desejados de operação. A academia propõe diversas técnicas para obtenção de modelos mais próximos do ponto de operação real linearizado conforme se pode inferir em JIN *et al.* [20], POOLLA e ISHIHARA [38] e VILLALVA [48].

Assim, o ponto de operação pode ser aproximado pela reta tangente no MPP, obtido pela derivada da função (3.2), sendo representado pela Equação 3.7:

$$I = g(V_{pv} - V_{MP}) + I_{MP}, \tag{3.7}$$

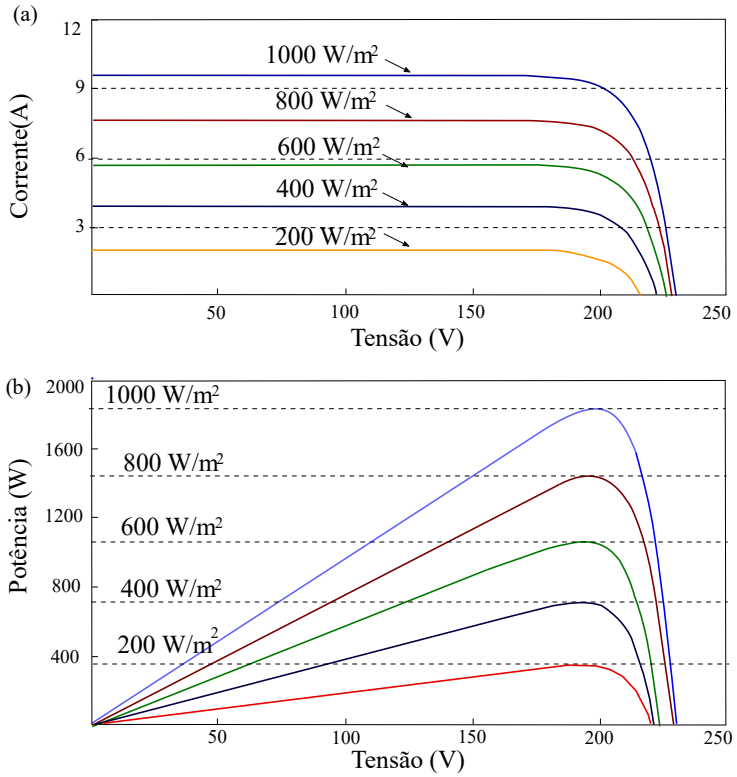

Figura 3.3: Curvas características (a) I-V e (b) P-V para temperatura de 25ºC
Fonte: Obtida da simulação no Matlab/Simulink

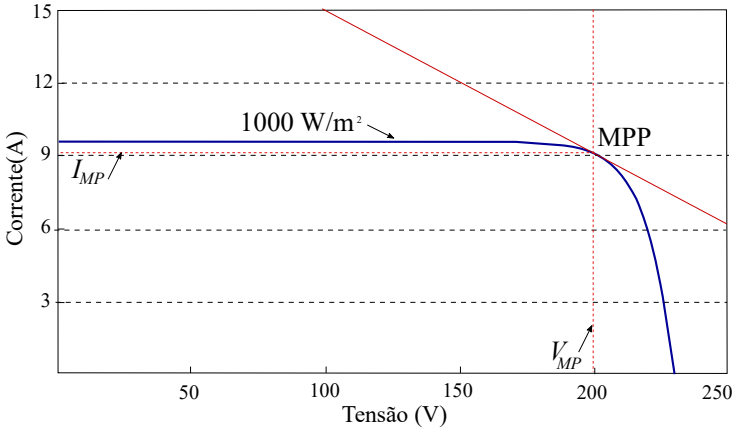

Figura 3.4: Curva linear equivalente no ponto de máxima potência (MPP)
Fonte: Simulação no Matlab/Simulink.

onde g é condutância e representa a taxa de variação instantânea da corrente I em razão da tensão V_{pv}:

$$g = \frac{dI}{dV_{pv}} = \frac{1}{r_{pv}} \approx \frac{\Delta I}{\Delta V_{pv}} \tag{3.8}$$

A equação (3.7) é aplicada para determinar o circuito equivalente nas vizinhan-

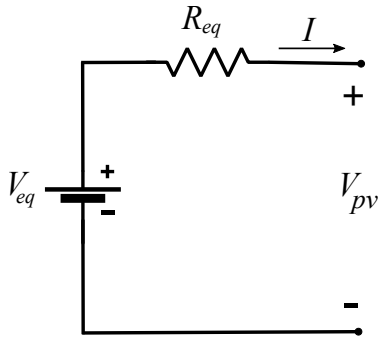

Figura 3.5: Linearização do ponto de operação da fonte fotovoltaica
Fonte: Adaptado de VILLALVA [48]

ças do MPP, com a tensão equivalente do modelo fotovoltaico linearizado (V_{eq}) e a resistência equivalente do modelo fotovoltaico linearizado (R_{eq}), conforme está representado na Fig. 3.5, considerando:

$$\begin{cases} V_{eq} = V_{MP} - \dfrac{I_{MP}}{g} \\ R_{eq} = -\dfrac{1}{g} \end{cases} \tag{3.9}$$

XIAO *et al.* [49] aplica o método de linearização do painel fotovoltaico e divide a curva I-V em quatro regiões, acompanhando a inclinação da curva, que é proporcional à resistência dinâmica r_{pv}, são elas: 1) a região da fonte de corrente; 2) região de potência I, região de potência II e região de fonte de tensão. Essas quatro regiões de linearização são mostradas na Fig. 3.6. XIAO *et al.* [49] recomenda que o controle do sistema se situe na região abaixo da região de potência II, pois na região de fonte de corrente a resistência dinâmica é alta e como consequência o coeficiente de amortecimento do sistema é muito baixo.

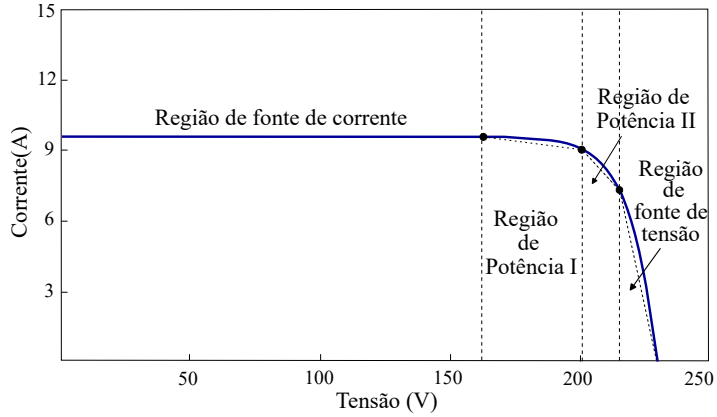

Figura 3.6: Aproximação linear das características de saída fotovoltaica
Fonte: Adaptado de XIAO *et al.* [49].

Para VILLALVA [48] o controle do conversor alimentado por um dispositivo fotovoltaico deve utilizar um modelo linear do dispositivo e orienta que qualquer ponto da curva I-V pode ser escolhido para o controle, porém, recomenda escolher o ponto MPP, visto que o dispositivo será ajustado para operar nas proximidades desse ponto.

3.1.2 MPPT P&O

O uso eficiente da energia solar em Microrredes requer a implementação de algoritmos de rastreamento de máxima potência. Entre eles, o método P&O convencional é simples e de bons resultados. ESRAM e CHAPMAN [10] apresenta um estudo comparativo dos métodos de MPPT mais conhecidos e explica em detalhes o funcionamento do algoritmo P&O.

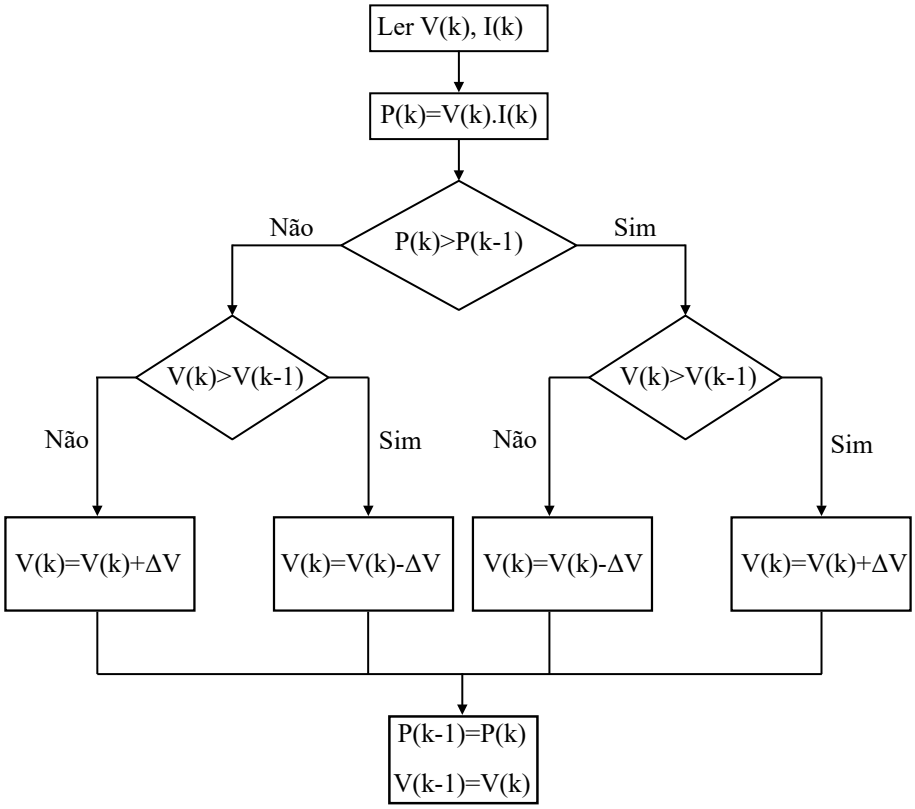

Figura 3.7: Algoritmo MPPT perturba e observa (P&O).
Fonte: Adaptado de VILLALVA [48]

A Fig. 3.8 mostra o comportamento da tensão de saída do painel fotovoltaico V_{pv} em regime permanente, sob a influência do algoritmo MPPT. A tensão V_{mp} representa o valor de V_{pv} no valor ótimo do MPP, ΔV = 1 V é o passo de cálculo e Δt = 0,02 s é o tempo de amostragem do algoritmo MPPT.

O algoritmo P&O, transcrito logicamente na Fig. 3.7, consiste em incrementar

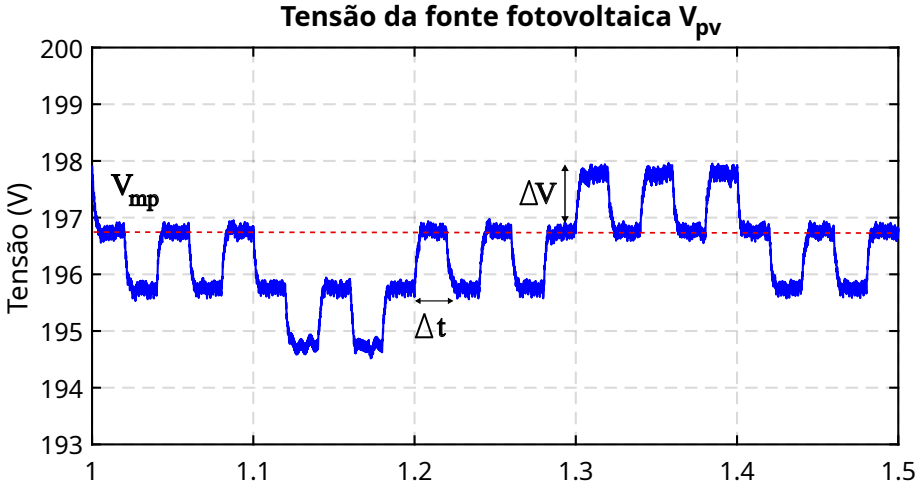

Figura 3.8: Tensão de saída do painel fotovoltaico em regime permanente
Fonte: Autoria própria

ou decrementar periodicamente a tensão de saída do terminal da fotovoltaica, comparando a potência medida no ciclo atual com a potência medida no ciclo anterior. Caso a tensão seja alterada e a potência aumente o sistema muda a operação naquela direção, caso contrário, muda o ponto de operação na direção oposta. Esse procedimento é repetido até que a máxima potência seja alcançada, ponto no qual o sistema permanece com uma pequena oscilação. Assim, a taxa de variação da tensão é uma variável importante, devendo-se guardar um compromisso entre a resposta mais rápida com a menor oscilação no regime permanente.

O método P&O convencional tem como ponto forte de ser eficiente, de fácil implementação computacional e adaptação a diferentes regiões sem a necessidade de estudo das variáveis de temperatura e irradiância do local, mas tem como desvantagens oscilações em torno do MPP e o fato de que pode falhar diante de variações rápidas em condições atmosféricas ESRAM e CHAPMAN [10].

Devido as desvantagens do algoritmo P&O convencional, diversas técnicas foram implementadas e publicadas para fornecer mais robustez ao MPPT diante de variações ambientais, incluindo o P&O com tamanho de passo variável JIANDONG *et al.* [19], o método de condutância incremental KIM *et al.* [24], o método de controle de correlação de ondulação DESHPANDE e PATIL [8], o método de lógica fuzzy RAI e RAHI [39], o método de rede neural HARRAG *et al.* [17] e a técnica de controle orientado a corrente ou tensão [30], e RAIKER *et al.* [40]. Para os objetivos desse trabalho o método P&O convencional é considerado suficiente.

3.1.3 Conversor *boost*

O conversor *boost* é um circuito eletrônico de potência chaveado capaz de produzir uma tensão de saída maior do que a tensão de entrada, sendo por isso conhecido como conversor elevador de tensão ou *step-up*.

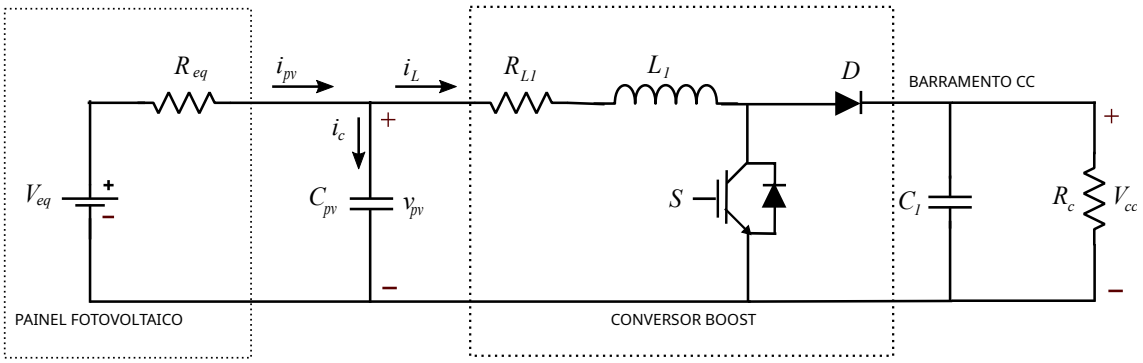

Figura 3.9: Conversor boost e painel fotovoltaico linearizado
Fonte: Autoria própria.

A topologia do conversor *boost* é constituída por um indutor, um diodo, uma chave eletrônica e um capacitor que filtra a ondulação da tensão da saída, conforme apresentado na Fig. 3.9.

Os conversores CC-CC podem operar no *Continuous Conduction Mode* (CCM), quando a corrente média i_L é definida por meio do controle para ser diferente de zero, ou em *Discontinuous Conduction Mode* (DCM), quando a corrente i_L apresenta o valor zero durante um intervalo de tempo. O limiar entre os dois estados é conhecido como de condução crítica e o indutor atinge o valor de corrente zero em um ponto, importante para se determinar a indutância mínima de operação em CCM. Nesse trabalho todos os conversores são projetados para operar no CCM.

O chaveamento S é feito por um modulador do tipo *Pulse Width Modulation* (PWM), cujo período é T e o ciclo de trabalho é D. A Fig. 3.10 mostra que o *boost* opera em CCM, visto que em todo ciclo de trabalho o indutor está conduzindo corrente. De 0 a DT a chave está ligada e de DT para T desligada.

Analisando as formas de onda da tensão do indutor V_L, e corrente I_L na Fig. 3.10, conclui-se que a tensão no indutor segue a expressão (3.10):

$$V_L(t) = \begin{cases} V_{pv} & ,0 < t < DT \\ V_{pv} - V_{cc} & ,DT < t < T \end{cases} \tag{3.10}$$

Em regime permanente o valor médio da tensão no indutor L_1 é nulo $V_{Lmed} = 0$ ERICKSON [9], sendo representado pela equação 3.11:

$$V_{Lmed} = \frac{1}{T}\left[\int_0^{DT} V_L(t)dt + \int_{DT}^{T} V_L(t)dt\right] = 0 \tag{3.11}$$

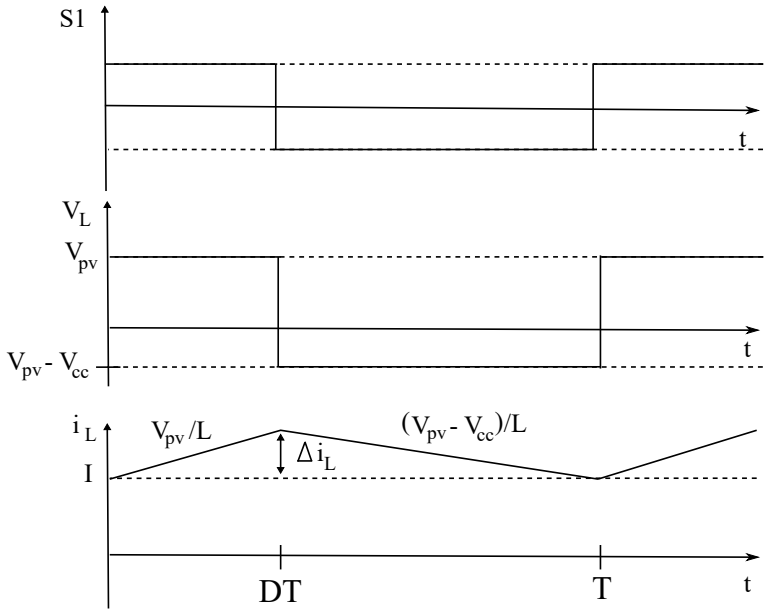

Figura 3.10: Formas de onda de corrente e tensão ideais no conversor boost (*CCM*)
Fonte: Adaptado de ERICKSON [9]

Resolvendo a equação (3.11), chega-se à relação de conversão do conversor *boost*, que é dada pela razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada:

$$\frac{V_{cc}}{V_{pv}} = \frac{1}{1-D} \tag{3.12}$$

O projeto de todos os elementos do conversor *boost* fotovoltaico é implementado de acordo com ERICKSON [9], onde são detalhadas as equações matemáticas representativas do estado estacionário e demonstradas as equações 3.13 e 3.14, respectivamente, da indutância e da capacitância, em CCM.

$$L_1 = \frac{D(1-D)V_{cc}}{f_{ch1}\Delta i_L}, \tag{3.13}$$

$$C_b = \frac{I_c DT}{\Delta V_{cc}} \tag{3.14}$$

Dessa forma, determinou-se a indutância L_1 e a capacitância C_b para o conversor *boost* trabalhar no CCM na situação de máxima potência da fonte fotovoltaica, com ondulação de corrente e tensão reduzidas, $\Delta i_L = 10\% i_{Lmed}$ e $\Delta V_{cc} = 1\% V_{cc}$.

A chave eletrônica utilizada, transistor do tipo IGBT, e o diodo são considerados ideais.

3.1.4 Função de transferência do conversor *boost*

A função de transferência é obtida pela técnica de modelo médio de espaço de estados, desenvolvida por MIDDLEBROOK e CUK [33], por meio da qual é possível obter um modelo que represente as variáveis médias no espaço de estados, cujo resultado é um modelo linear válido ao trabalhar com pequenas perturbações.

Nesse contexto, foram definidas e relacionadas as variáveis de estado i_L e v_{pv} ao ciclo de trabalho. A tensão de saída do *boost* é considerada fixada em V_{cc}, visto que o IBDC controla a tensão do barramento CC. Assim, deseja-se um controle de MPPT por meio de variações de v_{pv}, considerando a tensão do barramento CC de saída estabilizada.

O conversor *boost* em estudo apresenta dois estados básicos topológicos, representados pela chave eletrônica ligada ou desligada, consoante apresentado na Fig. 3.11.

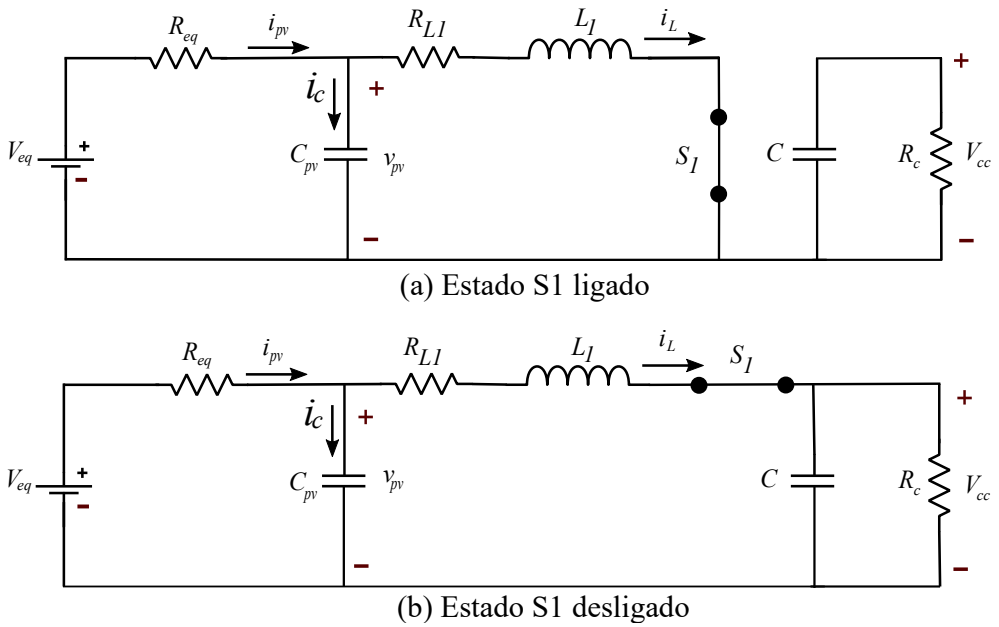

Figura 3.11: Circuito equivalente do conversor *boost*
Fonte: Adaptado de ERICKSON [9]

As equações do conversor de i_L e v_{pv} para chave S_1 ligada são estão definidas no sistema 3.15:

$$\begin{cases} \dfrac{dv_{pv}}{dt} = \dfrac{-v_{pv}}{R_{eq}C_{pv}} - \dfrac{i_L}{C_{pv}} + \dfrac{V_{eq}}{R_{eq}C_{pv}} \\ \dfrac{di_L}{dt} = \dfrac{v_{pv}}{L_1} - \dfrac{R_{L1}i_L}{L_1} \end{cases} \tag{3.15}$$

Do sistema de equações diferenciais 3.15 chega-se à matriz de estado A_1 e ao vetor B_1:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 u \tag{3.16}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{pv}}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C_{pv}R_{eq}} & \frac{-1}{C_{pv}} \\ \frac{1}{L_1} & \frac{-R_{L1}}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pv} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{pv}R_{eq}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{eq} \\ V_{cc} \end{bmatrix} \tag{3.17}$$

As equações do conversor de i_L e v_{pv} para chave S_1 desligada estão definidas no sistema de equações diferenciais 3.18:

$$\begin{cases} \frac{dv_{pv}}{dt} = \frac{-v_{pv}}{R_{eq}C_{pv}} - \frac{i_L}{C_{pv}} + \frac{V_{eq}}{R_{eq}C_{pv}} \\ \frac{di_L}{dt} = \frac{v_{pv}}{L_1} - \frac{R_{L1}i_L}{L_1} - \frac{V_{cc}}{L_1} \end{cases} \tag{3.18}$$

Do sistema de equações diferenciais 3.18 chega-se à matriz de estado A_2 e ao vetor B_2:

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 u \tag{3.19}$$

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{pv}}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C_{pv}R_{eq}} & \frac{-1}{C_{pv}} \\ \frac{1}{L_1} & \frac{-R_{L1}}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{pv} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_{pv}R_{eq}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{eq} \\ V_{cc} \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

Como já foi visto, R_{eq} e V_{eq} derivam da linearização do módulo fotovoltaico conforme apresentado na subseção 3.1.1, os demais componentes são a Resistência série do indutor do *boost* (R_{L1}) e a Capacitância de saída do painel fotovoltaico (C_{pv}).

Mediar a descrição das variáveis de estado usando o ciclo de trabalho (d)

$$\dot{X} = [A_1 d + A_2(1-d)]X + [B_1 d + B_2(1-d)]U \tag{3.21}$$

A modelagem de pequenos sinais consiste na introdução de pequenas perturbações no ciclo trabalho d, resultando em pequena variação no vetor de saída x=[v_{pv} i_L]' e considerando o vetor de entrada u = [V_{eq} R_{eq}]' fixo. X e D representam os valores médios e $\hat{d}$, $\hat{x}$ as componentes AC:

$$x = X + \hat{x} \tag{3.22}$$

$$d = D + \hat{d} \tag{3.23}$$

$$A = [A_1 d + A_2(1-d)] \tag{3.24}$$

$$B = [B_1 d + B_2(1-d)] \tag{3.25}$$

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + [(A1 - A2)X + (B1 - B2)U]\hat{d} \tag{3.26}$$

Aplicando a transformada de Laplace à equação (3.26), demonstra-se as funções de transferência $G_{id1}(s)$, $G_{vpvd1}(s)$ e $G_{vpvi1}(s)$, necessárias para projetar os controladores.

$$\hat{x}(s) = (SI - A)^{-1}[(A1 - A2)X + (B1 - B2)U]\hat{d}(s) \tag{3.27}$$

Dos sistemas (3.17) e (3.20), sabe-se que:

$$A_1 = A_2 = A = \begin{bmatrix} \dfrac{-1}{C_{pv}R_{eq}} & \dfrac{-1}{C_{pv}} \\ \dfrac{1}{L_1} & \dfrac{-R_{L1}}{L_1} \end{bmatrix} \tag{3.28}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{C_{pv}R_{eq}} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \;\; e \;\; B_2 = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{C_{pv}R_{eq}} & 0 \\ 0 & \dfrac{-1}{L_1} \end{bmatrix} \tag{3.29}$$

$$[(A1 - A2)X + (B1 - B2)U] = \begin{bmatrix} 0 \\ \dfrac{V_{cc}}{L_1} \end{bmatrix} \tag{3.30}$$

$$(SI - A)^{-1} = \frac{1}{s^2 + \left(\dfrac{R_{L1}}{L_1} + \dfrac{1}{R_{eq}C_{pv}}\right)s + \dfrac{1}{L_1 C_{pv}}} \begin{bmatrix} s + \dfrac{R_{L1}}{L_1} & \dfrac{-1}{C_{pv}} \\ \dfrac{1}{L_1} & s + \dfrac{1}{R_{eq}C_{pv}} \end{bmatrix} \tag{3.31}$$

Substituindo as matrizes (3.28, 3.29, 3.30 e 3.31) na equação (3.27) chega-se à função de transferência:

$$H(s) = \begin{bmatrix} \dfrac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{d}} \\ \dfrac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}} \end{bmatrix} \tag{3.32}$$

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \left(\frac{R_{L1}}{L_1} + \frac{1}{R_{eq}C_{pv}}\right)s + \frac{1}{L_1 C_{pv}}} \begin{bmatrix} s + \frac{R_{L1}}{L_1} & \frac{-1}{C_{pv}} \\ \frac{1}{L_1} & s + \frac{1}{R_{eq}C_{pv}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{cc}}{L_1} \end{bmatrix} \tag{3.33}$$

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \left(\frac{R_{L1}}{L_1} + \frac{1}{R_{eq}C_{pv}}\right)s + \frac{1}{L_1 C_{pv}}} \begin{bmatrix} -\frac{V_{cc}}{L_1 C_{pv}} \\ \frac{V_{cc}}{L_1}\left(s + \frac{1}{R_{eq}C_{pv}}\right) \end{bmatrix} \tag{3.34}$$

As funções de transferência resultantes de pequenos sinais de perturbação nas variáveis de estado i_L e v_{pv} em relação a perturbações no ciclo de trabalho d são descritas em (3.35), (3.37) e (3.38) e a equação $G_{id1}(s)$ simplificada é apresentada em (3.36).

$$G_{id1}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}} = \frac{V_{cc}(R_{eq}C_{pv}s + 1)}{R_{eq}LC_{pv}s^2 + (R_{L1}R_{eq}C_{pv} + L_1)s + R_{L1} + R_{eq}}, \tag{3.35}$$

$$G_{id1}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}} = \frac{V_{cc}}{L_1 s + R_{L1}}, \tag{3.36}$$

$$G_{vpvd1}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{d}} = \frac{-V_{cc}R_{eq}}{R_{eq}L_1C_{pv}s^2 + (R_{L1}R_{eq}C_{pv} + L_1)s + R_{L1} + R_{eq}}, \tag{3.37}$$

$$G_{vpvi1}(s) = \frac{\hat{v}_{pv}(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{-R_{eq}}{C_{pv}R_{eq}s + 1}. \tag{3.38}$$

A validação do modelo matemático do conversor *boost* se encontra no Apêndice B.3 e consiste na comparação entre o circuito de potência simulado no software Matlab®/Simulink®, por meio de componentes ativos e passivos, com a resposta obtida na função de transferência que representa o circuito *boost*, $G_{id1}(s)$ e $G_{vpvd1}(s)$, equações 3.35 e 3.37.

3.2 Sistema de armazenamento a bateria (BESS)

3.2.1 Modelo de BESS

O BESS é projetado com base em um conjunto de 47 células de 3,3 V de Fosfato de Ferro de Lítio ($LiFePO_4$), que tem como característica uma baixa voltagem de operação (2,5 a 3,6 V) e uma tensão de circuito aberto V_{boc} plana e o SOC variando de 20% a 80%, BARONTI *et al.* [3].

As baterias de lítio apresentam algumas limitações de operação, porque necessitam de um processo de carga e descarga sofisticado, para evitar processos de sobrecarga ou de descarga profunda, que podem ocasionar problemas de fuga térmica e liberação de oxigênio, condições instáveis e perigosas.

Por isso, a utilização das baterias de lítio deve incorporar um sistema de gerenciamento, responsável pela estimação do SOC, do estado de saúde *State of Health* (SOH) e do balanceamento das células da bateria, entre outros parâmetros. Nesse trabalho, o sistema de gerenciamento da bateria é composto por um método de estimativa do SOC.

O projeto de um eficiente sistema de gerenciamento da bateria exige a implementação de um modelo que possa representar os vários parâmetros necessários para uma operação segura da bateria e que preserve sua vida útil.

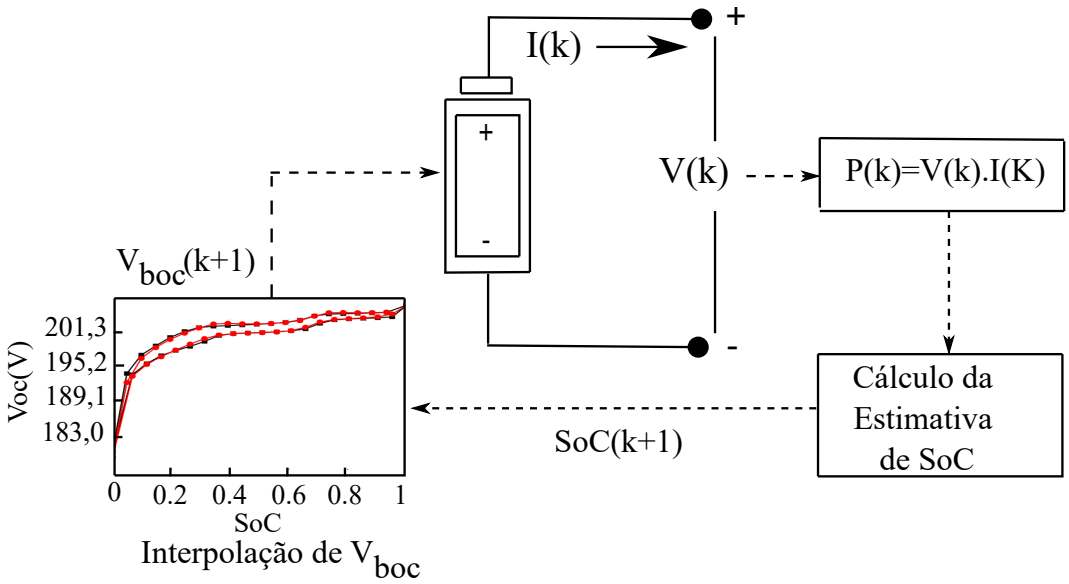

Figura 3.12: Modelo do BESS de $LiFePO_4$
Fonte: Adaptado de DA SILVA JUNIOR *et al.* [7]

A modelagem matemática da bateria é representada por um sistema não linear, encontrando-se na literatura modelos com base em dados de química dos materiais e outros que trabalham com os parâmetros elétricos, sendo esse último usado no

presente trabalho e apresentado na Fig. 3.12.

A tensão da bateria V_{bat} é obtida aplicando interpolação linear nos dados dos gráficos da modelagem proposta em BARONTI *et al.* [3]. Esse estudo apresenta um procedimento experimental aplicado em células de 20 Ah de LiFePO4, relacionando o estado de carga SOC e a tensão de circuito aberto V_{boc}. Os testes consistem de cargas e descargas periódicas da célula usando pulsos, permitindo a estabilização química da bateria entre cada ciclo. Dessa forma, os dados obtidos representam um modelo não linear da bateria, que leva em conta os efeitos da histerese.

Dessa forma, realizada as medições de V(k) e I(k), é realizada a estimativa do SOC por meio das equações 3.39 e 3.40, sendo atualizado o valor de V_{boc}(k+1), conforme exibido na Fig. 3.12.

A estimativa do SOC é determinada pela equação 3.39 e 3.40, aplicada em MÉGEL *et al.* [34] e DA SILVA JUNIOR *et al.* [7]:

$$SOC(k+1) = SOC(k) - \frac{\Delta k P(k)}{\eta_d E_b}, \quad P(k) > 0, \tag{3.39}$$

$$SOC(k+1) = SOC(k) - \frac{\Delta k P(k) \eta_c}{E_b}, \quad P(k) < 0 \tag{3.40}$$

onde: E_b é a capacidade de energia, η_c e η_d coeficientes de eficiência de carregamento e descarregamento. Esses dados são amostrados com um passo de tempo, Δk. Na descarga da bateria $P(k)$ positivo, e na carga $P(k)$ negativo.

3.2.2 Conversor CC-CC bidirecional entrelaçado - três fases

A conexão da bateria ao barramento CC é realizada de forma eficaz por um conversor CC-CC bidirecional, visto que dependendo do cenário de carga da microrrede e do estado da fonte fotovoltaica, a bateria precisa carregar ou descarregar para manter o equilíbrio de energia. Nessa situação, o conversor bidirecional é responsável por manter a tensão V_{cc} em seu valor nominal e o SOC da bateria dentro de uma faixa segura.

Existem diversas topologias de conversores CC-CC bidirecionais na literatura, classificados como isolados e não isolados. Os conversores isolados tem como principal caraterística a utilização de transformadores de alta frequência para promover a isolação galvânica entre a fonte e a carga. O isolamento é empregado também para ciclos de trabalho muito estreitos ou muito largos (relação de ganho/redução elevada), TYTELMAIER *et al.* [45]. O uso de transformadores causam algumas desvantagens como problemas de resposta de frequência, aumento do tamanho, do peso e do custo do circuito de potência.

A topologia não isolada apresenta vantagens, porque melhora a eficiência, reduz

o tamanho, peso e o custo. TYTELMAIER *et al.* [45] traz a descrição e a revisão de topologias de conversores não isolados, dentre elas, pode-se citar: Cuk, SEPIC/Zeta, Half bridge e a Interleaved (entrelaçados).

Os conversores de potência CC-CC bidirecionais entrelaçados são obtidos pela conexão de dois ou mais conversores em paralelo e tem como características apresentarem uma distribuição da corrente em cada indutor e a redução da ondulação da corrente da bateria e da tensão do barramento CC. Dessa forma, permitem a redução no dimensionamento dos componentes para uma potência considerada. Ou seja, aumentam a densidade de potência.

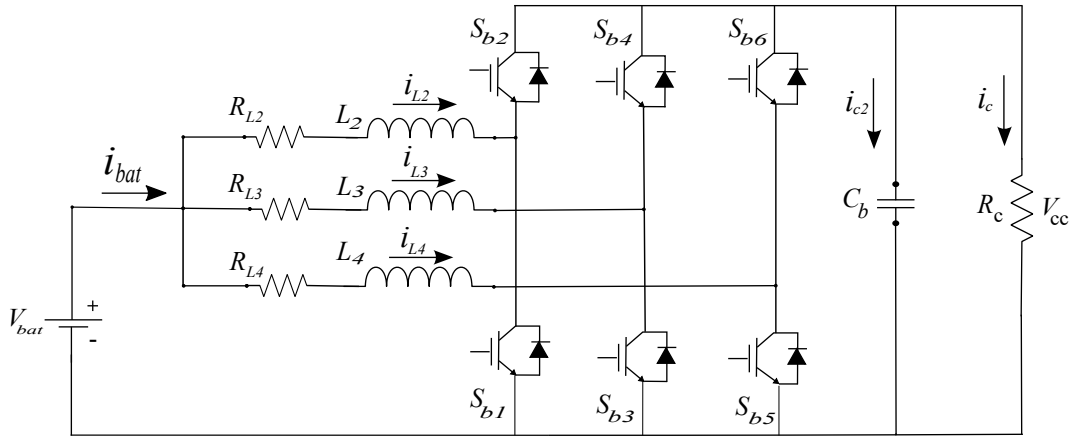

Figura 3.13: Conversor bidirecional entrelaçado de três fases
Fonte: Adaptado de K. SASI e JIJI [21]

A topologia do conversor IBDC proposta é mostrada na Fig. 3.13 e possui três braços entrelaçados, atuando de forma independente, por meio de uma *Phase Shifted Pulse Width Modulation* (PS-PWM), com uma defasagem elétrica de 120º, como exibido na Fig. 3.14. Um estudo comparativo dessa técnica de modulação com a *Level Shifted PWM* (LS-PWM) e a *Nearest Level Control* (NLC) é feito por LIU *et al.* [27].

Com a disposição de braços entrelaçados a corrente é dividida entre os três indutores L_2, L_3 e L_4, fato que permite o uso de componentes com menor valor nominal, causa o aumento da frequência e a redução da amplitude da ondulação da corrente do banco de baterias e da tensão do barramento CC, apresentando ainda um melhor rendimento em potências elevadas. A frequência da ondulação será o número de fases N_f multiplicado pela frequência de chaveamento.

Semelhante ao conversor com uma fase, a análise do balanço de conservação de energia no indutor permite o cálculo do indutância, considerando agora que a corrente é divida pelo número de fases N_f, o valor das indutâncias de L_2, L_3 e L_4 será dado pela equação 3.41.

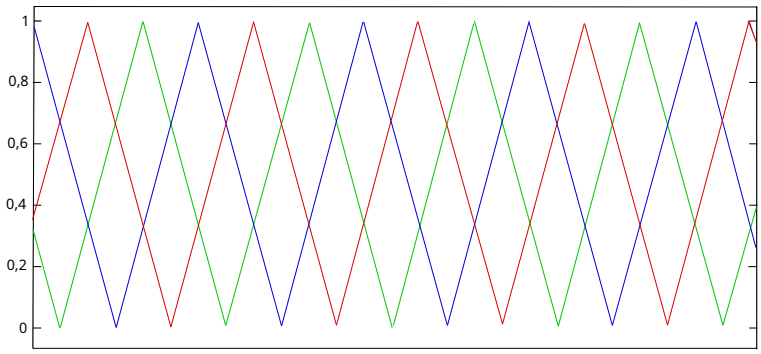

Figura 3.14: Sinal da portadora PS-PWM com três ondas defasadas em 120º
Fonte: Autoria própria.

$$L_{2,3,4} = \frac{D(1-D)V_{cc}}{N_f f_{ch2} \Delta i_{bat}}, \tag{3.41}$$

Portanto, fixado o percentual da máxima ondulação de corrente desejada, especifica-se o valor da indutância. Cada indutor está submetido a uma ondulação de N_f vezes maior do que a ondulação da corrente i_{bat}, conforme a equação 3.42.

$$\Delta i_L = N_f \Delta i_{bat} = 3\Delta i_{bat} \tag{3.42}$$

Considerando o chaveamento com idêntico ciclo de trabalho, a potência total de saída/entrada da bateria e a corrente é dividida entre os três indutores igualmente, portanto, um terço da corrente média da bateria será conduzida por cada indutor, o que é retratado na equação 3.43.

$$I_{L1,2,3med} = P_{bat}/3V_{bat} = I_{bat}/3 \tag{3.43}$$

A relação de conversão deste conversor é dada por:

$$\frac{V_{cc}}{V_{bat}} = \frac{1}{1-D} \tag{3.44}$$

A Tab. 3.2.2 mostra as características do conversore CC-CC bidirecional convencional em comparação com o IBDC.

3.2.3 Função de transferência do conversor bidirecional entrelaçado

A associação em paralelo de conversores aumenta o grau de dificuldade em desenvolver a análise em espaço de estado médio, tornando a tarefa complexa. No

Tabela 3.1: Características dos conversores CC-CC bidirecionais

Parâmetro	**Convencional**	**Entrelaçado (três fases)**
Ciclo de trabalho médio	$D = \frac{V_{cc} - V_{bat}}{V_{cc}}$	$D = \frac{V_{cc} - V_{bat}}{V_{cc}}$
Ganho estático ideal	$\frac{V_{cc}}{V_{bat}} = \frac{1}{1-D}$	$\frac{V_{cc}}{V_{bat}} = \frac{1}{1-D}$
Tensão no capacitor	$V_{cb} = V_{cc}$	$V_{cb} = V_{cc}$
Corrente no indutor	$i_L = i_{bat}$	$i_{L(1,2,3)} = i_{bat}/3$
Capacitância de saída	$C_b = \frac{I_c DT}{\Delta V_{cc}}$	$C_b = \frac{I_c DT}{3\Delta V_{cc}}$
Indutância	$L = \frac{D(1-D)V_{cc}}{f_{ch2}\Delta i_L}$	$L = \frac{D(1-D)V_{cc}}{3f_{ch2}\Delta i_L}$
Técnica de modulação	PWM	PS-PWM (120°)
Número de chaves	2	6

conversor IBDC de três fases a matriz do espaço de estados atinge a ordem quatro. A literatura apresenta técnicas para resolver matrizes de grau elevado, e nesse trabalho é feita uma aplicação de JANTHARAMIN e ZHANG [18].

Na modelagem do espaço de estados foram definidas e relacionadas as variáveis de estado i_{L2}, i_{L3}, i_{L4} e v_{C_b} ao ciclo de trabalho. A tensão de saída do BESS v_{bat} é considerada fixa, visto que o controle da tensão do barramento CC é realizado pelo conversor IBDC nesse modo de operação da microrrede. Assim, deseja-se um controle do barramento CC considerando perturbações na tensão de v_{C_b}.

A modulação PS-PWM defasada em 120^{o} define os modos de operação e os estados das chaves. O sinal da portadora é exibido na Fig. 3.14 e a corrente nos indutores e na bateria em estado estacionário para intervalos de razões cíclicas D $<$ 1/3 na Fig. 3.15

Nos modos de operação 1, 3 e 5 as três chaves eletrônicas S_{b1}, S_{b3} e S_{b5} encontram-se ligadas e as chaves correspondentes S_{b2}, S_{b4} e S_{b6} desligadas, uma por vez. A Fig. 3.16 parte (a) mostra o caso da chave S_{b5} ligada e S_{b1}, S_{b3} desligadas. Os outros dois esquemas são semelhantes.

Aplicando as leis de Kirchhoff, resulta no sistema de equações diferenciais (3.45). Dois sistemas de equações semelhantes ocorrem para os casos de S_{b1} e S_{b3} ligada. As matrizes de estado são obtidas e apresentadas nas equações (3.48) a (3.50).

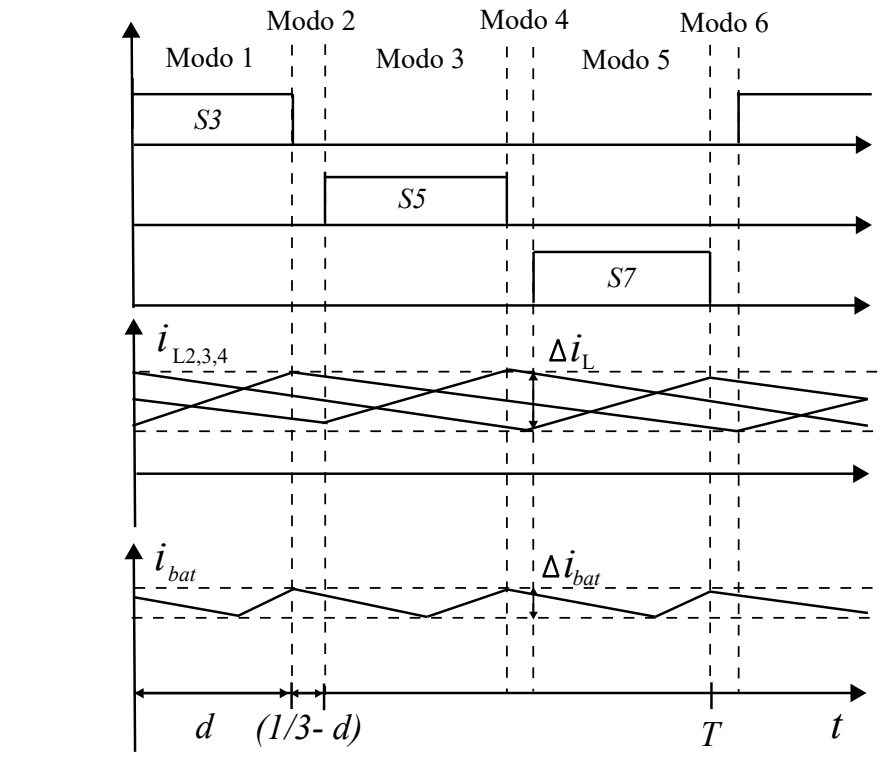

Figura 3.15: Correntes e sinais de comando para razões cíclicas D $< 1/3$
Fonte: Adaptado de YANG *et al.* [50]

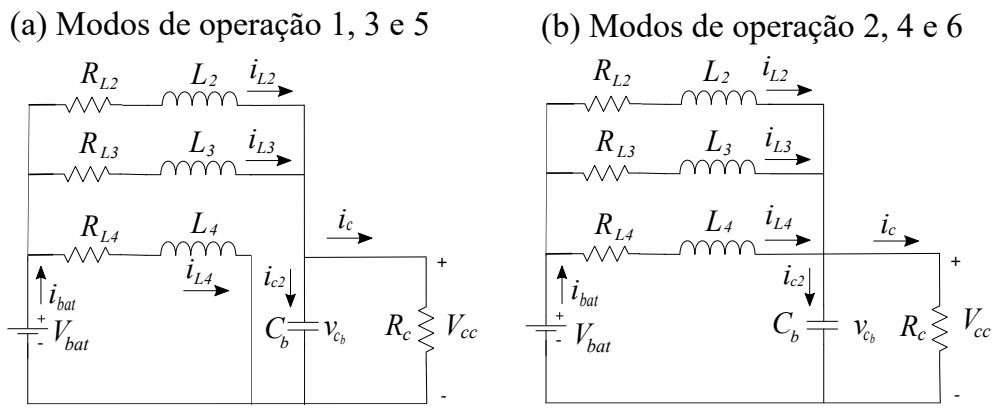

Figura 3.16: Circuito equivalente para os modos de operação do conversor
Fonte: Autoria própria.

$$\begin{cases} \dfrac{di_{L2}}{dt} = -\dfrac{R_L i_{L2}}{L_2} - \dfrac{v_{C_b}}{L_2} + \dfrac{V_{bat}}{L_2} \\ \dfrac{di_{L3}}{dt} = -\dfrac{R_L i_{L3}}{L_3} - \dfrac{v_{C_b}}{L_3} + \dfrac{V_{bat}}{L_3} \\ \dfrac{di_{L4}}{dt} = -\dfrac{R_L i_{L4}}{L_4} + \dfrac{V_{bat}}{L_4} \\ \dfrac{dv_{C_b}}{dt} = \dfrac{i_{L2}}{C_b} + \dfrac{i_{L3}}{C_b} - \dfrac{v_{C_b}}{R_c C_b} \end{cases} \tag{3.45}$$

Nos modos de operação 2, 4 e 6 as três chaves eletrônicas S_{b1}, S_{b3} e S_{b5} encontram-se desligadas e as chaves correspondentes S_2, S_4 e S_6 ligadas, conforme apresentado na Fig. 3.16 parte (b).

Ao aplicar as leis de Kirchhoff, resulta no sistema de equações diferenciais (3.46) e as matrizes de estado A_2, A_4 e A_6 são obtidas e apresentadas na equação (3.47).

$$\begin{cases} \dfrac{di_{L2}}{dt} = -\dfrac{R_L i_{L2}}{L_2} - \dfrac{v_{C_b}}{L_2} + \dfrac{V_{bat}}{L_2} \\ \dfrac{di_{L3}}{dt} = -\dfrac{R_L i_{L3}}{L_3} - \dfrac{v_{C_b}}{L_3} + \dfrac{V_{bat}}{L_3} \\ \dfrac{di_{L4}}{dt} = -\dfrac{R_L i_{L4}}{L_4} - \dfrac{v_{C_b}}{L_4} + \dfrac{V_{bat}}{L_4} \\ \dfrac{dv_{C_b}}{dt} = \dfrac{i_{L2}}{C_b} + \dfrac{i_{L3}}{C_b} + \dfrac{i_{L4}}{C_b} - \dfrac{v_{C_b}}{R_c C_b} \end{cases} \tag{3.46}$$

A matriz do espaço de estados $\dot{x} = Ax + Bu$, considerando $X = [I_{L2}, I_{L3}, I_{L4}, V_2], u = [V_{bat}]$ e ainda, $L_2 = L_3 = L_4 = L$ e $R_{L2} = R_{L3} = R_{L4} = R_L$ será encontrada pela ponderação entre os modos de operação.

$$A_{2,4,6} = \begin{bmatrix} -\dfrac{R_L}{L} & 0 & 0 & -\dfrac{1}{L} \\ 0 & -\dfrac{R_L}{L} & 0 & -\dfrac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\dfrac{R_L}{L} & -\dfrac{1}{L} \\ \dfrac{1}{C_b} & \dfrac{1}{C_b} & \dfrac{1}{C_b} & \dfrac{-1}{R_c C_b} \end{bmatrix} \tag{3.47}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\dfrac{R_L}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\dfrac{R_L}{L} & 0 & -\dfrac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\dfrac{R_L}{L} & -\dfrac{1}{L} \\ 0 & \dfrac{1}{C_b} & \dfrac{1}{C_b} & \dfrac{-1}{R_c C_b} \end{bmatrix} \tag{3.48}$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\dfrac{R_L}{L} & 0 & 0 & -\dfrac{1}{L} \\ 0 & -\dfrac{R_L}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\dfrac{R_L}{L} & -\dfrac{1}{L} \\ \dfrac{1}{C_b} & 0 & \dfrac{1}{C_b} & \dfrac{-1}{R_c C_b} \end{bmatrix} \tag{3.49}$$

$$A_5 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & -\frac{R_L}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R_L}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_b} & \frac{1}{C_b} & 0 & \frac{-1}{R_c C_b} \end{bmatrix} \tag{3.50}$$

A matriz média de espaço de estados para intervalos de razões cíclicas d menores que 1/3, é obtida pela soma ponderada das matrizes de estados nos modos de operação de 1 a 6, considerando as formas de onda de corrente no indutor em estado estacionário apresentadas na Fig. 3.15. A fração complementar $(1 - d)$ é representada por d'.

$$A = d(A_1 + A_3 + A_5) + (1/3 - d)(A_2 + A_4 + A_6) \tag{3.51}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 & 0 & -\frac{d'}{L} \\ 0 & -\frac{R_L}{L} & 0 & -\frac{d'}{L} \\ 0 & 0 & -\frac{R_L}{L} & -\frac{d'}{L} \\ \frac{d'}{C_b} & \frac{d'}{C_b} & \frac{d'}{C_b} & \frac{-1}{R_c C_b} \end{bmatrix} \tag{3.52}$$

Um processo semelhante pode ser demonstrado para $d > 1/3$, chegando-se à matriz A com os mesmos termos de (3.52), somente diferenciando-se pelo $d' = d$. A matriz de entrada média é dada por B =[1/L 1/L 1/L 0]', para os intervalos de razões cíclicas menores ou maiores que 1/3.

Considerando que pela ação do controle, o correntes nos três módulos paralelos são iguais e a relação cíclico também é equivalente, teremos $I_1 = I_2 = I_3 = I$ e $d_1 = d_2 = d_3 = d$. Então a ordem do sistema é reduzida, chegando-se a um modelo por fase que apresenta o seguinte vetor de estado:

$$A = \begin{bmatrix} I & V \end{bmatrix}' \tag{3.53}$$

Esse modelo por fase será descrito pelas seguintes matrizes:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{d'}{L} \\ \frac{3d'}{C_b} & \frac{-1}{R_c C_b} \end{bmatrix} \quad e \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.54}$$

Como consequência, substituindo d'=1 e d'=0 chega-se aos valores de A_1 e A_2:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{3}{C_b} & \frac{-1}{R_c C_b} \end{bmatrix} \; e \; A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{R_c C_b} \end{bmatrix} \; e \; B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

Com base na matriz simplificada para um braço, a representação de pequenos sinais em torno do ponto de operação do conversor é então ponderada pelas matrizes de estado no tempo, (3.54) e (3.55), conforme a equação (3.56):

$$\dot{x} = AX + BU + A\hat{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\hat{d} \quad (3.56)$$

Para o conversor operando no ponto de equilíbrio, o comportamento em regime permanente é obtido anulando os termos variáveis em 3.56:

$$AX + BU = 0 \quad (3.57)$$

$$X_{eq} = -A^{-1}BU \quad (3.58)$$

$$X_{eq} = \begin{bmatrix} I_{eq} \\ V'_{eq} \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

onde, I_{eq} é corrente média do indutor no ponto de equilíbrio do IBDC e V'_{eq} é a tensão média no barramento CC no ponto de equilíbrio do IBDC.

A modelagem do ponto de equilíbrio é obtida pela simplificação da equação (3.58) substituindo A e B expressos em (3.54) e $u = [V_{bat}]$, assim, X_{eq} é expresso em função da razão cíclica pela expressão:

$$X_{eq} = \begin{bmatrix} I_{eq} \\ V'_{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_{bat}}{R_L + 3R_c d'^2} \\ \frac{V_{bat} 3R_c d'}{R_L + 3R_c d'^2} \end{bmatrix} \quad (3.60)$$

Considerando que B_1=B_2, o sistema linearizado em torno do ponto de operação é expresso por:

$$\dot{x} = A\hat{x} + [(A_1 - A_2)X]\hat{d} \quad (3.61)$$

Aplicando a transformada de Laplace na equação 3.61 e considerando o sistema em equilíbrio no ponto X_{eq}, as funções de transferência H(s) entre as variáveis de estado i_L e v_{C_b} e a razão cíclica podem ser encontradas usando:

$$H(s) = (sI - A)^{-1}(A_1 - A_2)X_{eq} \quad (3.62)$$

Assim, resolvendo a equação (3.62), deduzem-se as seguintes funções de transferência (3.63, 3.64 e 3.65):

$$G_{2id}(s) = \frac{\hat{i}_{L2}(s)}{\hat{d}} = \frac{V'_{eq}C_bR_{eq}s + V'_{eq} + 3R_cI_{eq}d'}{R_cLC_bs^2 + (L + R_cC_bR_L)s + R_L + 3R_cd'^2}, \tag{3.63}$$

$$G_{2vd}(s) = \frac{\hat{v}_{C_b}(s)}{\hat{d}} = \frac{-3R_cLI_{eq}s - 3R_cR_LI_{eq} + 3R_cV'_{eq}d'}{R_cLC_bs^2 + (L + R_cC_bR_L)s + R_L + 3R_cd'^2}, \tag{3.64}$$

$$G_{2vi}(s) = \frac{\hat{v}_{C_b}(s)}{\hat{i}_{L2}(s)} = \frac{-3R_cLI_{eq}s - 3R_cR_LI_{eq} + 3R_cV'_{eq}d'}{V'_{eq}C_bR_{eq}s + V'_{eq} + 3R_cI_{eq}d'}, \tag{3.65}$$

A validação do modelo matemático do IBDC de três fases se encontra no Apêndice B.3 e consiste na comparação entre a resposta do circuito de potência por meio de componentes ativos e passivos simulados no software Matlab®/Simulink®, com a resposta obtida por meio das funções de transferência que representam o modelo, $G_{2id}(s)$ e $G_{2vd}(s)$, equações 3.64 e 3.65.

3.3 Inversor CC-CA e filtro LCL

3.3.1 Inversor CC-CA

O sistema fotovoltaico em estudo apresenta dois estágios de conversão, o primeiro, já descrito, incorpora um conversor CC-CC, responsável por elevar o nível CC e fazer o controle do MPPT e no segundo estágio a estrutura utiliza um inversor tipo fonte de tensão VSI trifásico representado na Fig. 3.17, que converte a corrente contínua do barramento em corrente alternada, permitindo a conexão com a rede convencional ou a operação da rede no modo ilhado.

Na literatura encontra-se conversores CC-CA monofásicos e trifásicos, adequando-se cada um a uma determinada exigência de carga. A microrrede proposta por KARIMI *et al.* [23] possui *Single-Phase Unit* (SPU) e TPU, contudo, o presente trabalho explorou a unidade com inversor trifásico.

Este trabalho utiliza a topologia do inversor trifásico conhecida na literatura como *half-bridge*, de meia ponte.

A fim de produzir a tensão de saída na frequência e tensão desejada são usadas várias técnicas de chaveamento da tensão CC de entrada. A mais simples delas consiste em aplicar uma forma de onda quadrada diretamente em cada braço do conversor de forma complementar.

Há muitas sequências possíveis para operar as três chaves, destacando-se os dois

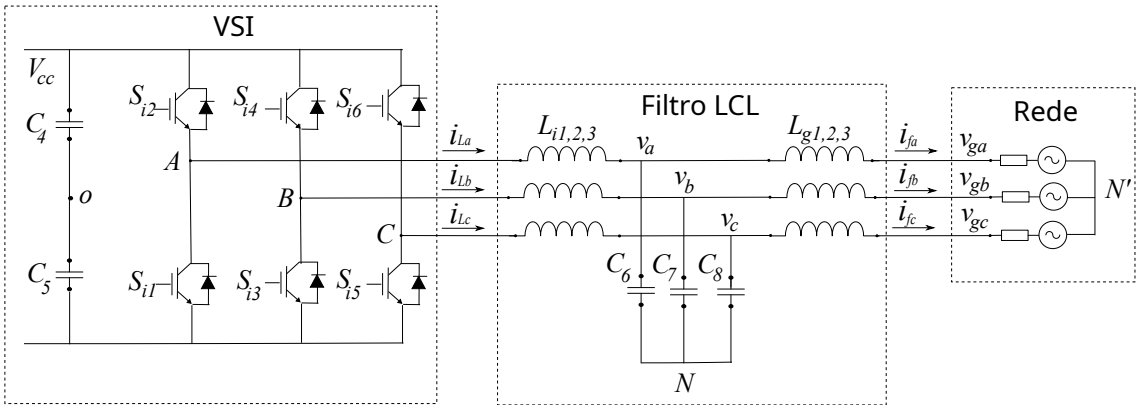

Figura 3.17: Inversor CC-CA (VSI) e filtro LCL
Fonte: Autoria própria.

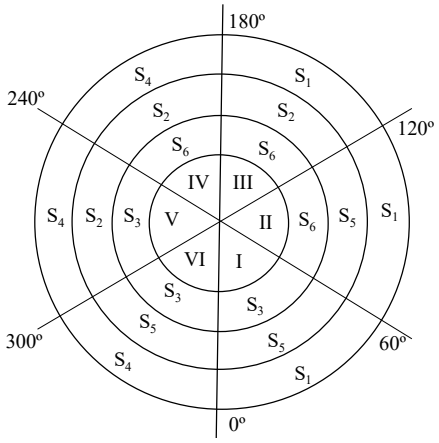

Figura 3.18: Diagrama de comando do VSI

modos fundamentais que completam um ciclo com seis chaveamentos, sendo conhecidos como condução 120° e condução em 180°. Esse último será objeto do presente estudo.

O comando em 180° das chaves é realizado de acordo com o diagrama da Figura 3.18. Em cada instante três chaves eletrônicas entram em condução, duas do grupo positivo e uma do grupo negativo, e vice-versa. Dessa forma, cada transistor é mantido habilitado por 180° e as comutações ocorrem a cada 60°.

O controle da tensão de saída do inversor pode ser feito de várias formas, e uma das mais utilizadas é técnica de modulação PWM. A técnica de modulação PWM, com chaveamento em alta frequência permite o controle da amplitude e do valor eficaz da forma de onda de saída. Por introduzir a componente de baixa frequência facilita igualmente a filtragem do sinal de CA de saída, melhorando a resposta harmônica.

A modulação *sinusoidal pulse width modulation* (SPWM) consiste em fazer a

comparação da onda senoidal de referência com o sinal de uma onda portadora triangular. Quando o valor do sinal senoidal é maior do o sinal triangular o comparador produz um sinal igual a um, caso contrário, permanece em zero. A onda quadrada resultante, sinal modulado, será usada para ligar e desligar as chaves eletrônicas.

A frequência do sinal de referência senoidal corresponde ao valor da frequência do sinal de saída inversor, normalmente, 50 ou 60 Hz. A frequência da onda triangular portadora é a frequência de chaveamento do inversor, e deve ser de no mínimo 20 vezes superior à máxima frequência da onda de referência, para que a forma de onda senoidal sobre a carga seja adequada, após a filtragem dos componentes de alta frequência.

Como resultado da modulação SPWM a tensão da saída do inversor é formada por uma sequência de ondas retangulares na amplitude da tensão da alimentação CC, mas com duração variável.

3.3.2 Filtro LCL

Como o VSI trabalha com modulação PWM na frequência de chaveamento de 10 kHz, então para atingir níveis de corrente harmônicas no padrão das normas internacionais que regulamentam os limites para a *Total Harmonic Distortion* (THD), como a IEC 1000-3-2 e a IEEE 519-1992, é necessário usar como interface entre o inversor e a rede um filtro passivo, sendo o mais comum o filtro L.

No entanto, o filtro L é de primeira ordem, caracterizado por uma atenuação de 20 dB/década na região de altas frequências. São, assim, recomendados em projetos de baixa potência, porque em alta potência é necessária uma indutância de grande valor. Mas, altas indutâncias provocam aumento na queda de tensão e degradação do tempo de resposta do controle . Aplicando frequências mais altas, por outro lado, aumenta as perdas de potência no inversor [6] e [26].

O filtro LC, de segunda ordem, apresenta-se menos volumoso, e possui uma atenuação maior de 40 dB/década, no entanto a conexão do capacitor diretamente com a rede provoca transitórios significativos de conexão e instabilidade do controle de corrente, devido a frequência de ressonância [6].

Atualmente, os filtros LCL passaram a ser aplicados para interfacear o VSI com a rede porque apresentam maior atenuação das frequências harmônicas, atenuação de 60 dB/década, sem aumentar o consumo de potência reativa na frequência fundamental da rede e com redução dos transitórios de conexão, função realizada pela segunda indutância. Todavia, o filtro LCL apresenta também uma frequência de ressonância que deve ser alocada de forma a reduzir os efeitos prejudiciais ao controle de corrente quando houver conexão com a rede [6].

A modelagem do filtro LCL é realizada considerando a situação ideal na qual

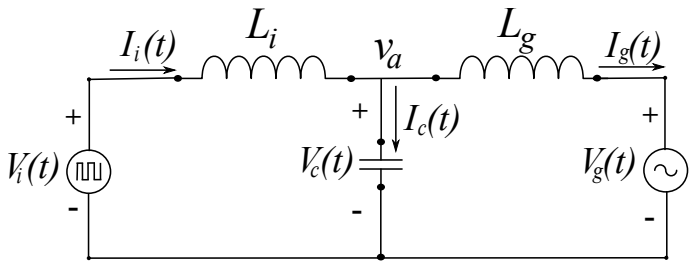

Figura 3.19: Diagrama de comando do VSI

as tensões da rede trifásica são equilibradas, a tensão nos nós N e N' são iguais. Com essa situação, o circuito trifásico do filtro mostrado na Fig. 3.17 pode ser desacoplado e o estudo ser feito pelo modelo equivalente para cada fase mostrado na Fig. 3.19.

Aplicando a lei de corrente e tensão de Kirchhoff no modelo da planta equivalente para uma fase, as seguintes equações são deduzidas:

$$v_i(t) = v_c(t) + L_i \frac{di_i(t)}{dt} \tag{3.66}$$

$$i_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} \tag{3.67}$$

$$v_c(t) = v_g(t) + L_g \frac{di_g(t)}{dt} \tag{3.68}$$

$$i_i(t) = i_c(t) + i_g(t) \tag{3.69}$$

As funções de transferência da corrente injetada na rede $I_g(s)$ e da corrente do capacitor $I_c(s)$ em razão da tensão de saída do inversor $V_i(s)$ é encontrada aplicando a transformada de Laplace nas Eqs. (3.66 - 3.69):

$$G_{ig}(s) = \frac{I_g(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{L_i L_g C} \frac{1}{(s^2 + \omega_r^2)}, \tag{3.70}$$

$$G_{ic}(s) = \frac{I_c(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{L_i} \frac{s^2}{(s^2 + \omega_r^2)}, \tag{3.71}$$

onde ω_r representa a frequência angular de ressonância, definida como:

$$\omega_r = \sqrt{\frac{L_i + L_g}{L_i L_g C}} \tag{3.72}$$

Existem algumas soluções técnicas para amenizar os efeitos da ressonância do filtro LCL, entre elas destaca-se o amortecimento ativo e o passivo. No amortecimento

passivo um resistor R_d em série com o capacitor de filtro C é utilizado para reduzir as oscilações subamortecidas. O valor de R_d deve ser projetado para que as perdas não sejam significativas. Para os fins desse trabalho não é realizado amortecimento.

A validação do modelo matemático do inversor se encontra no Apêndice B.3 e consiste na verificação de tensões e correntes, potência e distorção harmônica total do circuito de potência simulado no software Matlab®/Simulink® mostrado na Figura B.8, por meio de componentes ativos e passivos, com comutação direta em baixa frequência e com modulação SPWM.

Capítulo 4

Controle da Microrrede

4.1 Controle do VSI

O inversor pode operar como seguidor de rede, formador de rede e ainda como suporte à rede. Atuando como seguidor de rede tem a função de fornecer energia para as cargas da microrrede. Nessa condição é controlado como fonte de corrente apresentando alta impedância de saída e são adequados para conexão em paralelo com outros conversores quando conectados à rede, GONZATTI *et al.* [16].

Quando o inversor atua como formador de rede ele se equipara a uma fonte de tensão ideal e apresenta baixa impedância de saída. Ele é responsável por gerar a referência de amplitude de tensão e de frequência para a microrrede no modo ilhado, permitindo a continuidade da operação das cargas e a qualidade da energia elétrica fornecida. Nessa condição, está ligado a um sistema de armazenamento de energia, visto que as fontes de energia renováveis tem energia intermitente, GONZATTI *et al.* [16].

Os conversores de suporte à rede tem a função principal de entregar energia ativa ou reativa para a microrrede para contribuir para a regulação de tensão e frequência, GONZATTI *et al.* [16].

4.1.1 Controle do VSI - seguidor de rede

A operação do inversor na modalidade de seguidor de rede (modo conectado) utiliza um controle *Conventional Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop* (SRF–PLL) para sincronizar o inversor com a rede elétrica. A figura 4.1, mostra um diagrama esquemático do SRF–PLL.

A figura 4.1 demonstra que o vetor de tensão trifásico é traduzido do referencial natural *abc* para o referencial rotativo *dq* usando a transformação de Park. A posição angular deste quadro de referência é controlada por um laço de realimentação que regula a componente V_{gq} para zero. Portanto, em estado estacionário, a componente

V_{gd} representa a amplitude do vetor de tensão e sua fase θ é determinada pela saída da malha de realimentação.

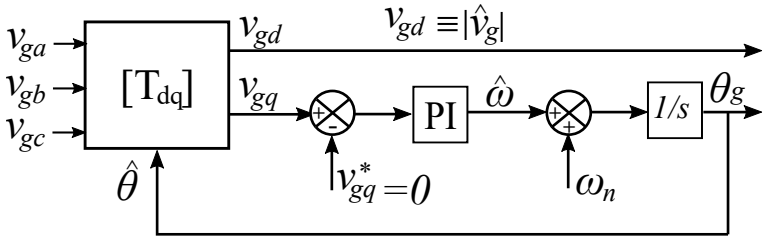

Figura 4.1: Diagrama de blocos do PLL convencional

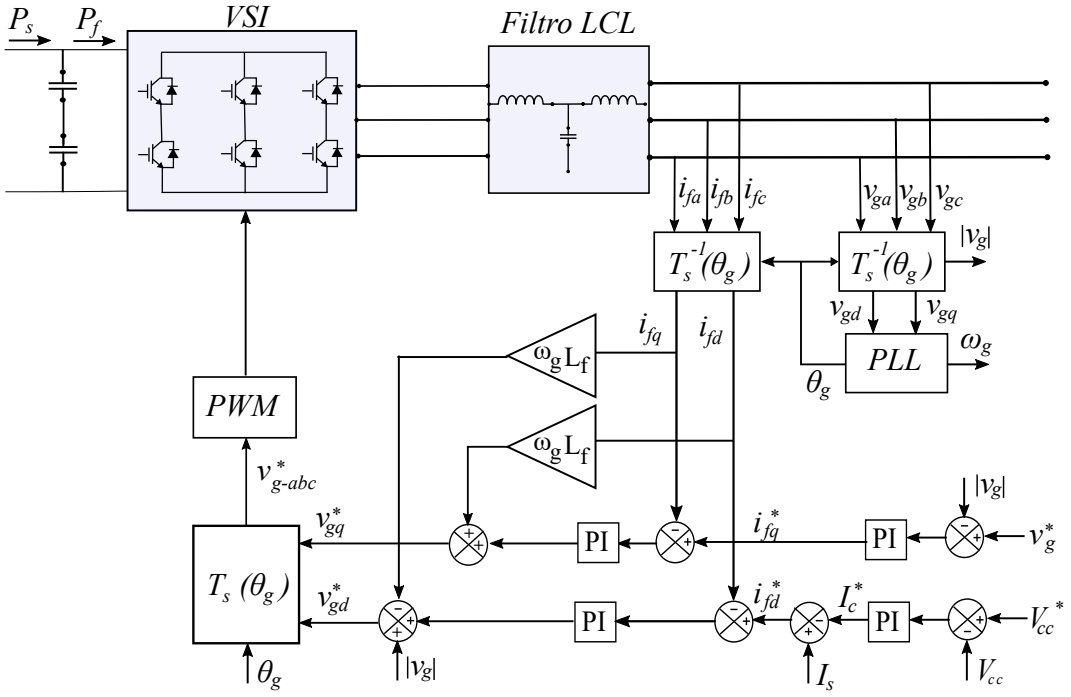

Figura 4.2: Controle do VSI - seguidor de rede
Fonte: Adaptado de BARROS e BARROS [4].

Ao operar como seguidor de rede o VSI deve fornecer energia ativa proveniente da fonte fotovoltaica e a potência reativa estabelecida pelo *Distribution System Operator* (DSO). Sendo assim, considerando o referencial de tensão θ_g as potências ativa, P_g, e reativa, Q_g, entregues no ponto de acoplamento comum, são dadas pelas equações (4.1) e (4.2), (BARROS e BARROS [4]):

$$P_g = v_{gd} i_{fd}, \tag{4.1}$$

$$Q_g = -v_{gd} i_{fq}, \tag{4.2}$$

Como se observa nas equações 4.1 e 4.2 as potências ativa e reativa podem ser controladas por intermédio das componentes do eixo direto, i_{fd} e do eixo de quadratura i_{fq} da corrente disponibilizada para a rede pelo VSI.

A tensão do barramento CC, V_{cc}, pode ser controlada pela equação :

$$C\frac{dV_{cc}}{dt} = \frac{P_s - P_f}{V_{cc}} - \frac{V_{cc}}{R_{bc}}, \tag{4.3}$$

onde C é a capacitância equivalente do barramento CC, P_s é a potência ativa proveniente da fonte fotovoltaica e e P_f é a potência ativa de entrada VSI.

O diagrama de controle é apresentado na figura 4.2 e projetado de acordo com as equações 4.2, 4.1 e 4.3. Para as potências ativa e reativa existem duas malhas de controle PI em cascata. Em ambas, é adotada uma malha interna de controle de corrente e a malha externa de controle de tensão.

Para viabilizar o controle do barramento CC a tensão V_{cc} de referência é comparada e passa pelo primeiro controle PI firmando a saída I_c*, que será comparada com a corrente I_s do barramento para se obter a referência de corrente $i_{fd}*$.

4.1.2 Controle do VSI - formador de rede

Ao ocorrer qualquer evento que imponha o ilhamento da microrrede, o VSI adota a estratégia de controle como formador de rede baseada em um controle de descida (do inglês *droop control)*, ficando responsável por manter referência de tensão e de frequência da microrrede. O diagrama de blocos do controle formador de rede é apresentado na Fig. 4.3.

O controle de *droop* consiste em reduzir a frequência ou tensão de saída quando a potência ativa ou reativa fornecida pelo inversor diminui, respectivamente. Este método é escolhido por permitir maior flexibilidade e confiabilidade na alocação dos módulos físicos, pois apenas mede a potência KARAKI *et al.* [22], ZHANG *et al.* [52].

O controle de *droop* utiliza a estratégia descrita em VASQUEZ *et al.* [46], onde um controle Proporcional-Ressonante (PR) baseado em referencial estacionário realiza o controle da tensão de referência senoidal a partir do *droop* para obter erro estático zero. Os diagramas simplificados de controle de queda e PR são mostrados na Fig. 4.3.

KARIMI *et al.* [23] propõe um controle *droop* no qual a microrrede opera nos modos 1, 2 e 3, atendendo à função de *droop* abaixo apresentada na equação (4.4), que é modificada para se ajustar a cada modo de operação.

$$f = f_0 + (m_p + m_i/s)(P_{ref} - P_{out}), \tag{4.4}$$

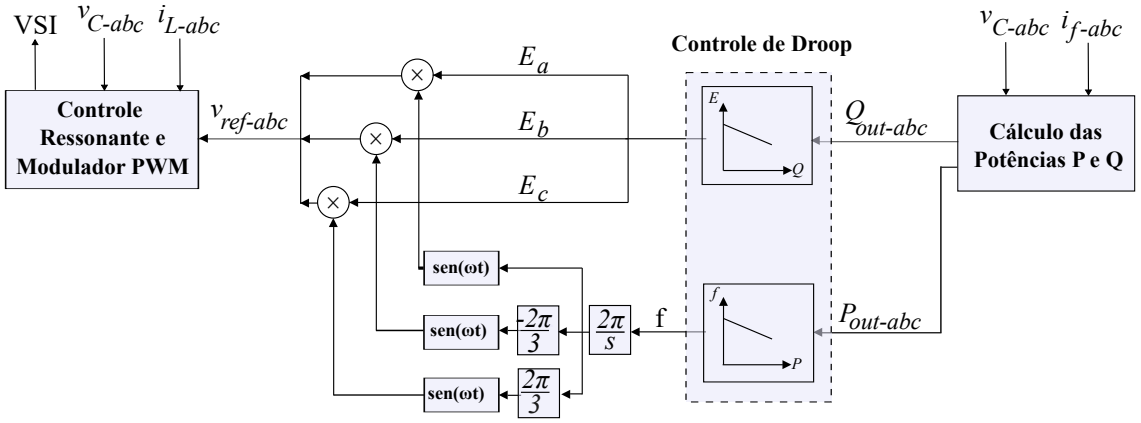

Figura 4.3: Controle do VSI - formador de rede
Fonte: Adaptado de KARIMI *et al.* [23].

onde f_0 é a frequência nominal da microrrede, P_{out} é a potência total de saída da unidade, m_p, m_i, o coeficiente proporcional e integral do *droop* e a potência de referência, P_{ref}, que são determinados de acordo com o modo de operação.

No Modo 1 a carga total da microrrede é maior do que a potência máxima da fonte fotovoltaica, forçando as baterias a suprir a carga adicional. Nesse modo, o *boost* da fotovoltaica promove o rastreamento da máxima potência em todas as unidades para fornecer a máxima potência no barramento CC. A carga deve ser compartilhada entre todas as unidades, de acordo com o SOC e a capacidade das baterias.

Nesse modo,

$$m_p = m_{pdo}\frac{1}{SOC^n}, \quad m_i = 0, \quad P_{ref} = P_{PVMP}, \tag{4.5}$$

e, como $P_{bat} = P_{out} - P_{PV}$, resulta na equação de *droop* 4.6:

$$f = f_0 + m_p P_{bat}, \tag{4.6}$$

No Modo 2 a carga da microrrede é menor do que a potência máxima da fotovoltaica e as baterias tem a capacidade de absorver o excesso. A fotovoltaica trabalha em MPP, e as unidades podem se encontrar em limite de carga.

As unidades que não atingiram o limite de carga, o conversor bidirecional regula a tensão V_{cc} e o inversor trabalha no modo de controle de tensão (VCM). A potência de saída é controlada pelos seguintes parâmetros de *droop*:

$$m_p = m_{pdo}SOC^n, \quad m_i = 0, \quad P_{ref} = P_{PVMP}, \tag{4.7}$$

Para as unidades que atingiram o limite de carga, o inversor trabalha em modo

de controle de potência (PCM) e a potência de saída é controlada pelos seguintes parâmetros de *droop*:

$$m_p = K_{PP}, \quad m_i = K_{PI}, \quad P_{ref} = (K_{VP} + K_{VI}/s)(V_{dc} - V_{dc*}), \tag{4.8}$$

$$P_{ref} = P_{PVMP} - P_{Chlimite}, \tag{4.9}$$

No Modo 3 a soma da carga da microrrede com a capacidade de carga das baterias é menor do que a potência máxima da fotovoltaica, por isso, deve ser cortada a potência da fotovoltaica, para não danificar a bateria, nem os conversores. A potência de saída é controlada pelos seguintes parâmetros de *droop*:

$$m_p = \Delta f_{max}/P_{outmax}, \quad m_i = 0, \quad P_{ref} = 0, \tag{4.10}$$

Cada unidade TPU ou SPU pode funcionar em um dos cinco estados a seguir descritos:

- O Estado 1 representa o funcionamento normal da unidade no qual o SOC das baterias e as correntes não estão no limite, a frequência é ajustada pela equação (4.5) ou (4.7), dependendo se a bateria está em processo de carga ou descarga. A fotovoltaica trabalha em MPP e o conversor bidirecional regula a tensão V_{cc}.

- O Estado 2 retrata uma fase de transição entre os estados 1 e o 3, quando a bateria atinge o limite de carga no estado 1 ou a unidade atinge a potência máxima da fotovoltaica no estado 3. A fotovoltaica trabalha em MPP, a bateria está com a potência máxima e a potência e a tensão V_{cc} são regulados pela equação (4.8). Em estado estacionário, a potência de saída é controlada pela equação (4.9).

- O Estado 3 da unidade ocorre quando a potência máxima da fotovoltaica excede a potência requerida pela carga e pelas baterias. A potência é determinada pela equação (4.10) e o conversor *boost* da fotovoltaica controla a tensão V_{cc}.

- O Estado 4 da unidade ocorre quando o SOC da bateria atinge seu valor mínimo, $\mathrm{SOC_{min}}$. A bateria será desconectada para prevenir dano devido à descarga profunda.

- O Estado 5 da unidade TPU ou SPU ocorre quando a unidade atinge $P_{out-max}$, ou seja, a potência máxima da unidade e, nesse caso, é necessário limitar a

potência de saída. A fotovoltaica funciona em MPP e o barramento CC é regulado pelo conversor bidirecional da bateria. A potência de saída é controlada pela equação (4.8), com $P_{ref} = P_{outmax}$.

Os compensadores PR são aplicados largamente devido ao ótimo desempenho em promover o rastreamento de um sinal de referência CA, BIRICIK e KOMURCUGIL [5]. A estratégia para eliminar o erro de estado estacionário em uma determinada frequência é adotar um ganho infinito nessa frequência de ressonância.

A função de transferência do compensador PR projetado na microrrede é dada pela equação 4.11.

$$G(s) = K_{pr} + \frac{2K_r\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2}, \tag{4.11}$$

A descrição da aplicação do controle PR no VSI com controle de *droop* é encontrada em VASQUEZ *et al.* [46]. A figura 4.4 mostra que o compensador opera com o sistema de referência estacionário e inclui duas malhas de controle, uma de tensão e uma de corrente, permitindo a compensação da frequência fundamental e do 5º, 7º e 11º harmônicos.

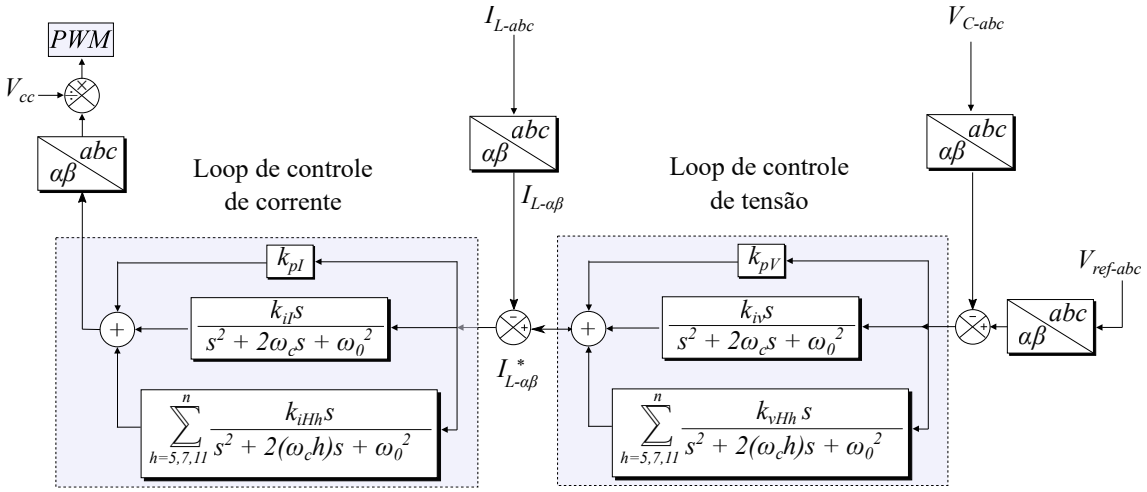

Figura 4.4: Controle proporcional ressonante
Fonte: Adaptado de VASQUEZ *et al.* [46].

Essa compensação harmônica seletiva é obtida pela adição de vários blocos ressonantes em cascata ajustados para ressoar na baixa ordem de frequências desejadas para serem compensadas, TEODORESCU *et al.* [44]. A função de transferência para o compensador harmônico projetado para compensar os 3º, 5º e 7º harmônicos (harmônicos proeminentes em um espectro de corrente típico) é dada pela equação 4.12.:

$$G_h(s) = \sum_{h=3,5,7} \frac{2K_{ih}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega^2)}, \tag{4.12}$$

4.2 Controle da geração fotovoltaica

4.2.1 Controle do conversor *boost*

No controle em malha fechada, a referência de tensão V_{pvref} do MPPT é comparada com a tensão de saída v_{pv} medida, com um incremento fixo de 1 V. O erro resultante é aplicado ao compensador $C_{v1}(s)$ para gerar uma referência atual i_{ref}. Esta referência de corrente é comparada com a corrente medida no indutor i_L e o erro passa por um compensador $C_{i1}(s)$ para gerar o ciclo de trabalho d do modulador PWM do *boost*. O esquema de controle é descrito na Fig. 4.5.

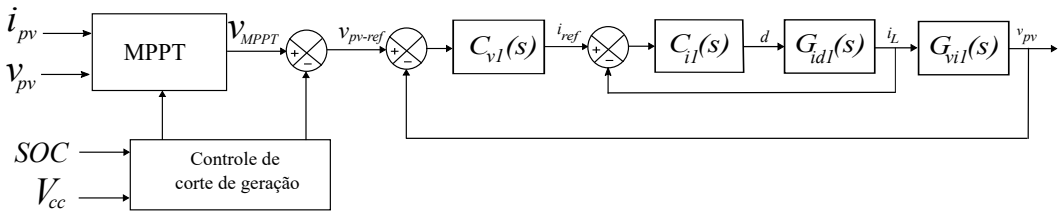

Figura 4.5: Controle de MPPT em malha fechada do conversor *boost*
Fonte: Autoria própria.

Para modelar os compensadores da malha de tensão $C_{v1}(s)$ e da malha de corrente $C_{i1}(s)$ do tipo PI é utilizada a conhecida técnica de alocação dos polos da planta, OGATA [36], levando em consideração a função simplificada de $G_{id1}(s)$ e a a função $G_{vi1}(s)$ demonstradas nas equações (3.36) e (3.38).

Assim, os ganhos dos compensadores podem ser determinados em função da frequência de chaveamento do conversor (f_s), resultando nas seguintes equações de compensador de malha de tensão (4.13 e 4.14) e compensador de malha de corrente (4.15 e 4.16):

$$K_{pv_1} = -2\pi f_{cv} C_{pv}, \tag{4.13}$$

$$K_{iv_1} = -\frac{2\pi f_{cv}}{R_{eq}}, \tag{4.14}$$

$$K_{pi_1} = \frac{2\pi f_{ci} L_{pv}}{V_{cc}}, \tag{4.15}$$

$$K_{ii_1} = \frac{2\pi f_{ci}}{V_{cc}}. \tag{4.16}$$

Para o propósito deste trabalho a frequência de corte do compensador de corrente f_{ci} é tomada 10 vezes menor que a frequência de chaveamento f_s do *boost* e a frequência de corte do compensador de tensão f_{cv} é tomada 100 vezes menor do que f_s.

4.2.2 Controle do conversor *boost* - redução de geração

Quando a potência fornecida pela fonte fotovoltaica excede a carga da microrrede somada com a capacidade de carga máxima das baterias, é necessário um ajuste no controle do *boost* para corte da geração, para não danificar a bateria, nem os conversores.

A tendência é de o excesso de geração aumentar a tensão do barramento CC, situação indesejada. Portanto, ao realizar a função de controle do barramento CC o *boost* não pode mais operar em MPPT, necessitando que a fonte fotovoltaica trabalhe em uma potência abaixo da potência máxima. Dessa forma, ocorre um corte de potência de geração e um ação de controle do barramento CC pelo *boost*.

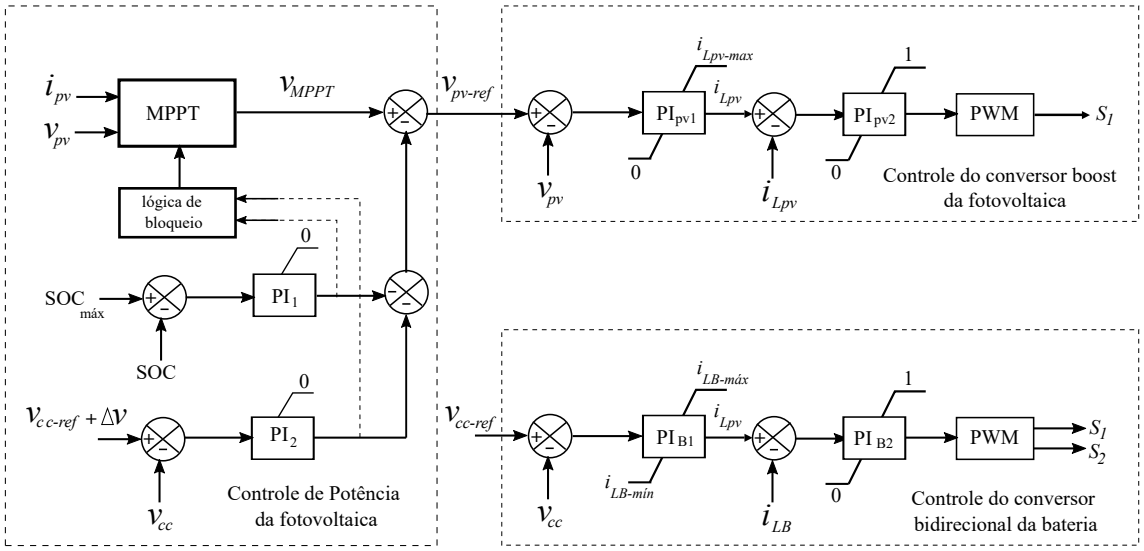

Figura 4.6: Controle conversor *boost* da fonte fotovoltaica - corte de geração.
Fonte: Adaptado de MAHMOOD *et al.* [29]

Enquanto a microrrede estiver em operação normal (sem ocorrência de excesso de geração), V_{pv-ref} é gerado somente pelo Módulo do MPPT, ou seja, a fonte fotovoltaica se mantém em MPPT e os controle PI_1 e PI_2 estão inativos. O conversor bidirecional da bateria é responsável por manter o equilíbrio de potência no sistema promovendo a estabilização do barramento CC para o valor nominal de V_{cc}, absorvendo ou suprindo energia a depender das condições da carga. Na operação normal o SOC da bateria é inferior ao limite máximo SOC_{max} e a corrente de carga da bateria é menor do que o limite máximo de carregamento.

Quando o SOC é menor do que o SOC_{max}, o sinal de erro para PI_1 é positivo, implicando em zero na saída PI_1 devido ao limite de saturação configurado em zero nesse controle. Da mesma forma, quando o conversor bidirecional da bateria é capaz de controlar V_{cc} em V_{cc-ref} o erro no PI_2 é positivo e o loop correspondente ficará ocioso.

Quando a potência de geração é maior do que a carga, a bateria carrega até atingir o SOC_{max}. A partir desse ponto o PI_1 apresentará saída negativa, e essa tensão será adicionada à tensão MPPT de referência, afastando a fotovoltaica do MPP. A redução da potência ocorrerá até que a corrente da bateria caia a zero e o SOC se estabeleça no SOC_{max}. A saída PI_1 negativa será usada como condição lógica para desabilitar o algoritmo MPPT e impor o último V_{MPPT} enquanto perdurar essa situação.

A corrente de carga da bateria é limitada por um valor i_{Lmin} que depende da especificação técnica da bateria. Se a potência de geração é elevada e a carga relativamente pequena, quando a corrente de carregamento da bateria exceder esse limite, a energia não absorvida causa um aumento na tensão do barramento CC. Nessa situação, a potência da geração precisa ser reduzida para manter a estabilidade do sistema nos valores nominais.

Essa redução é obtida usando o controle PI_2 para afastar a fonte fotovoltaica do MPP quando a tensão CC tender a aumentar acima do V_{cc-ref} em um percentual ΔV de 5%. A saída PI_2 negativa será usada como condição lógica para desabilitar o algoritmo MPPT e impor o último V_{MPPT} enquanto perdurar essa situação.

4.3 Controle do conversor bidirecional entrelaçado

Nessa seção é descrito o controle do conversor bidirecional entrelaçado por meio de compensadores Tipo 2 e Tipo 3 e IMC.

Esses três compensadores são empregados com a técnica de controle de modo de corrente média (*average current-mode control*), recomendada pelas vantagens em relação ao controle por tensão, por resultar em uma maior largura de banda de controle, conforme pode-se atestar nos artigos de KOLLURI e NARASAMMA [25] e FERNÁNDEZ *et al.* [11].

A estratégia de controle de modo de corrente média visa promover o balanceamento de carga em cada braço do conversor nos modos de operação *buck* e *boost*, por meio da leitura de corrente nos indutores e da tensão de saída do conversor. Para o IBDC de três fases o controle em cascata é formado por quatro malhas, três malhas internas de corrente e uma externa de tensão, conforme o método convencional exibido por GARCERA *et al.* [13].

A malha externa de controle da tensão do barramento CC é responsável por

fornecer a corrente de referência para as malhas internas de corrente dos indutores em cada braço, como mostrado na Fig. 4.7.

Como se sabe, nos controles em cascata, as malhas internas de correntes nos indutores são responsáveis pela dinâmica do sistema e devem ser projetadas com resposta rápida, enquanto a malha de tensão apresenta uma dinâmica mais lenta, para que as ações de controle não interfiram uma na outra. O diagrama do controle é mostrado na Fig. 4.7.

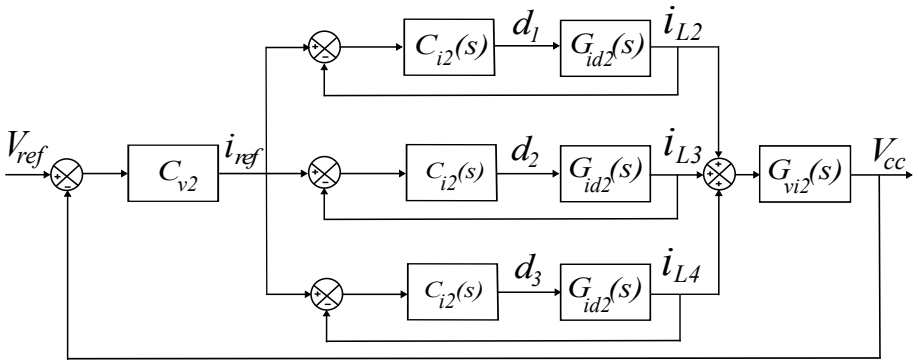

Figura 4.7: Controle do IBDC
Adaptado de KOLLURI e NARASAMMA [25]

Os compensadores da malha de tensão C_{v2} e da malha de corrente C_{i2} são desenvolvidos por meio do controle IMC, RIVERA *et al.* [41] e alternativamente por meio dos compensadores do Tipo 2 e do Tipo 3, dimensionados com base no fator k, descrito em G VENABLE [12] e FERNÁNDEZ *et al.* [11], todos com características de controle robusto, para fins de análise e comparação de desempenho dinâmico.

Segundo OGATA [36], a teoria de controle robusto pressupõe a existência de erros de modelagem e ao considerar o sistema projetado com base na teoria do controle robusto, ele deve ter as propriedades de estabilidade robusta, permanecendo estável na presença de distúrbios e desempenho robusto, respondendo de maneira predeterminada na presença de distúrbios.

4.3.1 Compensador IMC

O método IMC desenvolvido por RIVERA *et al.* [41] é uma espécie de sistema de controle que incorpora explicitamente um modelo do processo no algoritmo de controle. A estrutura básica da estratégia IMC é caracterizada pelo modelo da planta de processo em paralelo com a planta real. A Fig. 4.8(a) mostra o diagrama de blocos do IMC, onde $G_p(s)$ é a planta real, $\hat{G}(s)$ é a função de transferência do modelo da planta e $d(s)$ é a perturbação do controlador de modelo interno.

O controlador IMC pode ser convertido em controlador clássico representado por $C(s)$ em (4.17), conforme a Fig. 4.8(b).

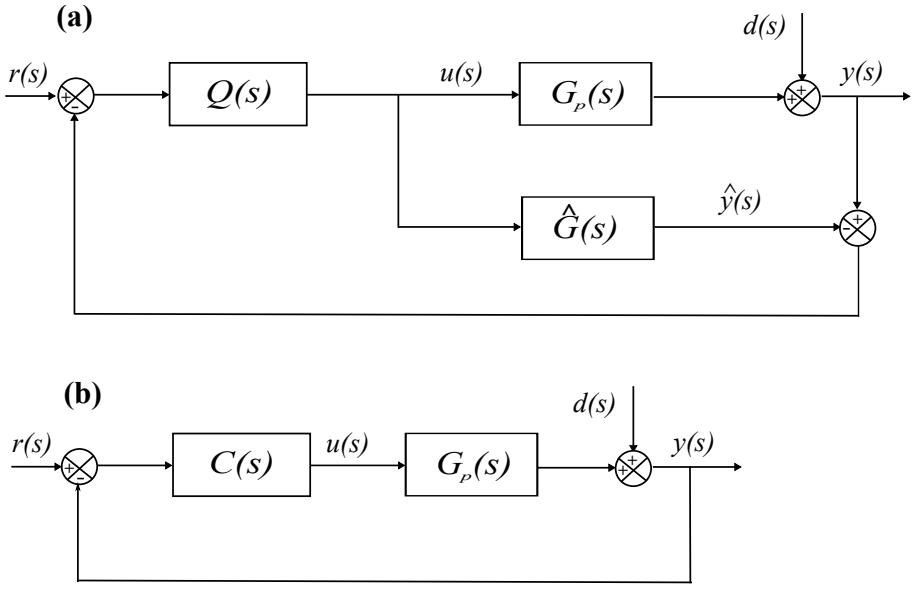

Figura 4.8: Estrutura de controle baseada em IMC 1DOF

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1 - Q(s)\hat{G}(s)} \tag{4.17}$$

Usando a álgebra do diagrama de blocos, as seguintes equações de malha fechada para IMC podem ser derivadas da Fig. 4.8(a).

$$\begin{aligned} y(s) \;\; = \;\; & \frac{Q(s)G_p(s)}{1 + Q(s)(G_p(s) - \hat{G}(s))} r(s) + \\ & \frac{1 - Q(s)\hat{G}(s))}{1 + Q(s)(G_p(s) - \hat{G}(s))} d(s) \end{aligned} \tag{4.18}$$

No caso ideal, em um modelo perfeito, $G_p(s) = \hat{G}(s)$, a equação (4.19) se reduz a:

$$y(s) = Q(s)G_p(s)r(s) + (1 - Q(s)\hat{G}(s))d(s) \tag{4.19}$$

Na configuração demonstrada por (4.19) o sistema apresenta um grau de liberdade, *1-Degree-Of-Freedom* (1-DOF), pois as funções de transferência estão determinadas pela fixação do Q(s), OGATA [36].

As características de rastreamento do ponto de ajuste r(s) e de rejeição de distúrbios d(s) estão relacionada com Q(s). Sendo o modelo preciso e na ausência de distúrbios, d(s)=0, a saída do sistema será precisamente o valor de referência se escolhermos $Q(s) = 1/G_p(s)$. Nesse caso, o sistema se comporta como um sistema

de controle em malha aberta, RIVERA *et al.* [41].

Para projetar o controlador IMC, dois passos devem ser seguidos. O primeiro é fatorar o modelo de processo como:

$$\hat{G}_p(s) = \hat{G}_{p+}(s)\hat{G}_{p-}(s), \tag{4.20}$$

onde $\hat{G}_{p+}(s)$ contém todos os elementos de fase não mínima no modelo da planta, representados por atrasos de tempo e zeros do RHP. Além disso, $\hat{G}_{p-}(s)$ inclui os fatores de fase mínima e inversível. Essa fatoração é realizada de forma a obter um ganho de estado estacionário igual a um, deixando os dois fatores na equação (4.20) únicos [41].

Assim, o segundo passo é determinar o controlador IMC como:

$$Q(s) = \frac{1}{\hat{G}_{p-}(s)}F(s), \tag{4.21}$$

onde F(s) é um filtro passa-baixa com um ganho de estado estacionário de um (4.22). Este filtro é adicionado para tornar a função de transferência do controlador pelo menos semi-própria e estável.

$$F(s) = \frac{1}{(\lambda s + 1)^r}, \tag{4.22}$$

onde e r é a ordem do filtro determinada de forma que a função de transferência Q(s) resultante seja própria (a ordem do denominador é maior que a ordem do numerador) ou semi-própria (a ordem do denominador é igual a ordem do numerador) e λ é a constante de tempo do filtro, define a frequência de corte de malha aberta e a velocidade de resposta. É um parâmetro de ajuste especificado como compensação entre a robustez do sistema e seu desempenho.

Para as três malhas de corrente, a função de transferência de corrente G_{id}, (3.63), é um modelo de segunda ordem com zero no Semi-Plano Esquerdo, *Left Half Plane* (LHP). Portanto, considerando $N_i(s)$ o numerador e $D_i(s)$ o denominador de (3.63), a fatoração recomendada é $\hat{G}_{p+}(s) = 1$ e:

$$\hat{G}_{p-}(s) = \frac{N_i(s)}{D_i(s)} \tag{4.23}$$

$$Q_i(s) = \frac{D_i(s)}{N_i(s)(\lambda s + 1)^r} \tag{4.24}$$

Para a malha de tensão, por sua vez, a função de transferência de tensão G_{vi}, (3.65), é um tipo de modelo de segunda ordem com zero no RHP.

Neste caso, é recomendado por [41] adotar a fatoração por minimização da integral do erro quadrático, *Integral-Square-Error* (ISE), já que com o zero no RHP,

seu inverso é instável. O controlador IMC não pode ser formado a partir do simples cancelamento de polos com zeros, como no método de projeto original deste controlador. Considerando $N_v(s)$ o numerador e $D_v(s)$ o denominador de (3.65), então $N_v(s) = K(-\beta s + 1)$, e:

$$\hat{G}_{p+}(s) = \frac{-\beta s + 1}{\beta s + 1} \tag{4.25}$$

$$\hat{G}_{p-}(s) = K\frac{\beta s + 1}{D_v(s)} \tag{4.26}$$

$$Q_v(s) = \frac{D_v(s)}{K(\beta s + 1)(\lambda s + 1)^r} \tag{4.27}$$

O método adotado para sintonia das malhas de corrente e tensão λ_v e λ_i dos filtros dos controladores IMC é baseado na resposta em frequência da função de transferência em malha aberta das malhas internas de corrente e da malha externa de tensão, representadas nas equações (4.28, 4.29)

$$L_i(s) = C_{i2}(s)G_{id2}(s), \tag{4.28}$$

$$L_v(s) = C_{v2}(s)G_{vi2}(s), \tag{4.29}$$

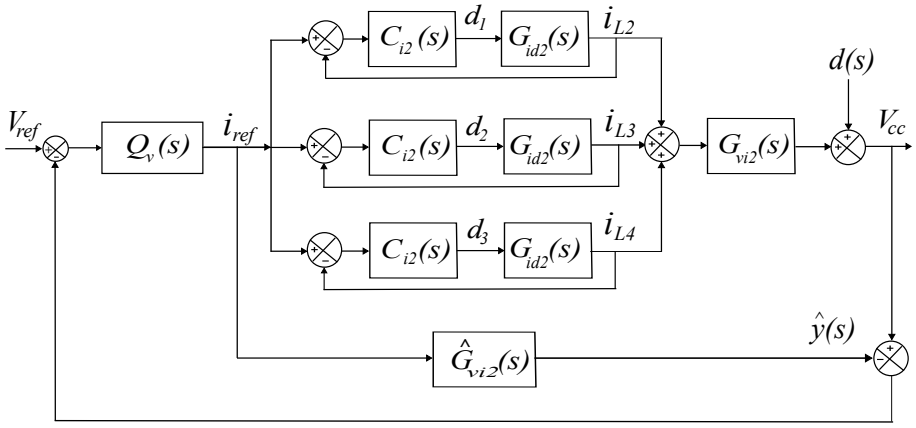

Figura 4.9: Controle em cascata com IMC
Adaptado de VERMA e ANWAR [47]

A Fig. 4.9 mostra a estrutura de controle em cascata com IMC, onde $\hat{G}_{vi2}(s) = G_{vi2}(s)$ e $Q_v(s)$ é determinado pela eq. (4.27). $C_i(s)$ é determinado pela eq. (4.17), com referência a $\hat{G}_i(s) = G_{id2}(s)$ e $Q_i(s)$ é determinado pela eq.(4.24).

Importante destacar que o $r(s)$ representa a tensão de referência V_{ref} da malha de tensão e que nesse modelo a referência de corrente $u(s)$ será única para as três malhas de corrente IMC e y(s) representa a tensão do barramento CC, V_{cc}.

4.3.2 Compensador do Tipo 2

O compensador Tipo 2 atua por avanço de fase com um zero e dois polos, sendo um deles na origem, portanto, aumenta a velocidade de resposta e a estabilidade do sistema [36] e fornece aumento de fase máximo de 90° com erro de estado estacionário zero.

A função de transferência do compensador é:

$$T_2(s) = \frac{(1 + s/\omega_z)}{(s/\omega_{po})(1 + s/\omega_p)}, \tag{4.30}$$

onde, ω_p, ω_{po}, e ω_z são as frequências dos respectivos polos e zero do compensador do Tipo 2.

O fator K é definido como a razão entre a frequência do polo e a frequência do zero do controlador, permitindo o ajuste fino do avanço de fase desejado no projeto. Seja α o avanço de fase desejado, então o fator k é determinado pela Equação 4.31.

$$K = \tan\left(\frac{\alpha}{2} + \frac{\pi}{4}\right) \tag{4.31}$$

Por sua vez, feita a análise da resposta em frequência por meio do diagrama de bode, é encontrada a defasagem provocada pelo sistema P, e dada a margem de fase que se deseja em malha aberta M, é calculado o avanço de fase requerido por meio da equação:

$$\alpha = M - P - 90 \tag{4.32}$$

Encontrado o fator k, fica determinada também a frequência angular do zero e a frequência angular do polo, por meio das seguintes equações:

$$\omega_z = \omega_c/k \tag{4.33}$$

$$\omega_p = \omega_c k \tag{4.34}$$

$$\omega_c = \sqrt{\omega_z \omega_p} \tag{4.35}$$

Para encontrar a função de transferência do compensador é necessário considerar o ganho da banda média do G_o que é igual a ω_{po}/ω_z. Como ω_z é fixado pelo aumento de fase necessário, ω_{po} é dado pelo ganho ou atenuação que se deseja na frequência de corte. Assim:

$$\omega_{po} = G_o\, \omega_z \tag{4.36}$$

4.3.3 Compensador do Tipo 3

O Tipo 3 é um compensador de avanço-avanço com um polo na origem, e além disso tem dois pares de zero-polo. Portanto, fornece aumento de fase máximo de 180° com erro de estado estacionário zero. O controlador Tipo 3 é representado para a função de transferência (4.37):

$$T_3(s) = \frac{(1 + s/\omega_{z1})(1 + s/\omega_{z2})}{(s/\omega_{po})(1 + s/\omega_{p1})(1 + s/\omega_{p2})}, \tag{4.37}$$

onde ω_{p1}, ω_{p2}, ω_{po} e ω_{z1}, ω_{z2} são as frequências dos respectivos polos e zeros de o controlador Tipo 3.

Considerando os dois zeros em um mesmo ponto, e da mesma forma os dois polos, também em um ponto idêntico, então a localização do polo duplo e do zero duplo é considerada em $\omega_{z1} = \omega_{z2} = \omega_{z1,2}$ e $\omega_{p1} = \omega_{p2} = \omega_{p1,2}$, simplificando o compensador para (4.38).

$$T_3(s) = \frac{(1 + s/\omega_{z1,2})^2}{(s/\omega_{po})(1 + s/\omega_{p1,2})^2}, \tag{4.38}$$

Nesta técnica, o fator k é definido como a razão entre a frequência de duplo polo e a frequência de duplo zero do controlador, determinada pela equação (4.39).

$$k = \left[(\tan\left(\frac{\alpha}{4} + \frac{\pi}{4}\right)\right]^2 \tag{4.39}$$

Uma vez definido o fator k, a frequência angular dos zeros e a frequência angular dos polos também são determinadas, empregando as seguintes equações (4.40, 4.41):

$$\omega_{z1,2} = \omega_c/\sqrt{k} \tag{4.40}$$

$$\omega_{p1,2} = \omega_c\sqrt{k} \tag{4.41}$$

Para encontrar a função de transferência do controlador, é necessário considerar o ganho médio de banda G_o que é igual a ω_{po}/ω_{z1}. Como ω_z é fixado pelo aumento de fase necessário, ω_{po} é dado pelo ganho ou atenuação desejado na frequência de cruzamento G_c, aplicando a equação (4.42):

$$\omega_{po} = G_c\omega_z\frac{\omega_p^2 + \omega_c^2}{\omega_p^2\sqrt{(\omega_z/\omega_c)^2 + 1}\sqrt{(\omega_c/\omega_z)^2 + 1}}, \tag{4.42}$$

Capítulo 5

Projeto dos compensadores e Resultados da Simulação

A Tabela 5.1 resume as especificações de projeto da unidade TPU, abrangendo o VSI, o gerador fotovoltaico, o conversor *boost*, apresentando ainda os parâmetros dos controles usados nesses elementos. Para o IBDC é indicada a especificação dos componentes ativos e passivos, os elementos de controle serão detalhados na Tabelas 5.3, 5.4 e 5.5.

O ponto de operação nominal adotado para o projeto dos compensadores do IBDC está fixado para uma potência de 600 W. Nessa condição, a R_c apresenta o valor de 267 Ω. Assim, aplicando a equação (3.60), considerando o ciclo de trabalho d'=0,5, e R_L=0,1 Ω, o conversor opera no ponto de equilíbrio com a corrente do indutor média i_{eq}= 1 A e a tensão equivalente V_{eq}= 400 V, como pode ser visto na Fig. 5.1.

Com base neste ponto de operação médio, a função de transferência G_{id2} e G_{vi2} apresenta o valor algébrico mostrado nas equações (5.1) e (5.2):

$$G_{id2}(s) = \frac{40,35s + 800,5}{7,797 \times 10^{-4}s^2 + 1,782 \times 10^{-2}s + 200,3}, \tag{5.1}$$

$$G_{vi2}(s) = \frac{-6,192s + 1,601 \times 10^5}{40,35s + 800,5}, \tag{5.2}$$

5.1 Projeto do compensador IMC

O projeto do compensador IMC consiste em especificar a fatoração, $\tilde{G}_{p+}(s)$ e $\tilde{G}_{p-}(s)$, e dimensionar o filtro passa baixas. Assim, como a fatoração depende somente das plantas da malha de corrente e de tensão já determinadas, é preciso definir o tipo e os parâmetros r e λ do filtro.

O tipo de filtro adotado está descrito em 4.22. O filtro de ordem r=1 garante a

Tabela 5.1: Especificações técnicas da TPU

VSI		
Especificação	***Símbolo***	***Valor***
Tensão nominal do barramento CC	V_{cc}	400 V
Tensão nominal da rede AC	V_g	127 V
Frequência nominal	f_0	60 Hz
Capacitâncias do barramento CC	C_b	377 μF
Indutâncias do filtro LCL	L_{i1} a L_{i3}	0,5 mH
Indutâncias do filtro LCL	L_{g1} a L_{g3}	0,5 mH
Capacitâncias do filtro LCL	C_6 a C_8	18 μF
Frequência de chaveamento do VSI	f_{ch3}	10 kHz
Ganhos da malha de tensão do controle PR	$Kprv, Kirv$	8500, 8500
Ganhos da malha de corrente do controle PR	$Kpri, Kiri$	300, 2500
Coeficientes do *droop*	m, n	0,005, 1
Módulo fotovoltaico RSM72-6-325P-345P		
Tensão de máxima potência do painel fotovoltaico	V_{pmax}	37,95 V
Corrente de máxima potência do painel fotovoltaico	I_{pmax}	9,1 A
Tensão de circuito aberto do painel fotovoltaico	V_{oc}	46,3 V
Corrente de curto circuito do painel fotovoltaico	I_{sc}	9,6 A
Potência máxima do painel fotovoltaico	P_{max}	345 W
Potência máxima da TPU	P_{tmax}	1725 W
Conversor *Boost*		
Capacitância de saída do painel fotovoltaico	C_{pv}	100 μF
Indutância do *boost*	L_1	10 mH
Resistência série do indutor do *boost*	R_{L1}	0,1 Ω
Frequência de chaveamento do *boost*	f_{ch1}	10 kHz
Ganho proporcional do compensador de tensão do *boost* (PI)	K_{pv1}	0,0628 A/V
Ganho integral do compensador de tensão do *boost* (PI)	K_{iv1}	27,096 A/(V.s)
Ganho proporcional do compensador de corrente do *boost* (PI)	K_{pi1}	$0,185\,\mathrm{A}^{-1}$
Ganho integral do compensador de corrente do *boost* (PI)	K_{ii1}	$1,57\,(\mathrm{A.s})^{-1}$
Ganhos do corte de geração - SOC	K_{pvs}, K_{ivs}	0,064, 2,15
Ganhos do corte de geração - V_{cc}	K_{pvc}, K_{ivc}	0,064, 2,15
IBDC		
Tensão de saída do BESS	V_{bat}	201,3 V
Indutâncias do IBDC	L_2 a L_4	7,73 mH
Resistência série dos indutores do IBDC	R_{L2} a R_{L4}	0,1 Ω
Frequência de chaveamento do IBDC do SP-PWM	f_{ch2}	10 kHz

condição de função de transferência semi-própria, suficiente para a estabilidade do controle, RIVERA *et al.* [41]. Neste trabalho, considerou-se r= 2 para as quatro malhas de controle, o que assegura uma função de transferência própria em todas elas.

Fixado o tipo e a ordem do filtro, a sintonia do controle IMC em cascata é implementada por um processo iterativo de forma a se obter $f_{ci} > 10\ f_{cv}$ e resposta em malha fechada estável. Esse processo consiste em gerar o diagrama de Bode da planta com o compensador em malha aberta, L(s) e obter assim as margens de fase, de ganho e as frequências de corte mediante a alteração do λ do filtro.

O diagrama de Bode de malha aberta é obtido por meio das equações (4.28, 4.29).

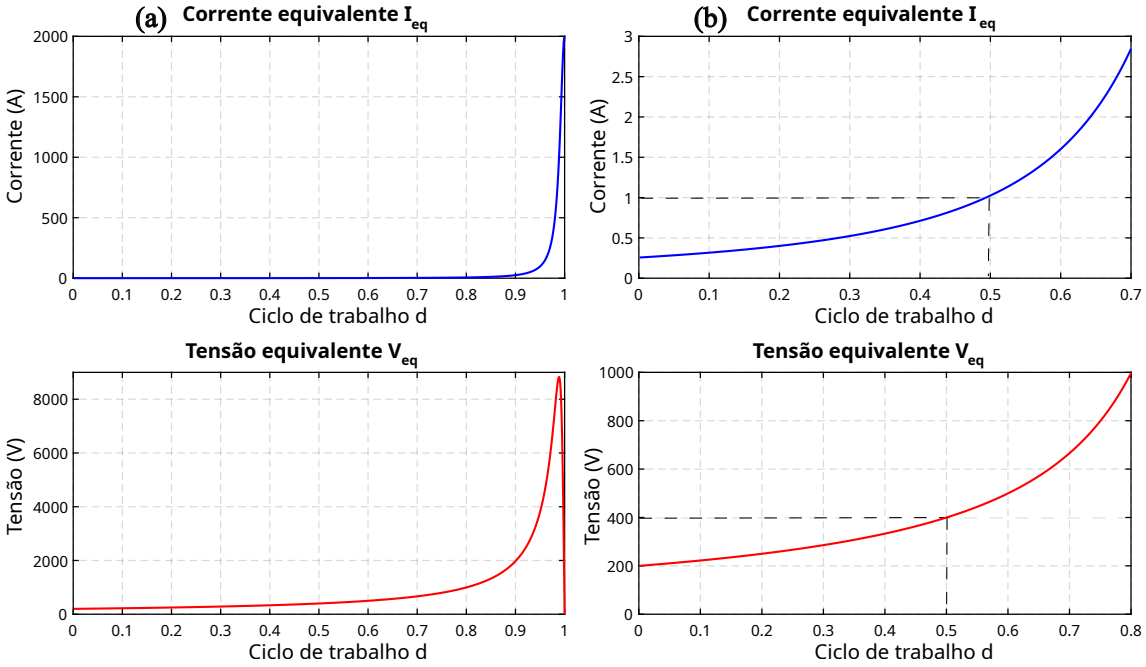

Figura 5.1: Conversor IBDC no ponto de equilíbrio, razão cíclica de 0 a 1. (a) tamanho normal e (b) figura ampliada

Assim, o passo seguinte é determinar o compensador IMC das três malhas internas de corrente $Q_i(s)$, equação (4.24) e da malha externa de tensão $Q_v(s)$, equação (4.27). Para isso, é necessário substituir o numerador e o denominador das funções de transferência G_{id2} e G_{vi2} para obter $\tilde{G}_{p+}(s)$ e $\tilde{G}_{p-}(s)$, com o correspondente λ_i e λ_v. Em seguida calcula-se os compensadores clássicos C_{i2} e o C_{v2} por meio da equação (4.17).

Tabela 5.2: Ajuste dos parâmetros λ_v

λ_v	**Margem de fase**	f_{cv}	**Margem de ganho**
$7,39 \times 10^{-4}$	$74{,}85^{\text{o}}$	100,00 Hz	26,48 dB
$6,00 \times 10^{-4}$	$74{,}53^{\text{o}}$	122,00 Hz	24,86 dB
$5,50 \times 10^{-4}$	$74{,}35^{\text{o}}$	132,30 Hz	24,20 dB
$5,20 \times 10^{-4}$	$74{,}28^{\text{o}}$	139,45 Hz	23,78 dB
$4,50 \times 10^{-4}$	$74{,}09^{\text{o}}$	153,26 Hz	23,02 dB
λ_i	**Margem de fase**	f_{ci}	**Margem de ganho**
$3,85 \times 10^{-5}$	$76{,}3^{\text{o}}$	2009 Hz	Inf
$2,59 \times 10^{-5}$	$76{,}3^{\text{o}}$	3000 Hz	Inf

A iteração é então realizada usando os valores de λ_v dispostos na Tabela 5.2 com o λ_i fixado em $3,85 \times 10^{-5}$, que corresponde à frequência de $f_{ci} = 2$ kHz. Alternando esses valores de λ_v e λ_i chega-se a todas as equações do compensador IMC. As equações (5.3) e (5.4) representam o $Q_i(s)$ e o $Q_v(s)$ para $f_{ci} = 2$ kHz e f_{cv} =122 Hz:

$$Q_i(s) = \frac{7,797 \times 10^{-4}s^2 + 1,782 \times 10^{-2}s + 200,3}{(40,35s + 800,5)(3,85 \times 10^{-5}s + 1)^2}, \tag{5.3}$$

$$Q_v(s) = \frac{40,35s + 800,5}{(6,192s + 1,601 \times 10^5)(6,0 \times 10^{-4}s + 1)^2}, \tag{5.4}$$

A partir de cada λ_v da Tabela, observou-se instabilidade do controle para $f_{ci} <$ 1,5 kHz no ponto de equilíbrio considerado. No intervalo entre as frequências de 2 e 3kHz a simulação retornou uma malha fechada em cascata estável. Valores acima de 3 kHz tornam o sistema instável.

Em seguida, para definir o λ_v usado como referência no projeto, o critério utilizado consiste em avaliar a resposta dinâmica da tensão do barramento CC, adicionando um degrau de 50 V na tensão de referência V_{ref} para os resultados da Tab. 5.2. A Fig. 5.4 mostra que os aumentos no valor da frequência de corte, elevam a velocidade de resposta do compensador da malha de tensão, aumentando as oscilações da resposta transitória. A análise da resposta transitória para as f_{cv} = 100, 122, 132 e 139 Hz com f_{ci} em 2 kHz é apresentada no apêndice B na seção B.5.

Desta forma, na estrutura de controle em cascata, o ajuste fino da resposta da planta com o compensador IMC é realizado através da alteração dos parâmetros λ_v e λ_i que são configurados conforme a necessidade do projeto para uma resposta transitória com maior ou menor rapidez. Para fins de comparação será considerado o compensador IMC com a frequência de cruzamento f_{ci} = 2 kHz e f_{cv} =122 Hz, por apresentar o menor sobressinal, tempo de subida e tempo de acomodação no ponto de equilíbrio considerado.

A seguir é analisado o diagrama de Bode dos compensadores das malhas de corrente e da malha de tensão, da planta em malha aberta e em malha fechada para frequência de cruzamento f_{ci} = 2 kHz e f_{cv} =122 Hz.

A Figura 5.2(a) mostra o diagrama de Bode do compensador IMC da malha de tensão e (b) o diagrama de Bode da malha de tensão com o compensador IMC $L_v(s)$ em malha aberta e malha fechada. Na frequência f_{cv} de 122 Hz a planta com compensador IMC em malha aberta retorna a margem de fase de 74,53° e margem de ganho de 24,86 dB. Na planta compensada em malha fechada é possível verificar o ganho unitário até a frequência de corte de 122 Hz.

A Figura 5.3(a) mostra o diagrama de Bode do compensador IMC das três malhas de corrente e (b) o diagrama de Bode da planta de corrente com o compensador IMC $L_i(s)$ em malha aberta e malha fechada. Na frequência f_{ci} de 2 kHz a planta com compensador IMC em malha aberta retorna a margem de fase de 76,35° e a margem de ganho infinita.

Na planta compensada em malha fechada é possível verificar o ganho unitário até a frequência de corte de 2 kHz. Essa configuração permite a sintonia da malha

de tensão em 122 Hz, visto que nessa frequência a planta de corrente apresenta idealmente ganho unitário e fase nula, tornando o ponto de controle estável.

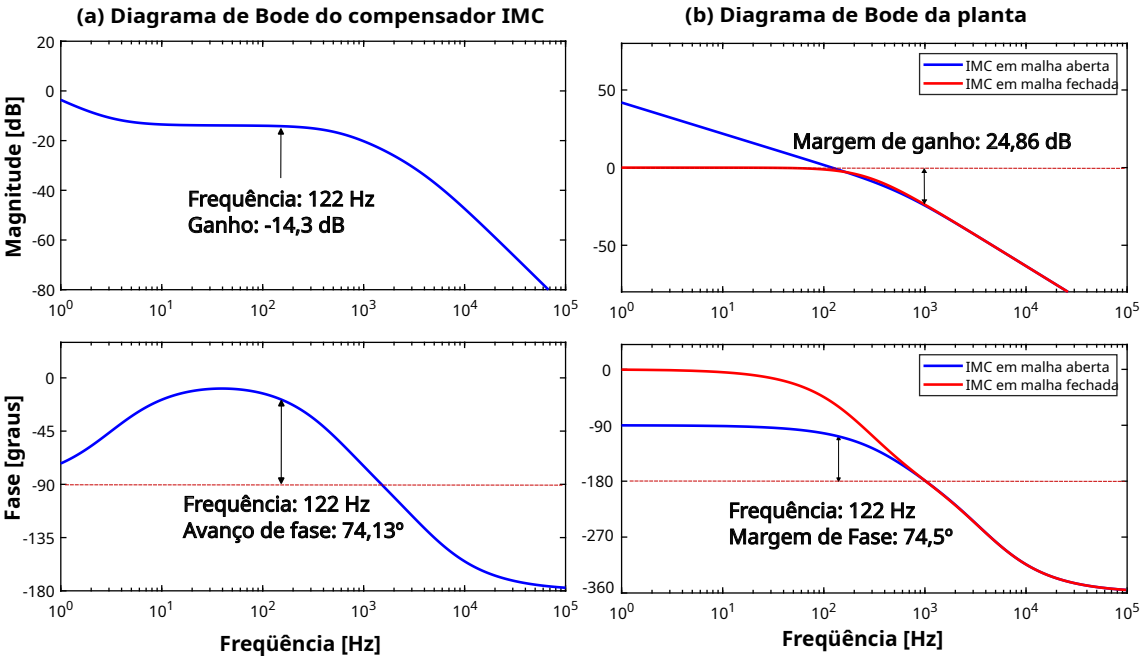

Figura 5.2: a) Diagrama de Bode do compensador IMC da malha de tensão e b) Diagrama de Bode da planta de tensão com o compensador IMC ($L_v(s)$ em malha aberta e malha fechada)

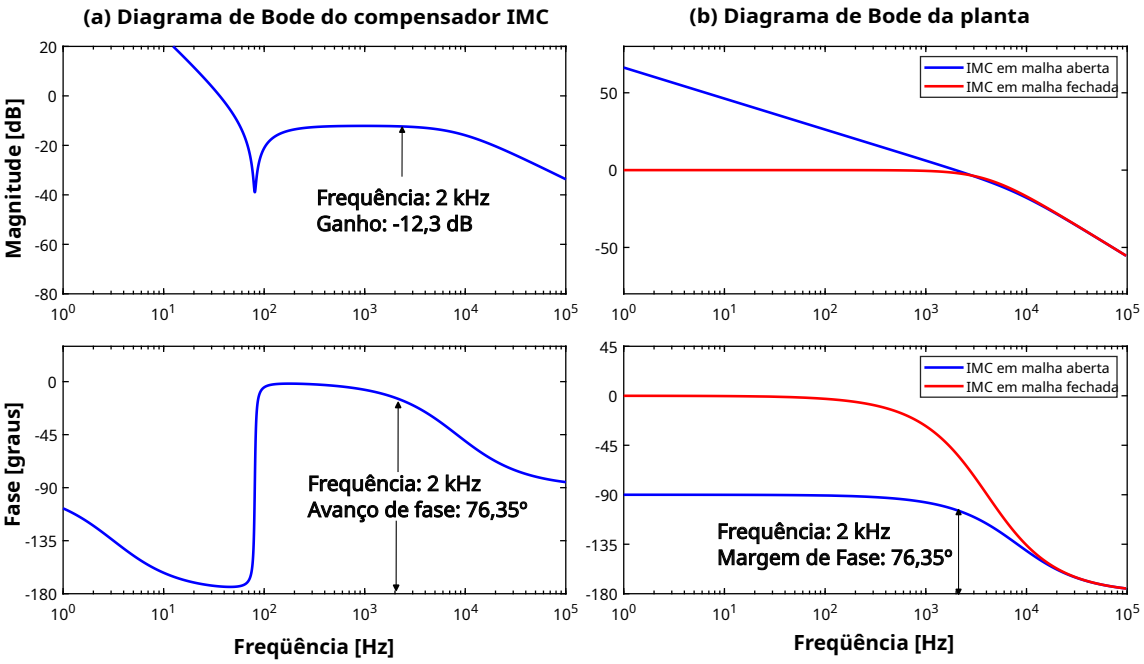

Figura 5.3: a) Diagrama de Bode do compensador IMC das três malhas de corrente e b) Diagrama de Bode da planta de corrente com o compensador IMC ($L_i(s)$ em malha aberta e malha fechada)

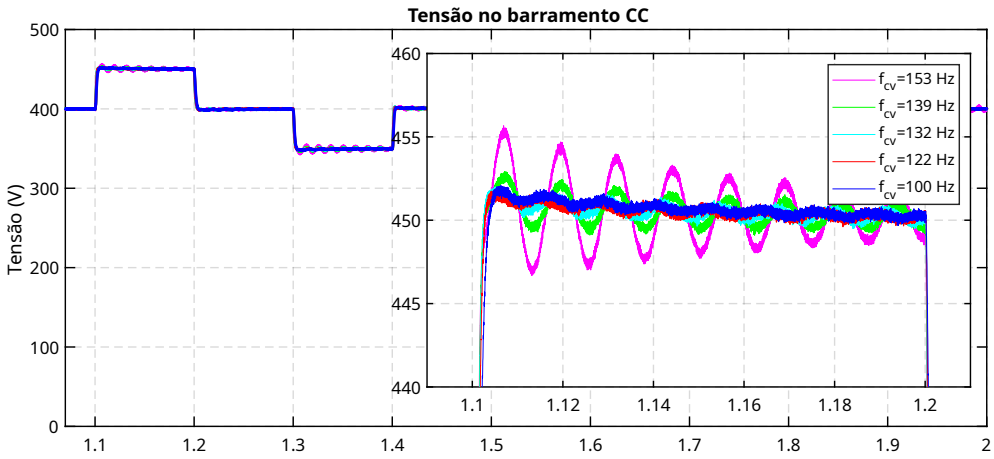

Figura 5.4: Resposta ao degrau de 50 V: compensador IMC com ajuste de f_{cv}

5.2 Projeto do compensador Tipo 2

A determinação do ponto de controle é realizada com a alocação da frequência de corte das malhas interna e externa. A literatura recomenda que a frequência de corte da malha interna seja inferior a 1/5 da frequência do modulador PWM para evitar os efeitos do chaveamento sobre o sinal de controle.

As frequências de cruzamento da malha de corrente e tensão f_{ci2} e f_{cv2} foram tomadas 10 vezes e 100 vezes menores que a frequência de comutação do conversor f_{ch2}, respectivamente, para os compensadores Tipo 2 e Tipo 3.

Em relação ao projeto da margem de fase para os compensadores do Tipo 2 e 3, G VENABLE [12] explica que o sistema opera firme com a margem de fase de 90^{o} e que a margem de fase entre 30 e 60^{o} é um bom compromisso entre a velocidade reduzida e a oscilação transitória.

Como o projeto dos compensadores Tipo 2 e Tipo 3 utiliza o ganho e a fase da planta no ponto de controle, em seguida é gerado o diagrama de Bode para as funções de transferência G_{id2} na Fig. 5.5(a), e G_{vi2}, Fig. 5.5(b).

Os compensadores das três malhas internas de corrente e da malha externa de tensão são determinados substituindo esses valores de ganho e fase da planta G_{id2} e G_{vi2} nas equações (4.32, 4.31, 4.33, 4.34, 4.36) e em seguida alocando os resultados para a equação que representa o compensador (4.30), para as três seguintes situações:

- Margem de fase em malha aberta M = $76{,}35^{o}$ (malha de corrente) e M= $74{,}53^{o}$ (malha de tensão), Eq. (5.5 e 5.6.)

$$T_{v2}(s) = 714,44\frac{(s+87,58)}{s(s+4,508\times10^{3})}, \tag{5.5}$$

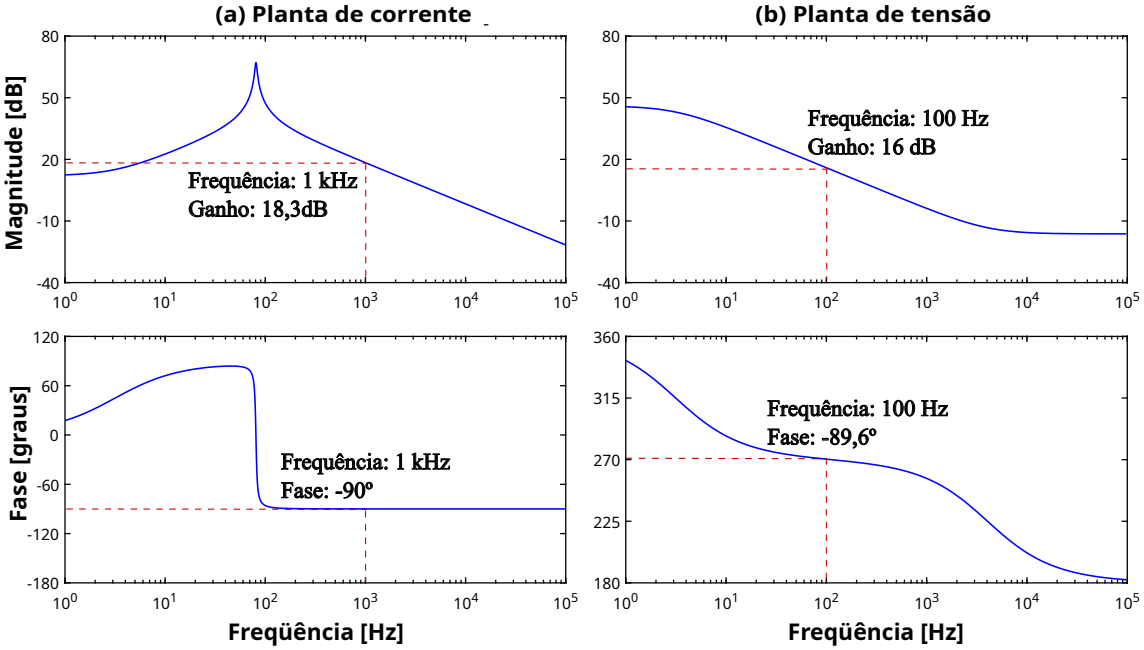

Figura 5.5: Diagramas de Bode das plantas de corrente e de tensão G_{id2} e G_{vi2}

$$T_{i2}(s) = 6314,61\frac{(s+752,01)}{s(s+5,2497\times10^4)}, \tag{5.6}$$

- Margem de fase em malha aberta M = 76,35º (malha de corrente) e M = 88º (malha de tensão), equações (5.7, 5.8).

$$T_{v2}(s) = 4753,98\frac{(s+13,16)}{s(s+2,9996\times10^4)}, \tag{5.7}$$

$$T_{i2}(s) = 6314,61\frac{(s+752,01)}{s(s+5,2497\times10^4)}, \tag{5.8}$$

- Margem de fase em malha aberta M = 30º (malha de corrente) e M = 30º (malha de tensão), equações(5.9, 5.10).

$$T_{v2}(s) = 171,10\frac{(s+365,69)}{s(s+1079,56)}, \tag{5.9}$$

$$T_{i2}(s) = 1323,55\frac{(s+3627,60)}{s(s+1,088\times10^4)}, \tag{5.10}$$

A seguir é analisado o diagrama de Bode dos compensadores, da planta em malha aberta e em malha fechada para o primeiro caso de estudo, margem de fase de 76,35º e 74,53º, equações (5.5, 5.6).

A Figura 5.6(a) mostra o diagrama de Bode do compensador Tipo 2 da malha de tensão e (b) o diagrama de Bode da planta de tensão com o compensador Tipo 2 $L_v(s)$ em malha aberta e malha fechada. Na frequência f_{cv} de 100 Hz a planta com compensador Tipo 2 em malha aberta retorna a margem de fase de 74,53° e margem de ganho de 32,15 dB. Na planta compensada em malha fechada é possível verificar o ganho unitário até a frequência de corte de 100 Hz.

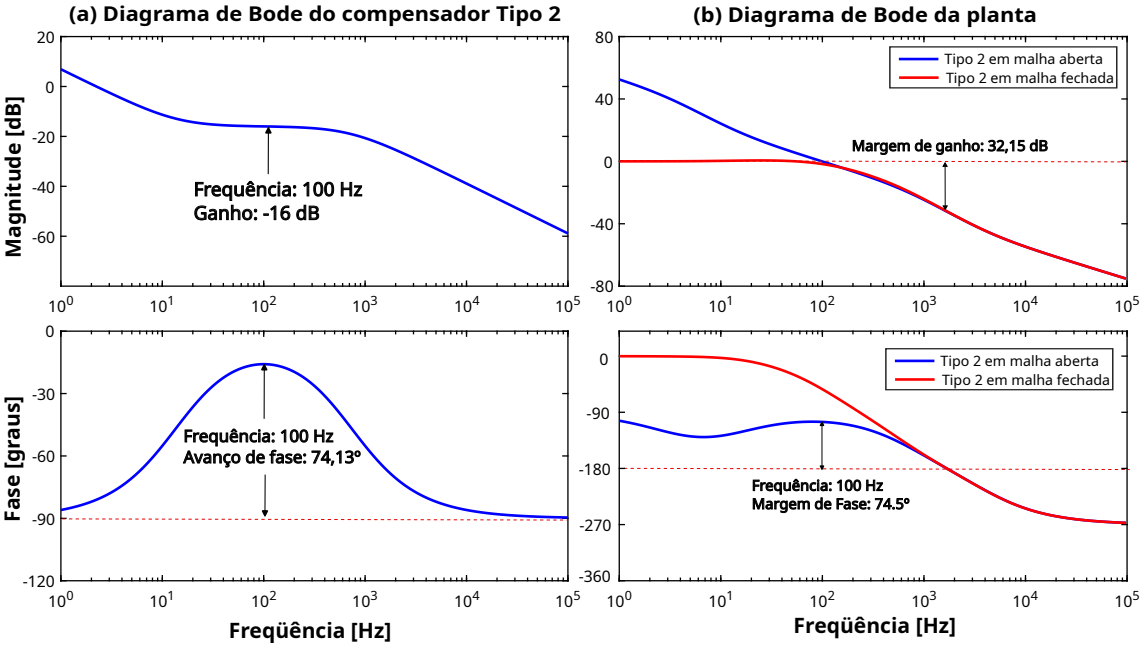

Figura 5.6: a) Diagrama de Bode do compensador Tipo 2 da malha de tensão e b) Diagrama de Bode da planta de tensão com o compensador Tipo 2 ($L_v(s)$ em malha aberta e malha fechada)

A Figura 5.7(a) mostra o diagrama de Bode do compensador Tipo 2 das três malhas de corrente e (b) o diagrama de Bode da planta de corrente com o compensador Tipo 2 $L_i(s)$ em malha aberta e malha fechada. Na frequência f_{ci} de 1 kHz a planta com compensador Tipo 2 em malha aberta retorna a margem de fase de 76,35° e a margem de ganho infinita.

Na planta compensada em malha fechada é possível verificar o ganho unitário até a frequência de corte de 1 kHz. Essa configuração permite a sintonia da malha de tensão em 100 Hz, visto que nessa frequência a planta de corrente apresenta idealmente ganho unitário e fase nula, tornando o ponto de controle estável.

Fig. 5.8 apresenta a resposta degrau 50 V na referência de tensão do conversor com o compensador Tipo 2 da margem de fase 30º (sobressinal máximo) até o valor limite de resposta de 88º com sobressinal mínimo, valor próximo ao máximo avanço de fase possível que é 90º. Pode-se notar que a margem de fase de 30° a 74,53° resulta em uma resposta rápida com máximo sobressinal variando de 10% a 60%.

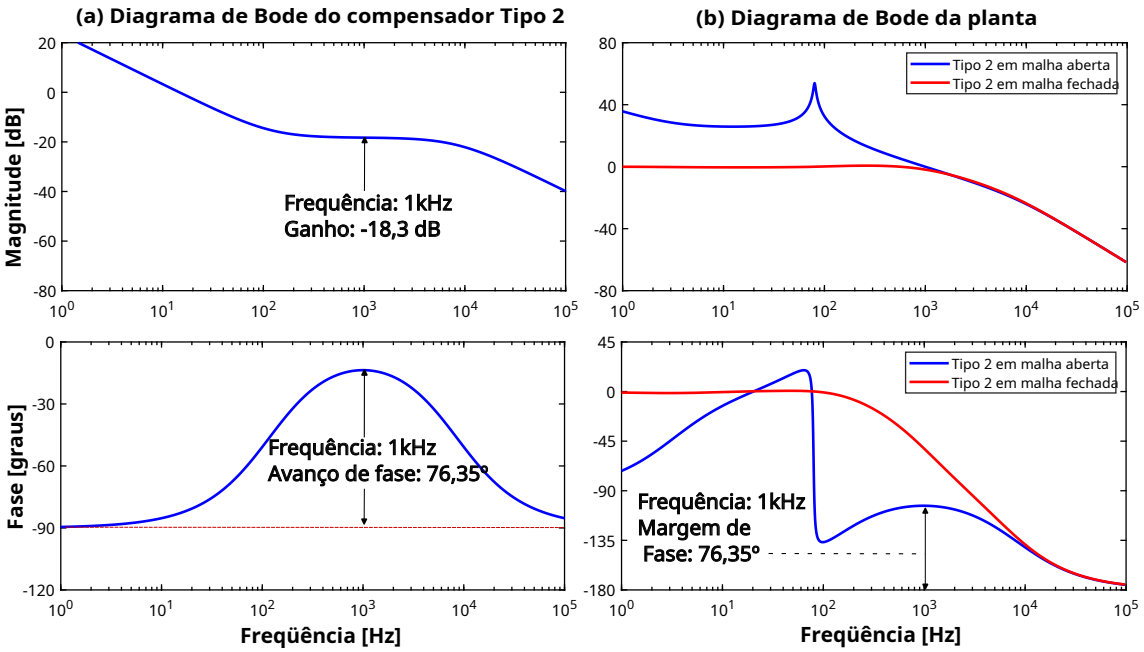

Figura 5.7: a) Diagrama de Bode do compensador Tipo 2 das três malhas de corrente e b) Diagrama de Bode da planta de corrente com o compensador Tipo 2 ($L_i(s)$ em malha aberta e malha fechada)

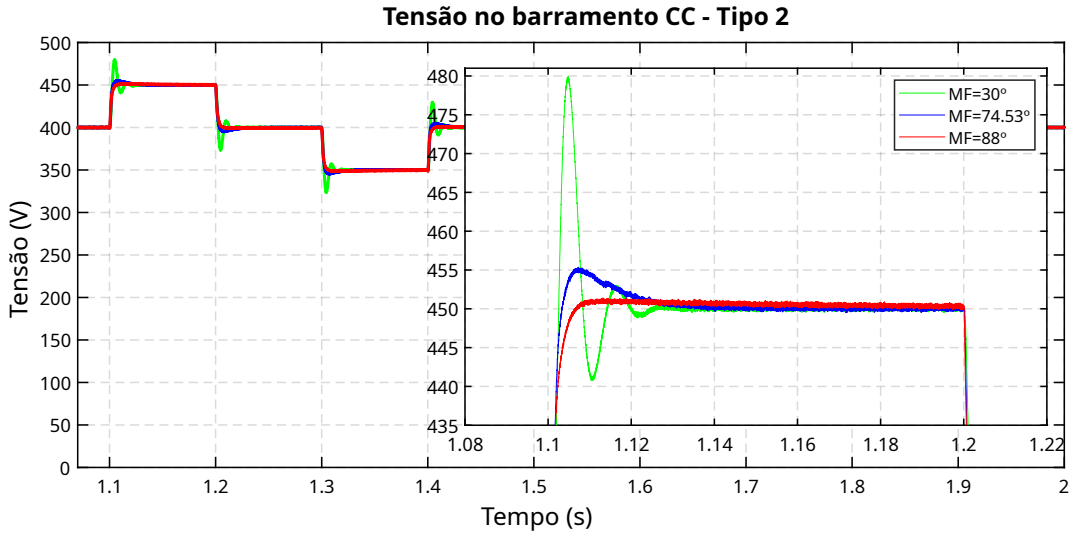

Figura 5.8: Resposta ao degrau de 50 V compensador Tipo 2

No limite do avanço de fase de 88°, a resposta se torna lenta com pequeno sobressinal de aproximadamente 3%.

5.3 Projeto do compensador Tipo 3

Depois de determinado o ganho e a fase da planta na frequência de cruzamento selecionada, os compensadores Tipo 3 das três malhas de corrente internas e da

malha externa de tensão são determinados substituindo os valores de ganho e fase da planta G_{id2} e G_{vi2} nas equações (4.32, 4.39, 4.40, 4.41, 4.42), para as três situações a seguir:

- Margem de fase em malha aberta M = 76,35º (malha de corrente) e M=74,53º (malha de tensão), equações (5.12, 5.11),

$$T_{v3}(s) = 401,74\frac{(s+312,82)^2}{s(s+1.262,00)^2}, \tag{5.11}$$

$$T_{i3}(s) = 3.237,33\frac{(s+3.052,65)^2}{s(s+12.932,53)^2}, \tag{5.12}$$

- Margem de fase em malha aberta M = 76,35º (malha de corrente) e M=160º (malha de tensão), equações (5.14, 5.13),

$$T_{v3}(s) = 12502,20\frac{(s+56,076)^2}{s(s+7040,17)^2}, \tag{5.13}$$

$$T_{i3}(s) = 3226,57\frac{(s+3057,72)^2}{s(s+12911,02)^2}, \tag{5.14}$$

- Margem de fase em malha aberta M = 30º (malha de corrente) e M=30º (malha de tensão), equações (5.16, 5.15),

$$T_{v3}(s) = 167,91\frac{(s+483,87)^2}{s(s+815,89)^2}, \tag{5.15}$$

$$T_{i3}(s) = 1297,83\frac{(s+4821,26)^2}{s(s+8188,41)^2}, \tag{5.16}$$

A seguir é analisado o diagrama de Bode dos compensadores, da planta em malha aberta e em malha fechada para o primeiro caso de estudo, margem de fase de 76,35º e 74,53º, equações (5.12, 5.11).

A Figura 5.9(a) mostra o diagrama de Bode do compensador Tipo 3 da malha de tensão e (b) o diagrama de Bode da planta de tensão com o compensador Tipo 3 $L_v(s)$ em malha aberta e malha fechada. Na frequência f_{cv} de 100 Hz a planta com compensador Tipo 3 em malha aberta retorna a margem de fase de 74,53° e margem de ganho de 29,89 dB. Na planta compensada em malha fechada é possível verificar o ganho unitário até a frequência de corte de 100 Hz.

A Figura 5.10(a) mostra o diagrama de Bode do compensador Tipo 3 das três malhas de corrente e (b) o diagrama de Bode da planta de corrente com o compensador Tipo 3 $L_i(s)$ em malha aberta e malha fechada. Na frequência f_{ci} de 1 kHz

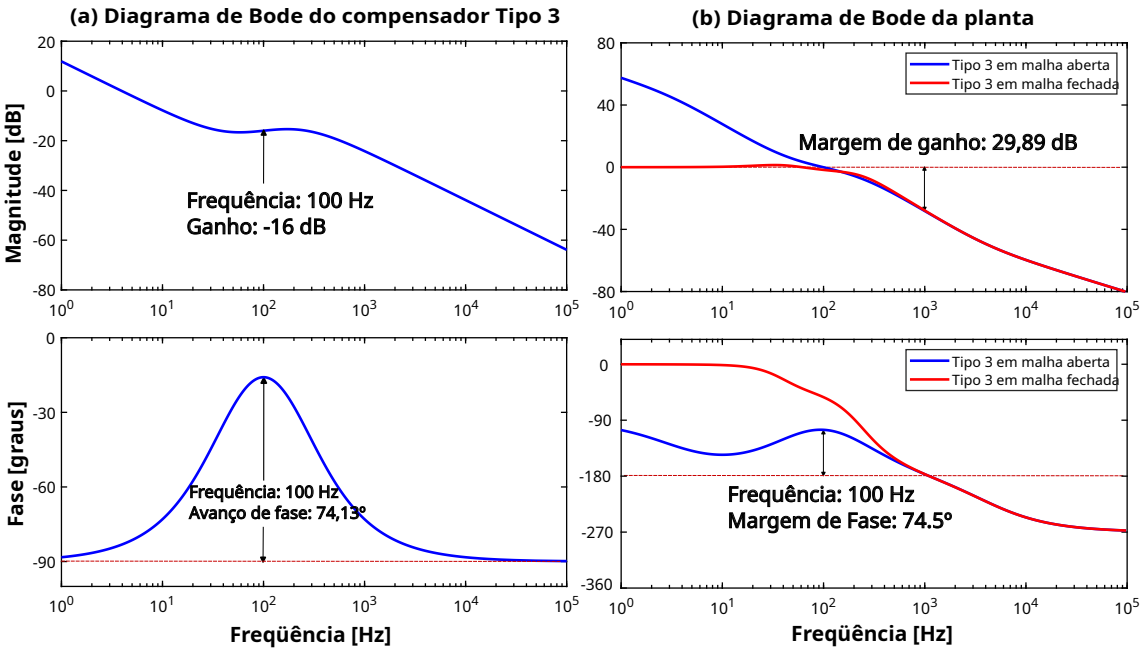

Figura 5.9: a) Diagrama de Bode do compensador Tipo 3 da planta de tensão e b) Diagrama de Bode da planta de tensão com o compensador Tipo 3 ($L_v(s)$ em malha aberta e malha fechada)

a planta com compensador Tipo 3 em malha aberta retorna a margem de fase de 76,35° e a margem de ganho infinita.

Na planta compensada em malha fechada é possível verificar o ganho unitário até a frequência de corte de 1 kHz. Essa configuração permite a sintonia da malha de tensão em 100 Hz, visto que nessa frequência a planta de corrente apresenta idealmente ganho unitário e fase nula, tornando o ponto de controle estável.

A Fig. 5.11 apresenta a resposta degrau 50 V na referência de tensão do conversor do controle Tipo 3 da margem de fase de 30º (sobressinal máximo) até o valor limite de resposta da margem de fase de 160º (mínimo sobressinal), próximo ao avanço de fase máximo possível que é de 180º. Pode-se notar que a margem de fase de 30° a 74,53° resulta em uma resposta rápida com máximo sobressinal variando de 17% a 60%. No limite do avanço de fase de 160°, a resposta se torna lenta com máximo sobressinal de 11%.

As Tabelas 5.3, 5.4 e 5.5 resumem as informações de projeto para o compensador Tipo 2, Tipo 3 e IMC.

5.4 Resultados da simulação da TPU

A Figura 5.12 mostra a simulação de potências durante a operação da unidade TPU com o IBDC sob o compensador IMC no tempo de 2,5 s. A geração fotovoltaica

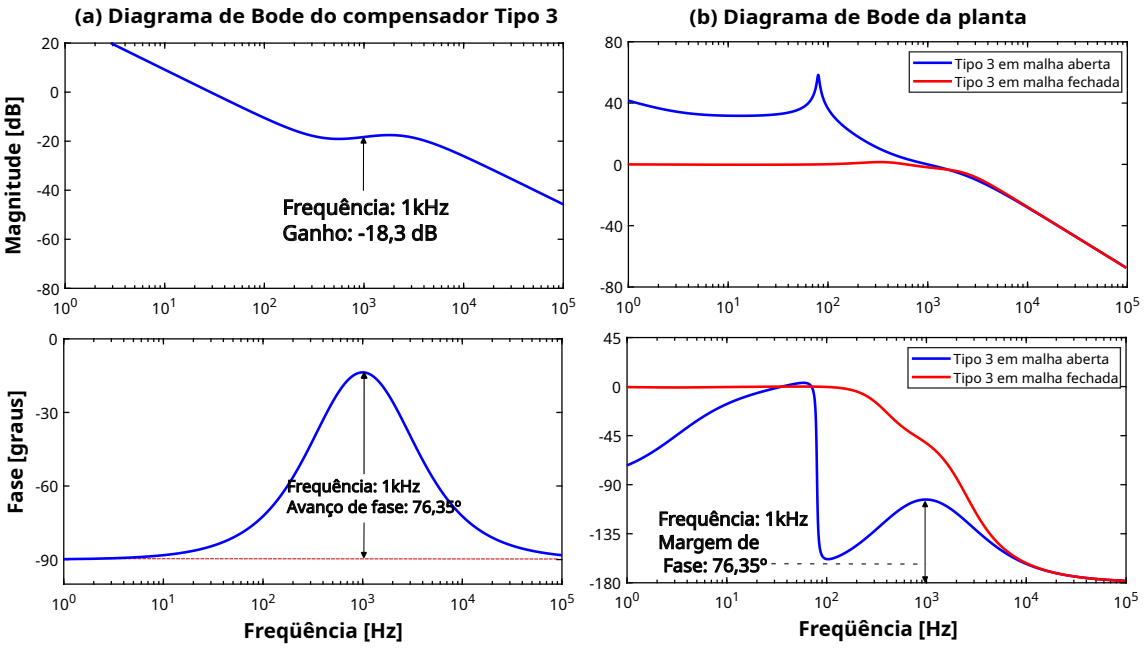

Figura 5.10: a) Diagrama de Bode do compensador Tipo 3 das três malhas de corrente e b) Diagrama de Bode da planta de corrente com o compensador Tipo 3 ($L_i(s)$ em malha aberta e malha fechada)

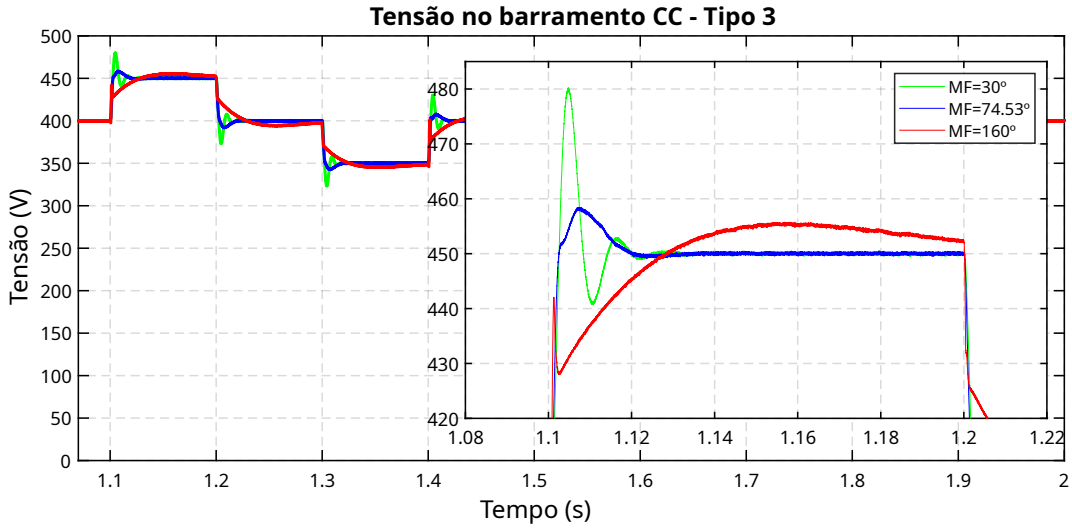

Figura 5.11: Resposta ao degrau de 50 V compensador Tipo 3

é fixada em 1.500 W através da redução da luminância. Observa-se que na carga de 2.097 W (0,5 a 1,5 s e 2 a 2,5 s) o IBDC opera em modo *boost*, descarregando a bateria e na carga de 1.124 W (1,5 a 2 s), o IBDC passa a atuar em modo *buck* carregando a bateria. É possível observar ainda o balanço de potência entre geração, bateria e cargas.

A Figura 5.15 confirma a estabilidade da frequência e amplitude de tensão CA da unidade TPU, permanecendo em aproximadamente 60 Hz e 127 V, respectivamente.

Tabela 5.3: Especificação dos compensadores Tipo 2, Tipo 3 e IMC - Cenário 01

Compensador	Tipo 2		Tipo 3		IMC	
Especificações	C_v	C_i	C_v	C_i	C_v	C_i
Fase da Planta em f_{cv}/f_{ci}	-89,60	-90,00	-89,60	-90,00	-89,60	-90,00
Ganho da Planta em f_{cv}/f_{ci}	16,00	18,30	16,00	18,30	14,3	12,3
Avanço de fase α	74,13	76,35	74,13	76,35	74,13	76,35
Fator k	7,17	8,36	4,03	4,24	-	-
Frequência do zero ω_z (rad/s)	87,58	752,01	312,82	3.052,65	-	-
Frequência do polo ω_p (rad/s)	4.507,82	52.497,53	1.262,00	12.932,53	-	-
Frequência do polo ω_{po} (rad/s)	13,88	91,46	24,68	180,37	-	-
Ganho de banda média G_o	0,1622	0,1216	0,08	0,06	-	-
Constante de tempo do filtro λ	-	-	-	-	0,0006	0,0000385
Ganho do controle	714,44	6.384,68	401,74	3.237,33	-	-
Margem de ganho MG	32,15	Inf	29,89	Inf	24,87	Inf
Margem de fase M	74,53	76,35	74,53	76,35	74,53	76,35
Frequência FCG (rad/s)	10.701,21	Inf	7.080,77	Inf	6.564,34	Inf
Frequência FCF (rad/s)	628,83	6.333,09	628,99	6.349,41	765,41	12.619,00

Tabela 5.4: Especificação dos compensadores Tipo 2, Tipo 3 e IMC - Cenário 02

Compensador	Tipo 2		Tipo 3		IMC	
Especificações	C_v	C_i	C_v	C_i	C_v	C_i
Fase da Planta em f_{cv}/f_{ci}	-89,60	-90,00	-89,60	-90,00	-89,60	-90,00
Ganho da Planta em f_{cv}/f_{ci}	16,00	18,30	16,00	18,30	14,3	12,3
Avanço de fase α	87,60	76,35	159,60	76,35	74,13	76,35
Fator k	47,74	8,36	125,5471	4,2365	-	-
Frequência do zero ω_z (rad/s)	13,16	752,01	56,08	3052,64	-	-
Frequência do polo ω_p (rad/s)	29995,61	52497,53	7040,17	12932,53	-	-
Frequência do polo ω_{po} (rad/s)	2,09	91,46	0,7932	180,37	-	-
Ganho de banda média G_o	0,1622	0,1216	0,0141	0,0591	-	-
Constante de tempo do filtro λ	-	-	-	-	0,0006	0,0000385
Ganho do controle	4753,98	6384,68	12502,20	3237,33	-	-
Margem de ganho MG	32,28	Inf	17,26	Inf	24,87	Inf
Margem de fase M	88,00	76,35	160,00	76,35	74,53	76,35
Frequência FCG (rad/s)	27858,02	Inf	20255,57	Inf	6.564,34	Inf
Frequência FCF (rad/s)	628,85	6333,09	646,20	6349,41	765,41	12.619,00

A frequência mostra transitórios logo após as mudanças de carga e em pontos de distúrbios. Os três esquemas de compensadores do IBDC apresentaram desempenhos semelhantes no quesito balanceamento de potência, operando adequadamente em carga e descarga normal da bateria.

A Figura 5.14(c) exibe a convergência do sinal modulante, com ciclo de trabalho médio de 0,5, para o compensador IMC. Comportamento idêntico é evidenciado com o IBDC atuando sob os compensadores Tipo 2 e 3, como pode ser visto na Fig. 5.13.

Tabela 5.5: Especificação dos compensadores Tipo 2, Tipo 3 e IMC - Cenário 03

Compensador	Tipo 2		Tipo 3		IMC	
Especificações	C_v	C_i	C_v	C_i	C_v	C_i
Fase da Planta em f_{cv}/f_{ci}	-89,60	-90,00	-89,60	-90,00	-89,60	-90,00
Ganho da Planta em f_{cv}/f_{ci}	16,00	18,30	16,00	18,30	14,3	12,3
Avanço de fase α	29,60	30,00	29,60	30,00	74,13	76,35
Fator k	1,72	1,73	1,69	1,698	-	-
Frequência do zero ω_z (rad/s)	365,69	3627,60	483,87	4821,26	-	-
Frequência do polo ω_p (rad/s)	1079,56	10882,80	815,89	8188,41	-	-
Frequência do polo ω_{po} (rad/s)	57,96	441,18	59,058	449,93	-	-
Ganho de banda média G_o	0,1622	0,1216	0,1221	0,0933	-	-
Constante de tempo do filtro λ	-	-	-	-	0,0006	0,0000385
Ganho do controle	171,10	1323,55	167,91	1297,83	-	-
Margem de ganho MG	28,87	Inf	28,44	Inf	24,87	Inf
Margem de fase M	30,00	30,00	30,00	30,00	74,53	76,35
Frequência FCG (rad/s)	4313,22	Inf	4173,69	Inf	6.564,34	Inf
Frequência FCF (rad/s)	628,67	6317,09	628,68	6317,49	765,41	12.619,00

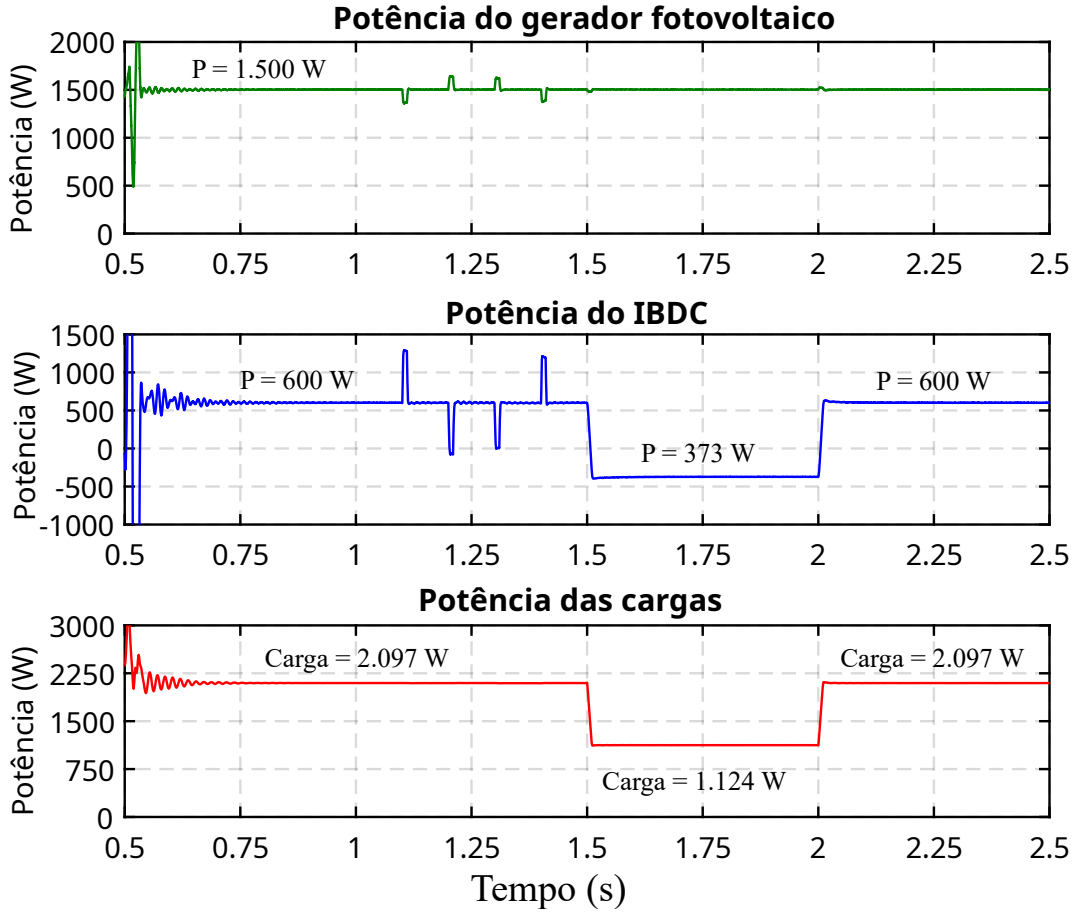

Figura 5.12: Potências do gerador fotovoltaico, potência do IBDC e potência nas cargas com compensador IMC

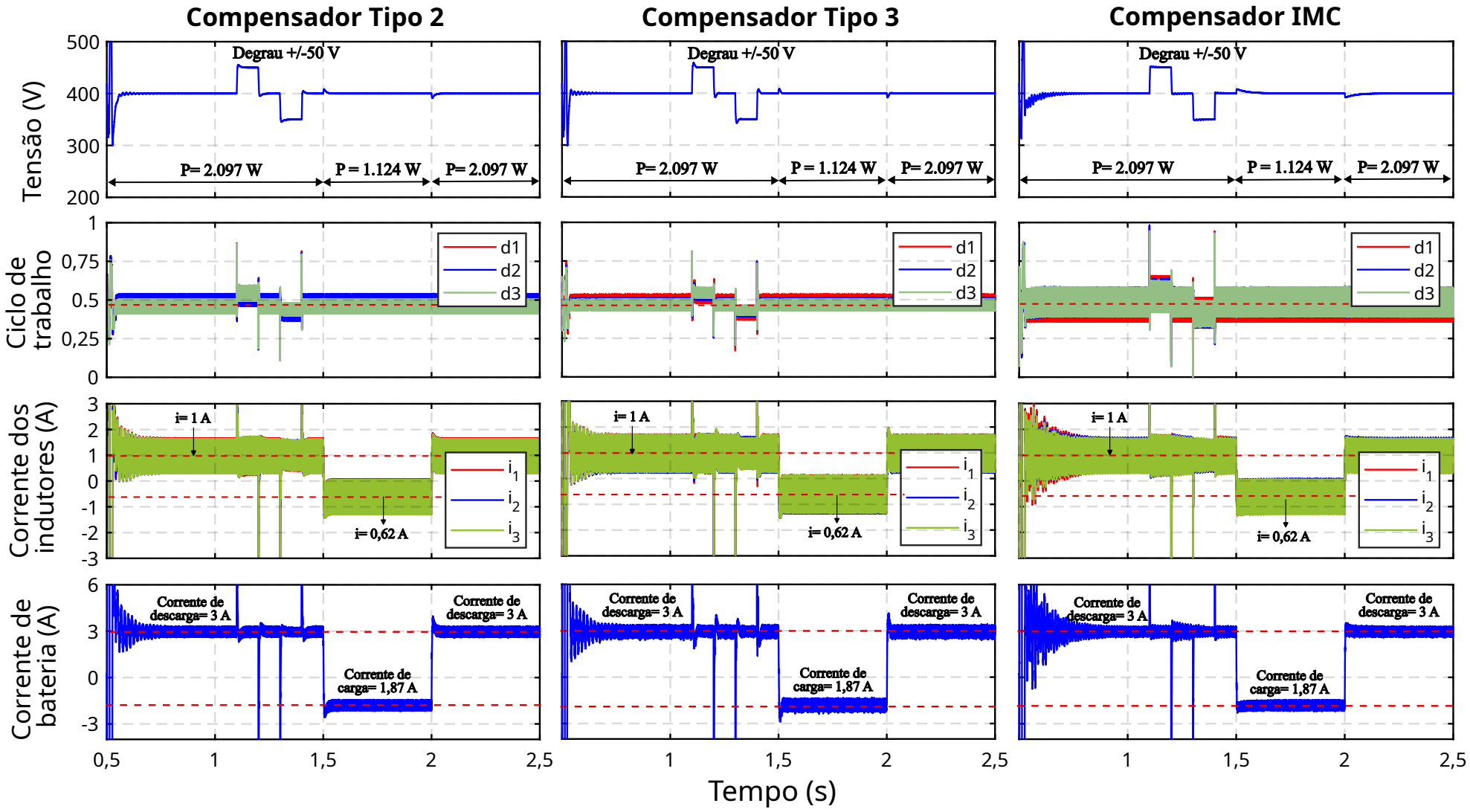

Figura 5.13: Tensões, correntes e ciclo de trabalho do IBDC com os compensadores Tipo 2, Tipo 3 e IMC

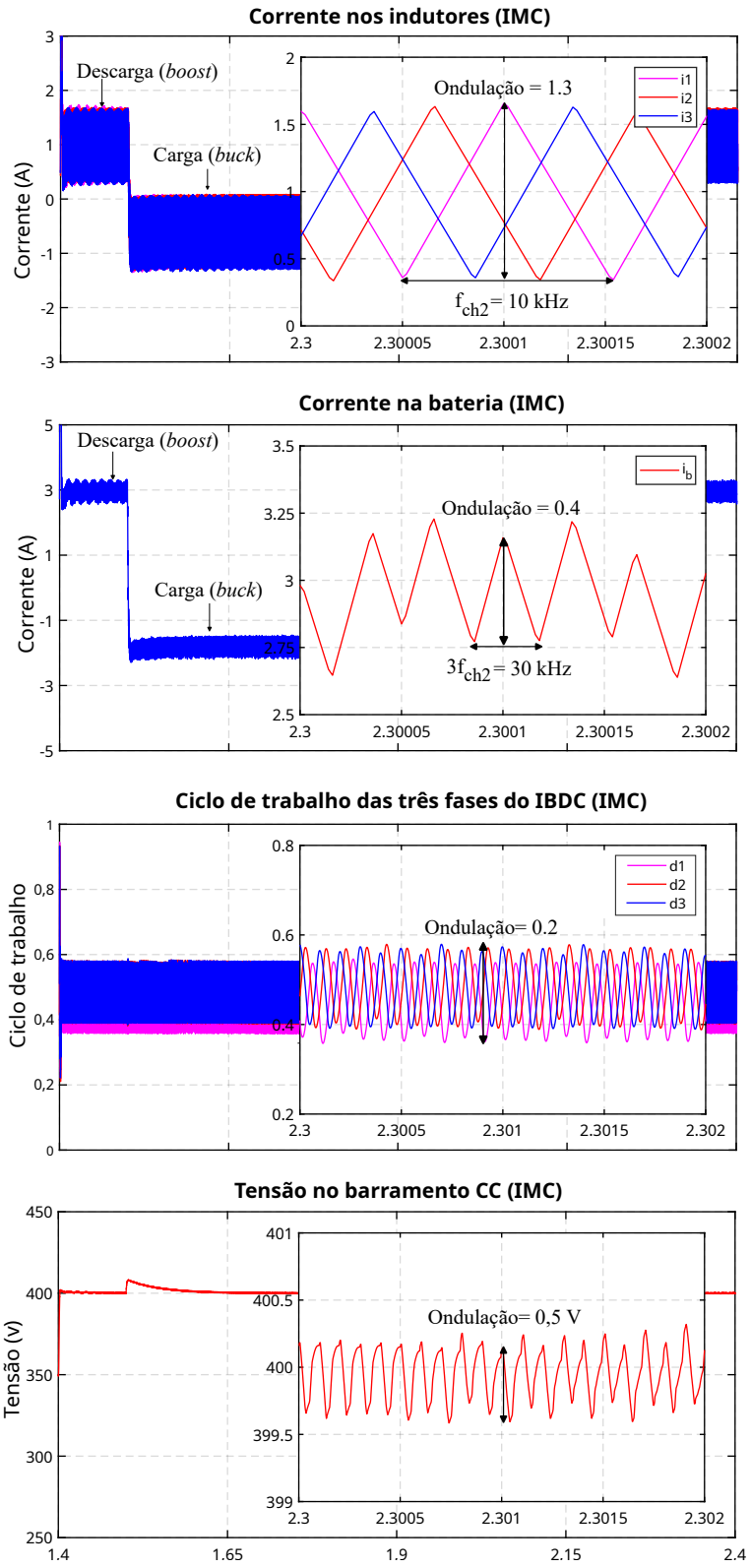

Figura 5.14: Correntes dos indutores, da bateria e ciclo de trabalho sob compensador IMC

Para a corrente do indutor, verificou-se na Fig. 5.14 que o IBDC de três fases teve a corrente reduzida por três em cada um dos três indutores L_2, L_3 e L_4 ($i_{bat} = 3,0$

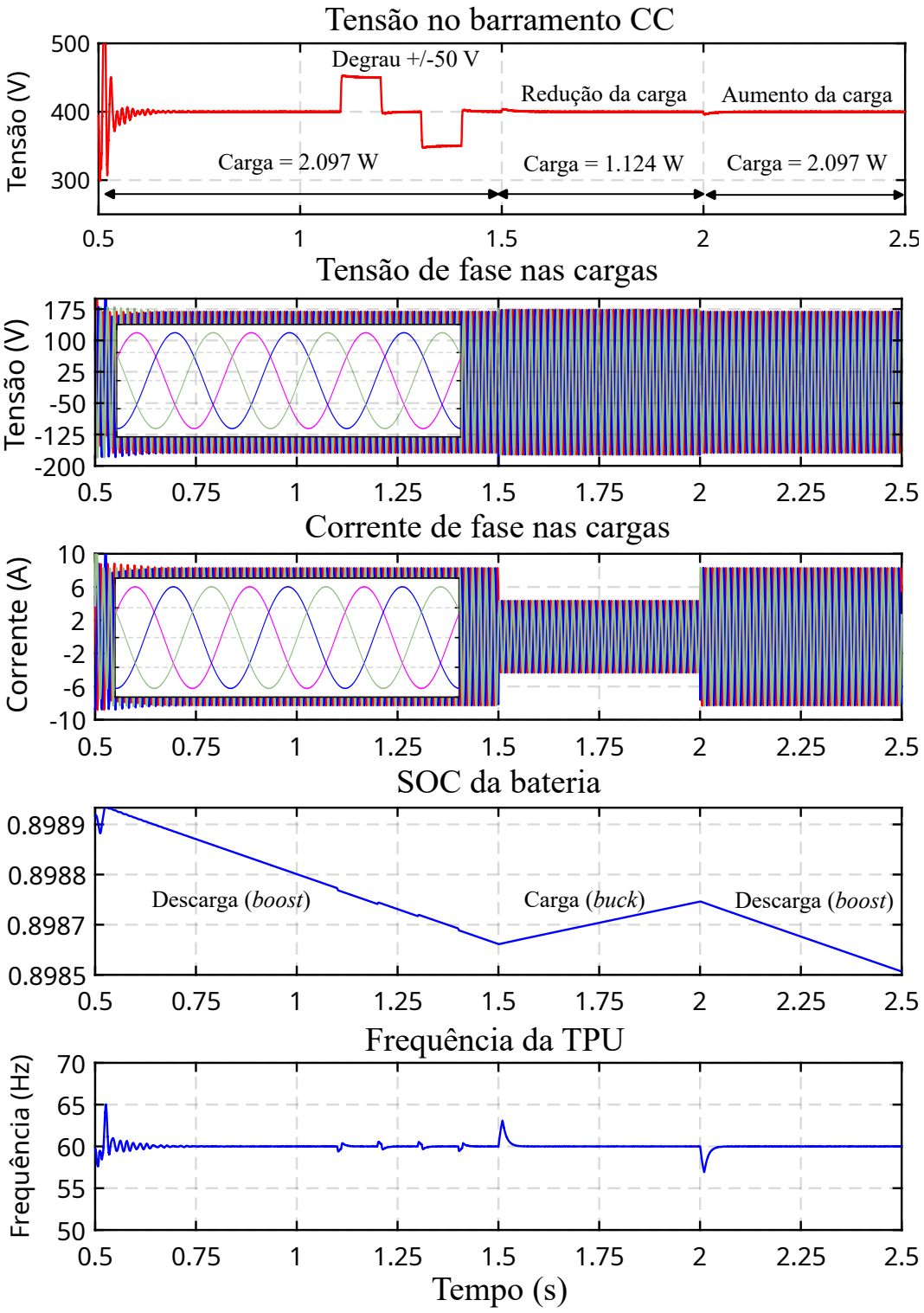

Figura 5.15: Tensões, correntes, SOC e frequência da TPU com compensador IMC

A e $i_1 = i_2 = i_3 = 1$ A), em valores médios aproximados. A figura ampliada mostra a mudança de fase de 0°, 120° e 240° promovida pela modulação SP-PWM, que garantiu o aumento da frequência de ondulação para $3f_{ch2}$=30 kHz. Está bem determinada a redução da ondulação da corrente da bateria por um fator de três,

como esperado.

5.5 Resultados do desempenho dinâmico do controle do IBDC

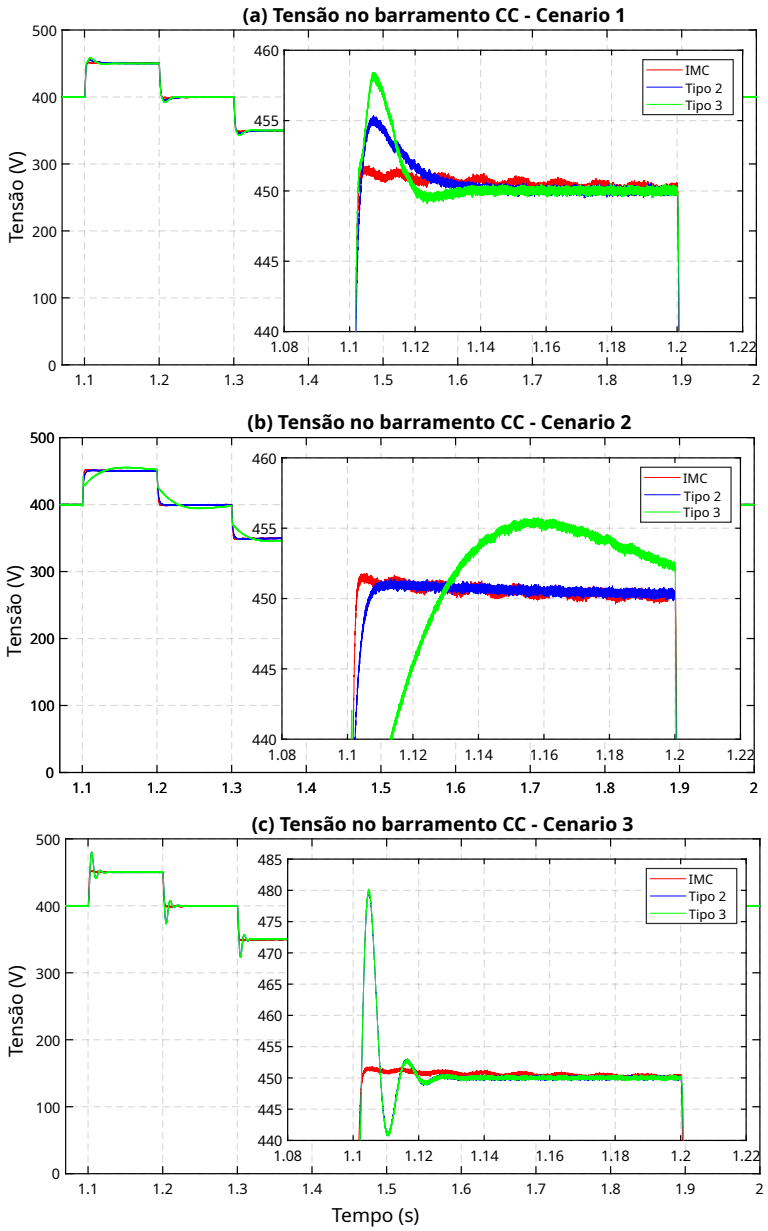

Figura 5.16: Degrau de tensão de 50 V_{cc} em: a) Cenário 1, b) Cenário 2 e c) Cenário 3

Os testes consistiram na análise de desempenho dinâmico do IBDC no Estado 1 de operação da TPU, abrangendo a carga e a descarga normal de bateria.

O desempenho dinâmico do controle é analisado em termos de resposta do rastreamento do ponto de referência e respostas regulatórias. A resposta do rastreamento

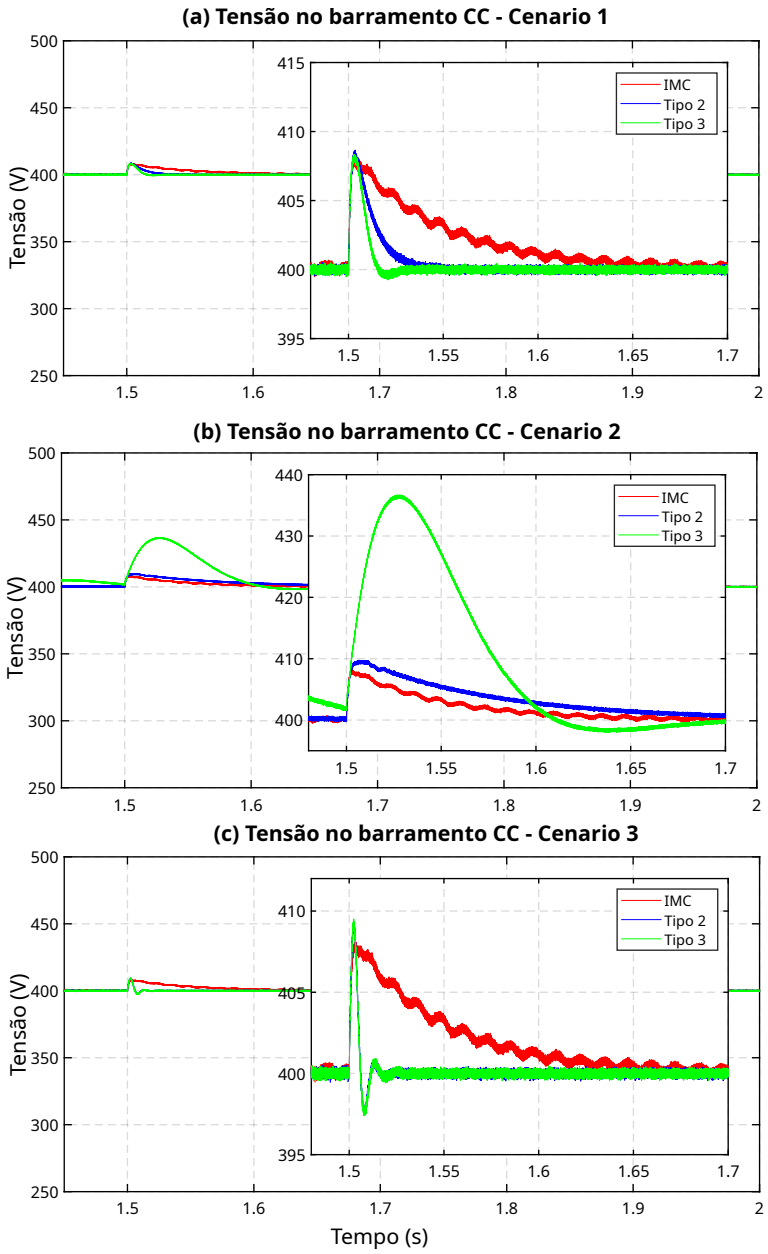

Figura 5.17: Redução da carga em: a) Cenário 1, b) Cenário 2 e c) Cenário 3

do ponto de referência consiste em impor um comando de mudança de degrau na tensão de referência V_{ref} e a resposta regulatória é observada pela mudança de resistência de carga.

A resposta do rastreamento do ponto de referência é programada em 1,1 s e 1,3 s em uma simulação de 2,5 s, primeiro um pulso positivo de 50 V e depois outro negativo no mesmo valor é aplicado à referência de tensão de controle do IBDC. Para as respostas regulatórias a resistência de carga é aumentada de 20,4 Ω para 40 Ω em 1,5 s e retorna para 20,4 Ω em 2 s, em cada fase do inversor VSI.

A avaliação de desempenho dinâmico dos compensadores IMC, Tipo 2 e Tipo 3 será realizada em três cenários. O primeiro consiste em alocar os compensadores

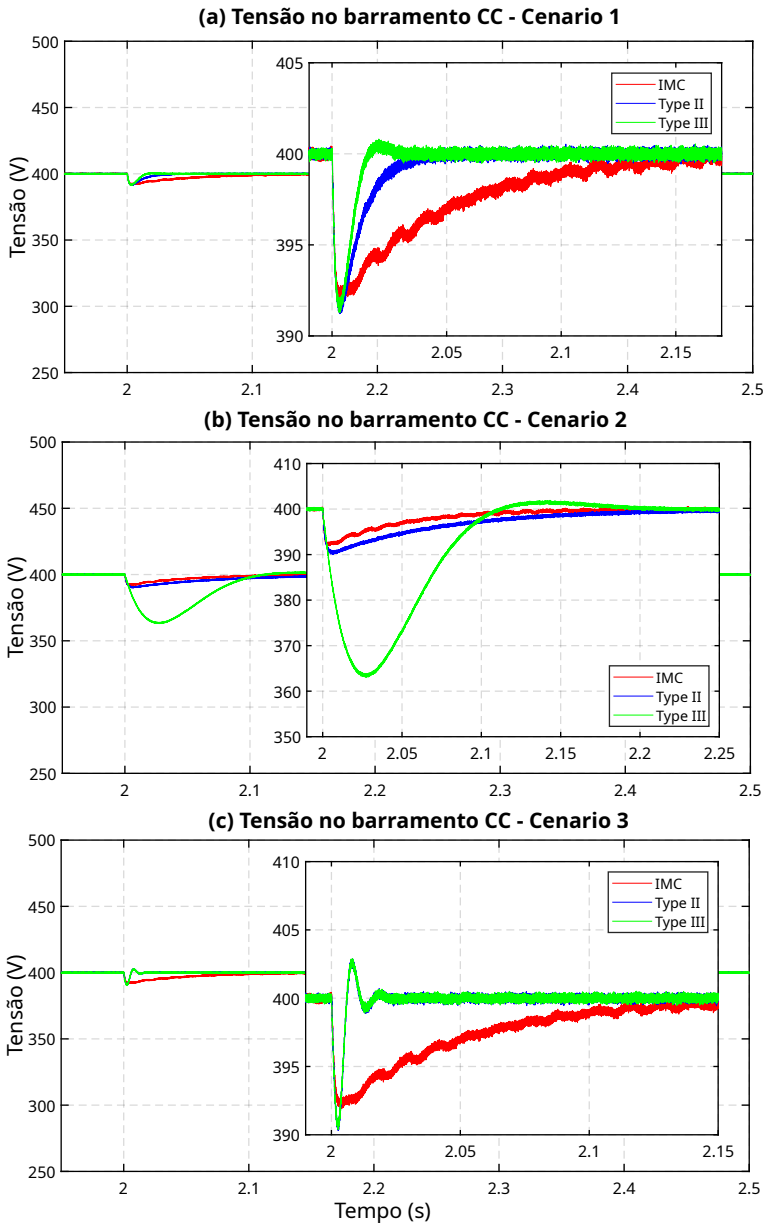

Figura 5.18: Aumento da carga em: a) Cenário 1, b) Cenário 2 e c) Cenário 3

Tipo 2 e Tipo 3 em idêntica margem de fase em malha aberta adotada no compensador IMC. No segundo cenário, a margem de fase dos compensadores Tipo 2 e Tipo 3 é ajustada à condição de sobressinal mínimo, valor próximo ao limite de avanço de fase desses compensadores. No terceiro cenário, a margem de fase dos compensadores Tipo 2 e Tipo 3 é reduzida a um valor mínimo.

5.5.1 Cenário 01 - Equiparação das margens de fase

Na seção 5.1 é descrito o projeto do compensador IMC, mostrando o processo utilizado para ajustar os parâmetros do filtro λ_v e λ_i para a frequência de cruzamento f_{ci} e f_{cv} desejada.

A Fig. 5.4 mostra várias configurações de controle em cascata IMC estáveis. Para o teste de desempenho é utilizada a f_{ci}=2 kHz, para fcv= 122 Hz, porque é a configuração com menor sobressinal e menor oscilação na resposta transitória para a resistência virtual R_c=267 Ω.

Para fins de análise e comparação do ponto de operação nominal, o avanço de fase dos compensadores Tipo 2 e Tipo 3 são ajustados para resultar em idêntica margem de fase em malha aberta alcançada no compensador IMC.

A Tabela 5.3 mostra os valores das especificações do projeto dos compensadores no Cenário 01, na qual é possível destacar o funcionamento estável do sistema com margem de fase em malha aberta nos três compensadores de 74,53º e 76,35º para malha aberta de tensão e de corrente, respectivamente.

Com relação à resposta do rastreamento do ponto de referência, Fig. 5.16(a), a Tab. 5.6 mostra que o compensador Tipo 2 apresenta um tempo de subida de 0,0033 s, tempo de acomodação de 0,0286 s e máximo sobressinal de 10,75%, e o compensador Tipo 3 apresenta um tempo de subida de 0,00258 s, tempo de acomodação de 0,0179 s e máximo sobressinal de 16,85%. O esquema de teste IMC resulta no tempo de subida de 0,00284 s, tempo de acomodação de 0,0509 s e máximo sobressinal de 3,48%.

Em termos de resposta regulatória na redução de carga ou no aumento da carga, Fig. 5.17(a) e 5.18(a), as Tabelas 5.7 e 5.8 mostram que a tensão do barramento CC para o controle Tipo 3 converge para seu comando de referência em 0,0135/0,138 s, mais rápido do que o compensador Tipo 2 que converge em 0,028/0,025 s. O compensador IMC apresenta resposta na ordem de 0,13 s, portanto, bem mais lenta.

Tabela 5.6: Estudo comparativo de controladores Tipo 2, Tipo 3 e IMC (resposta do rastreamento do ponto de referência)

Cenário 01			
Parâmetro	IMC	Type-II	Type-III
Tempo de subida (s)	0,00284	0,00338	0,00258
Tempo de acomodação (s)	0,05091	0,02861	0,01788
Sobressinal (%)	3,48	10,75	16,85
Cenário 02			
Tempo de subida (s)	0,00284	0,00735	0,02905
Tempo de acomodação (s)	0,05091	0,0458	0,1221
Sobressinal (%)	3,48	2,81	11,45
Cenário 03			
Tempo de subida (s)	0,00284	0,00255	0,00255
Tempo de acomodação (s)	0,05091	0,02345	0,02325
Sobressinal (%)	3,48	59,52	60,45

Tabela 5.7: Estudo comparativo de controladores Tipo-II, Tipo-III e IMC (resposta regulatória - redução da carga)

Cenário 01			
Parâmetro	IMC	Type-II	Type-III
Tempo de acomodação (s)	0,134	0,0283	0,0135
Sobressinal (%)	2	2,15	2,08
Cenário 02			
Tempo de acomodação (s)	0,134	0,188	0,159
Sobressinal (%)	2	2,44	9,17
Cenário 03			
Tempo de acomodação (s)	0,134	0,01	0,01
Sobressinal (%)	2	2,34	2,38

Tabela 5.8: Estudo comparativo de controladores Tipo 2, Tipo 3 e IMC (resposta regulatória - aumento de carga)

Cenário 01			
Parâmetro	IMC	Type-II	Type-III
Tempo de acomodação (s)	0,134	0,0253	0,0138
Undershoot (%)	2	2,19	2,18
Cenário 02			
Tempo de acomodação (s)	0,134	0,149	0,179
Undershoot (%)	2	2,46	9,21
Cenário 03			
Tempo de acomodação (s)	0,134	0,0138	0,0142
Undershoot (%)	2	2,39	2,41

5.5.2 Cenário 02 - Ajuste para o sobressinal mínimo

No segundo cenário, o avanço de fase dos compensadores Tipo 2 e Tipo 3 é ajustado para obter um sobressinal mínimo na resposta de malha fechada, como visto na Tab. 5.4. Por se tratar de um controle em cascata, apenas a malha de tensão é ajustada para obter o menor sobressinal. A malha de corrente é mantida nos parâmetros do Cenário 1.

Sobre a resposta do rastreamento do ponto de referência, Fig. 5.16(b), a Tab. 5.6 mostra que o compensador Tipo 2 apresenta um tempo de subida de 0,00735 s, tempo de acomodação de 0,0458 s e sobressinal de 2,81%, e o compensador Tipo 3 apresenta tempo de subida de 0,02905 s, tempo de acomodação de 0,1221 s e sobressinal de 11,45%.

Nos termos da resposta regulatória na redução de carga ou no aumento da carga, Fig. 5.17(b) e 5.18(b), as Tabelas 5.7 e 5.8 demonstram que a tensão do barramento CC para controle IMC converge para seu comando de referência em cerca de 0,134 s, mais rápido que os compensadores Tipo 2 e Tipo 3, que apenas convergem em 0,19/0,16 s e 0,15/0,18 s, respectivamente.

É possível concluir que a redução do sobressinal provocada pelo aumento do avanço de fase, torna a resposta dos compensadores Tipo 2 e Tipo 3 mais lenta do que a do compensador IMC. Além disso, esses compensadores passaram a trabalhar no limite de avanço da fase, próximo de 90^{o} e 180^{o} graus, respectivamente.

5.5.3 Cenário 03 - Ajuste para o sobressinal máximo

No terceiro cenário, a margem de fase dos compensadores Tipo 2 e Tipo 3 é reduzida, objetivando a resposta mais rápida dos compensadores. As margens de fase de 30 graus ou menos causam oscilações do sistema em regimes transitórios e pouca tolerância para componentes ou distúrbios ambientais, [12]. Assim, este cenário adotou como limite a margem de fase de 30^{o}. A Tabela 5.5 mostra os valores do projeto dos compensadores no Cenário 03, no qual é possível destacar o funcionamento estável do sistema.

Com relação à resposta do rastreamento do ponto de referência, Fig. 5.16(c), a Tab. 5.6 mostra que o compensador Tipo 2 apresenta um tempo de subida de 0,00255 s, tempo de acomodação de 0,02345 s e sobressinal de 59,52% e o compensador Tipo 3 apresenta resultados próximos.

Comparando com os parâmetros do IMC, é possível concluir que a redução da margem de fase torna o tempo de acomodação dos compensadores Tipo 2 e Tipo 3 mais rápidos que o compensador IMC, porém, com um grande sobressinal de aproximadamente 60%, que não é recomendado para o projeto de compensadores, [37].

Em termos de resposta regulatória na redução de carga e aumento de carga, Fig. 5.17(c) e 5.18(c), as Tabelas 5.7 e 5.8 mostram que a tensão do barramento CC para controle em Tipo 2 e Tipo 3 converge para seu comando de referência em 0,01/0,014 s, mais rápido que o compensador IMC. Apesar disso, o controle IMC apresenta o menor *undershoot*.

Capítulo 6

Conclusões

Este trabalho analisou a operação do conversor IBDC para o controle de bateria, por meio do compensador IMC, e alternativamente pelos compensadores do Tipo 2 e do Tipo 3, projetados em cascata, aplicado em uma microrrede composta por uma unidade trifásica de geração TPU, com controle em modo conectado e controle formador de rede *droop* para o modo ilhado.

Verificou-se a redução da ondulação da corrente da bateria e o aumento da frequência da ondulação, facilitando a filtragem de harmônicos. Constatou-se a redução por três do valor médio da corrente de cada indutor, permitindo a diminuição do estresse em cada braço do conversor. A tensão e a frequência da microrrede permanecem estáveis nas condições de carga e descarga da bateria e durante a imposição de distúrbios no ponto de referência de tensão do conversor, bem como com a redução e aumento da carga e na transição dos modos de carga e descarga da bateria.

O desempenho dinâmico do controle é analisado em termos de resposta do rastreamento do ponto de referência e respostas regulatórias. No critério do rastreamento do ponto de referência, o compensador IMC apresentou um ótimo resultado de tempo de subida quando combinado com pequeno sobressinal, confirmando a rápida velocidade de resposta deste método de controle. O baixo sobressinal é evidenciado tanto na resposta do rastreamento do ponto de referência, quanto nas respostas regulatórias, como esperado. O controle Tipo 3 retornou tempo de subida mais baixo do que o IMC, com maior sobressinal. Os controles Tipo 2 e Tipo 3 submetidos a elevados avanços de fase retornaram tempo de acomodação maior do que o IMC.

Em termos de projeto, o compensador IMC se mostrou extremamente versátil, com possibilidade de ajuste da rapidez e estabilidade do controle apenas pela alteração do parâmetro λ do filtro. Os resultados da simulação sugerem que a estratégia de controle IMC tem uma velocidade de resposta rápida aliada a um sobressinal mínimo, é robusto, e pode ser aplicado como alternativa aos compensadores tradicionais PID, e os compensadores do Tipo 2 e do Tipo 3, com a vantagem de um

ajuste relativamente simples no ponto de controle. A pesquisa também sugere que o método IMC pode ser ainda melhorado para os conversores IBDC por métodos de otimização ou para atuar em conjunto com outros métodos de controle como o PID-IMC ou SMC-IMC e esses controles serão objeto de futuras pesquisas.

Referências Bibliográficas

[1] BANERJEE, S., GHOSH, A., RANA, N., 2017, "An Improved Interleaved Boost Converter With PSO-Based Optimal Type-III Controller", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 5, n. 1, pp. 323–337. doi: 10.1109/JESTPE.2016.2608504.

[2] BARBI, I., 2014, *Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados*. Ivo Barbi- Florianópolis. doi: CDU:621.314.22.

[3] BARONTI, F., ZAMBONI, W., FEMIA, N., et al., 2013, "Experimental analysis of open-circuit voltage hysteresis in lithium-iron-phosphate batteries". In: *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 6728–6733. IEEE.

[4] BARROS, L. S., BARROS, C. M. V., 2017, "Modificação no controle do lado da rede de geradores eólicos baseados em PMSG para ampliar a suportabilidade a afundamentos de tensão", *Eletrônica de Potência*, v. 22, n. 2, pp. 167–178.

[5] BIRICIK, S., KOMURCUGIL, H., 2018, "Proportional-Integral and Proportional-Resonant Based Control Strategy for PUC Inverters". In: *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3369–3373. doi: 10.1109/IECON.2018.8591371.

[6] CHA, H., VU, T.-K., 2010, "Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected Photovoltaic inverter". In: *2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1659–1665. doi: 10.1109/APEC.2010.5433454.

[7] DA SILVA JUNIOR, G. P., BARROS, L. S., BARROS, C. M. V., 2021, "Synchronverter coupled to a lithium-ion bank for grid frequency and voltage supports and controlled charge-discharge", *Electric Power Systems Research*, v. 197, pp. 107352.

[8] DESHPANDE, A. S., PATIL, S. L., 2016, "Performance verification of ripple correlation control for solar PV application". In: *2016 7th India*

International Conference on Power Electronics (IICPE), pp. 1–5. doi: 10.1109/IICPE.2016.8079510.

[9] ERICKSON, R. W., M., 2004, *Fundamentals of Power Eletronics*. Kluwer Academic Publishers. doi: ISBN0-7923-7270-0.

[10] ESRAM, T., CHAPMAN, P., 2007, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques", *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, v. 22 (07), pp. 439 – 449. doi: 10.1109/TEC.2006.874230.

[11] FERNÁNDEZ, C., LÁZARO, A., ZUMEL, P., et al., 2013, "Design space boundaries of linear compensators applying the k-factor method". In: *2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2706–2711. doi: 10.1109/APEC.2013.6520678.

[12] G VENABLE, H. D., 1983, "The k-factor: A New mathematical Tool for Stability, Analysis, and Synthesis". In: *Proceeding of Powercon 10, Sam Diego, CA, march 22-24,1983*.

[13] GARCERA, G., PASCUAL, M., FIGUERES, E., 2001, "Robust average current-mode control of multimodule parallel DC-DC PWM converter systems with improved dynamic response", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 48, n. 5, pp. 995–1005. doi: 10.1109/41.954564.

[14] GARCIA, F. S., 2010, *Conversores CC-CC elevadores de tensão, não isolados, com ganhos estáticos elevados*. Dissertação de mestrado, Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

[15] GHOSH, A., BANERJEE, S., SARKAR, M. K., et al., 2016, "Design and implementation of type-II and type-III controller for DC–DC switched-mode boost converter by using K-factor approach and optimisation techniques", *IET Power Electronics*, v. 9, n. 5, pp. 938–950. doi: https://doi.org/10.1049/iet-pel.2015.0144.

[16] GONZATTI, R. B., FERREIRA, S. C., DA SILVA, C. H., et al., 2014, "Implementation of a grid-forming converter based on modified synchronous reference frame". In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2116–2121. doi: 10.1109/IECON.2014.7048794.

[17] HARRAG, A., MESSALTI, S., DAILI, Y., 2019, "Innovative Single Sensor Neural Network PV MPPT". In: *2019 6th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*, pp. 1895–1899. doi: 10.1109/CoDIT.2019.8820335.

[18] JANTHARAMIN, N., ZHANG, L., 2009, "Analysis of multiphase interleaved converter by using state-space averaging technique". In: *2009 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, v. 01, pp. 288–291. doi: 10.1109/ECTICON.2009.5137010.

[19] JIANDONG, D., MA, X., TUO, S., 2018, "A Variable Step Size P amp;O MPPT Algorithm for Three-Phase Grid-Connected PV Systems". In: *2018 China International Conference on Electricity Distribution (CICED)*, pp. 1997–2001. doi: 10.1109/CICED.2018.8592040.

[20] JIN, S., ZHANG, D., FANG, Z., 2020, "High-linearized and fast-convergent RmI look-up table control method for space solar array simulator", *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, v. 5, n. 3, pp. 289–301. doi: 10.24295/CPSSTPEA.2020.00024.

[21] K. SASI, D., JIJI, K., 2020, "Interleaved Bidirectional DC/DC Converter Topologies for Solar based Standalone Distributed Generation Systems". In: *2020 IEEE International Conference on Power Systems Technology (POWERCON)*, pp. 1–6. doi: 10.1109/POWERCON48463.2020.9230569.

[22] KARAKI, A., BEGOVIC, M., BAYHAN, S., et al., 2019, "Frequency and Voltage Restoration for Droop Controlled AC Microgrids". In: *2019 2nd International Conference on Smart Grid and Renewable Energy (SGRE)*, pp. 1–6. doi: 10.1109/SGRE46976.2019.9020914.

[23] KARIMI, Y., ORAEE, H., GUERRERO, J. M., 2017, "Decentralized Method for Load Sharing and Power Management in a Hybrid Single/Three-Phase-Islanded Microgrid Consisting of Hybrid Source PV/Battery Units", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 32, n. 8, pp. 6135–6144. doi: 10.1109/TPEL.2016.2620258.

[24] KIM, E., WARNER, M., BHATTACHARYA, I., 2020, "Adaptive Step Size Incremental Conductance Based Maximum Power Point Tracking (MPPT)". In: *2020 47th IEEE Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, pp. 2335–2339. doi: 10.1109/PVSC45281.2020.9300956.

[25] KOLLURI, S., NARASAMMA, N. L., 2013, "Analysis, modeling, design and implementation of average current mode control for interleaved boost converter". In: *2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp. 280–285. doi: 10.1109/PEDS.2013.6527029.

[26] LISERRE, M., BLAABJERG, F., HANSEN, S., 2005, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier", *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, pp. 1281–1291. doi: 10.1109/TIA.2005.853373.

[27] LIU, H., MA, K., BLAABJERG, F., 2016, "Device loading and efficiency of Modular Multilevel Converter under various Modulation strategies". In: *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 1–7. doi: 10.1109/PEDG.2016.7527104.

[28] LOARTE, B., CAMACHO, O., CHAVEZ GARCIA, G., et al., 2019, "Sliding Mode Control Based on Internal Model for a Non-minimum phase Buck and Boost Converter", *Enfoque UTE*, v. 10 (03), pp. 41–53. doi: 10.29019/enfoqueute.v10n1.442.

[29] MAHMOOD, H., MICHAELSON, D., JIANG, J., 2012, "Control strategy for a standalone PV/battery hybrid system". In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3412–3418. doi: 10.1109/IECON.2012.6389351.

[30] MAHMOOD, H., MICHAELSON, D., JIANG, J., 2015, "Decentralized Power Management of a PV/Battery Hybrid Unit in a Droop-Controlled Islanded Microgrid", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 12, pp. 7215–7229. doi: 10.1109/TPEL.2015.2394351.

[31] MAKSIMOVIC, D., CUK, S., 1991, "Switching Converters with Wide DC Conversion Range", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 6 (02), pp. 151 – 157. doi: 10.1109/63.65013.

[32] MEHER, J., GOSH, A., 2018, "Comparative Study of DC/DC Bidirectional SEPIC Converter with Different Controllers". In: *2018 IEEE 8th Power India International Conference (PIICON)*, pp. 1–6. doi: 10.1109/POWERI.2018.8704363.

[33] MIDDLEBROOK, R. D., CUK, S., 1976, "A general unified approach to modelling switching-converter power stages". In: *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 18–34. doi: 10.1109/PESC.1976.7072895.

[34] MÉGEL, O., MATHIEU, J. L., ANDERSSON, G., 2013, "Maximizing the potential of energy storage to provide fast frequency control". In: *IEEE PES ISGT Europe 2013*, pp. 1–5. doi: 10.1109/ISGTEurope.2013.6695380.

[35] NGUYEN, M. P., 2015, "Mathematical modeling of photovoltaic cell/module/arrays with tags in Matlab/Simulink", *Environmental Systems Research*, v. 4. doi: 10.1186/s40068-015-0047-9.

[36] OGATA, K., M. P. A. L. F., 2010, *Engenharia de controle moderno*. Prentice Hall. doi: ISBN978-85-7605-810-6.

[37] OGATA, K., M. P. A. L. F., 2010, *Modern control engineering*. Prentice Hall. doi: ISBN978-85-7605-810-6.

[38] POOLLA, C., ISHIHARA, A. K., 2019, "Nonlinear Equivalent Resistance-based Maximum Power Point Tracking (MPPT)". In: *2019 IEEE 46th Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, pp. 2984–2988. doi: 10.1109/PVSC40753.2019.8980961.

[39] RAI, R., RAHI, O., 2022, "Fuzzy Logic based Control Technique using MPPT for Solar PV System". In: *2022 First International Conference on Electrical, Electronics, Information and Communication Technologies (ICEEICT)*, pp. 01–05. doi: 10.1109/ICEEICT53079.2022.9768650.

[40] RAIKER, G. A., LOGANATHAN, U., REDDY B., S., 2021, "Current Control of Boost Converter for PV Interface With Momentum-Based Perturb and Observe MPPT", *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 57, n. 4, pp. 4071–4079. doi: 10.1109/TIA.2021.3081519.

[41] RIVERA, D. E., MORARI, M., SKOGESTAD, S., 1986, "Internal model control: PID controller design", *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development*, v. 25, n. 1, pp. 252–265. doi: 10.1021/i200032a041.

[42] SARKAR, S., GHOSH, A., SUBHRA GHOSH, S., 2020, "Design of IMC IMC Derived PID Controller for Interleaved Boost Converter". In: *2020 IEEE REGION 10 CONFERENCE (TENCON)*, pp. 841–846. doi: 10.1109/TENCON50793.2020.9293888.

[43] SIDDHARTHA, V., HOTE, Y. V., 2019, "IMC-PID Design of DC-DC Converters Exhibiting Non-minimum phase Characteristics". In: *2019 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, pp. 1–7. doi: 10.1109/PECI.2019.8698914.

[44] TEODORESCU, R., BLAABJERG, F., LISERRE, M., et al., 2006, "Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters", *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, v. 153 (10), pp. 750 – 762. doi: 10.1049/ip-epa:20060008.

[45] TYTELMAIER, K., HUSEV, O., VELIGORSKYI, O., et al., 2016, "A review of non-isolated bidirectional dc-dc converters for energy storage systems". pp. 22–28, 10. doi: 10.1109/YSF.2016.7753752.

[46] VASQUEZ, J. C., GUERRERO, J. M., SAVAGHEBI, M., et al., 2013, "Modeling, Analysis, and Design of Stationary-Reference-Frame Droop-Controlled Parallel Three-Phase Voltage Source Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 4, pp. 1271–1280. doi: 10.1109/TIE.2012.2194951.

[47] VERMA, P., ANWAR, M., 2021, "Control of Boost Converter using Internal Model Control scheme in single loop and in cascade control structure". pp. 1–6, 12. doi: 10.1109/INDICON52576.2021.9691556.

[48] VILLALVA, M. G., 2010, *Conversor eletrônico de potência trifásico para sistema fotovoltaico conectado à rede elétrica*. Tese de doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

[49] XIAO, W., DUNFORD, W. G., PALMER, P. R., et al., 2007, "Regulation of Photovoltaic Voltage", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 3, pp. 1365–1374. doi: 10.1109/TIE.2007.893059.

[50] YANG, P., PENG, T., DAN, H., et al., 2017, "An interleaved parallel bidirectional DC/DC converter topology with the function of fault tolerance". In: *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 805–809. doi: 10.1109/IECON.2017.8216139.

[51] YU, W., QIAN, H., LAI, J.-S., 2008, "Design of high-efficiency bidirectional DC-DC converter and high-precision efficiency measurement". In: *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 685–690. doi: 10.1109/IECON.2008.4758036.

[52] ZHANG, H., GAO, Y., LU, D., 2018, "Micro-grid Droop Control Strategy Optimization and Simulation". In: *2018 China International Conference on Electricity Distribution (CICED)*, pp. 2013–2017. doi: 10.1109/CICED.2018.8592279.

[53] ZHANG, J., *Bidirectional DC-DC Power Converter Design Optimization, Modeling and Control*. Doctor of philosophy in electrical engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University.

[54] ZHENG, L., HUANG, J., LI, G., et al., 2021, "Model Predictive Control Combined with Sliding Mode Control for Interleaving DC/DC Converter". In: *2021 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, pp. 109–114. doi: 10.1109/PRECEDE51386.2021.9680993.

Apêndice A

Conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional convencional

A topologia do conversor CC-CC *buck-boost* bidirecional é constituída por um indutor, um capacitor e duas chaves eletrônicas, uma responsável pelo modo *buck* e a outra pelo modo *boost*, conforme apresentado na Fig.A.1. A resistência R_c representa a carga equivalente ligada ao conversor e V_{bat} é a tensão do BESS, considerada constante para fins de modelagem do controle.

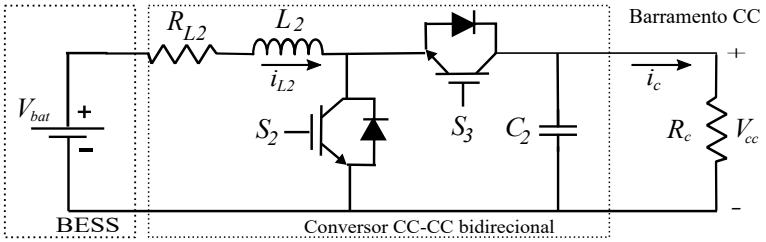

Figura A.1: Conversor *buck-boost* bidirecional convencional
Fonte: Adaptado de BARBI [2]

Essa arquitetura convencional apresenta as vantagens de usar apenas dois semicondutores e dois componentes armazenadores de energia, e, por ser não isolado, é viável para trabalhar com altas potências, associado ao baixo custo, peso e volume do conversor.

O chaveamento de S_2 e S_3 é promovido por um modulador do tipo PWM, de forma complementar, como exibido na Fig. A.2.

O projeto do conversor bidirecional foi implementado de acordo com BARBI [2], onde está detalhado o circuito equivalente do conversor CC-CC bidirecional em regime permanente. A relação de conversão deste conversor é dada por:

$$\frac{V_{cc}}{V_{bat}} = \frac{1}{1-D} \tag{A.1}$$

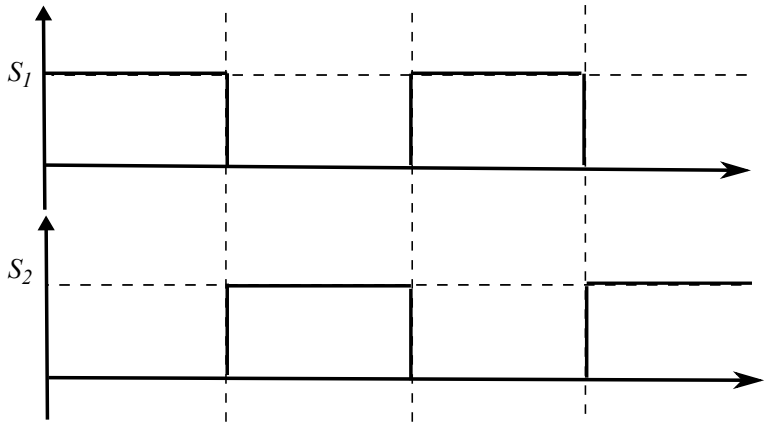

Figura A.2: Sinais de comando do conversor
Fonte: Adaptado de BARBI [2]

A indutância L_2 e a capacitância C_2 foram calculadas por meio das equações 3.13 e 3.14 para o conversor bidirecional trabalhar no CCM, no ponto de máxima potência no modo boost considerado 1725 W, com ondulação de corrente e tensão reduzidas $\Delta i_L = 10\% i_{Lmed}$ e $\Delta V_{cc} = 1\% V_{cc}$.

A.1 Avaliação do ganho do conversor

Uma desvantagem dos conversores convencionais *boost* e *buck-boost* é que o ganho estático apresenta limitações pelas perdas de condução quando a razão cíclica (D) aproxima-se da unidade (GARCIA [14]). Nessas condições, o modulador PWM é forçado a trabalhar com razão cíclica muito baixa, o que limita a operação em frequências de chaveamento mais baixas, devido ao tempo pequeno de funcionamento ligado dos transistores. Esse problema foi esmiuçado por MAKSIMOVIC e CUK [31].

Uma avaliação da amplitude do ganho do conversor bidirecional é realizada por GARCIA [14] com base no balanço de potências, considerando perdas resistivas no indutor de acordo com a equação A.2:

$$P_i - P_L = P_c, \tag{A.2}$$

onde P_i representa a potência de entrada do conversor, P_c a potência de saída do conversor e P_L as perdas de potência, inseridas no modelo pela resistência em série com o indutor, sendo representadas pelas equações A.3, A.4 e A.5.

$$P_i = V_{bat} i_{med}, \tag{A.3}$$

$$P_L = R_{L2} i_{rms}^2 \tag{A.4}$$

$$P_c = V_{cc}^2 / R_c, \tag{A.5}$$

Essa prova toma como restrição a baixa ondulação de corrente no indutor e a igualdade entre a corrente média e a corrente eficaz (RMS) no indutor, equação A.6:

$$i_{rms} = i_{med} = i, \tag{A.6}$$

As equações A.2, A.3, A.4 e A.4 permite escrever:

$$V_{cc}^2 = R_c V_{bat} i - R_c R_{L2} i^2 \tag{A.7}$$

Ao analisar os pontos críticos da equação A.7, chega-se ao máximo da função da tensão de saída em relação a corrente i_L do indutor:

$$V_{cc}(max) = \frac{V_{bat}}{2} \sqrt{\frac{R_c}{R_{L2}}} \tag{A.8}$$

A conclusão a que se chega com base na equação A.8 é que o ganho de tensão do conversor bidirecional é limitado pela raiz quadrada da relação entre a resistência na carga e a resistência de entrada GARCIA [14]. Verificou-se também que ao trabalhar na região de máximo ganho, tem como consequência a redução do rendimento μ para 0,5.

$$\mu = \frac{P_c}{R_i} = 0,5 \tag{A.9}$$

Outro ponto citado por GARCIA [14] é que essa avaliação é o melhor caso, visto que não foram consideradas nessa análise outras perdas no conversor, como as perdas na comutação das chaves.

A.2 Função de transferência do conversor *buck-boost bidirecional*

Na modelagem do espaço de estados para controle da tensão do barramento CC foram definidas como variáveis de estado i_{L2} e v_{c2} relacionadas ao ciclo de trabalho do conversor. A tensão do BESS V_{bat} foi considerada constante, visto que a variável a ser controlada será a tensão do barramento CC.

O primeiro estado topológico do conversor bidirecional está apresentado na Fig.A.3(a) no qual a chave S2 está fechada e S3 está aberta. A fim de controlar a corrente do indutor as matrizes de espaço de estado na forma $\dot{x} = A_1 x + B_1 u$,

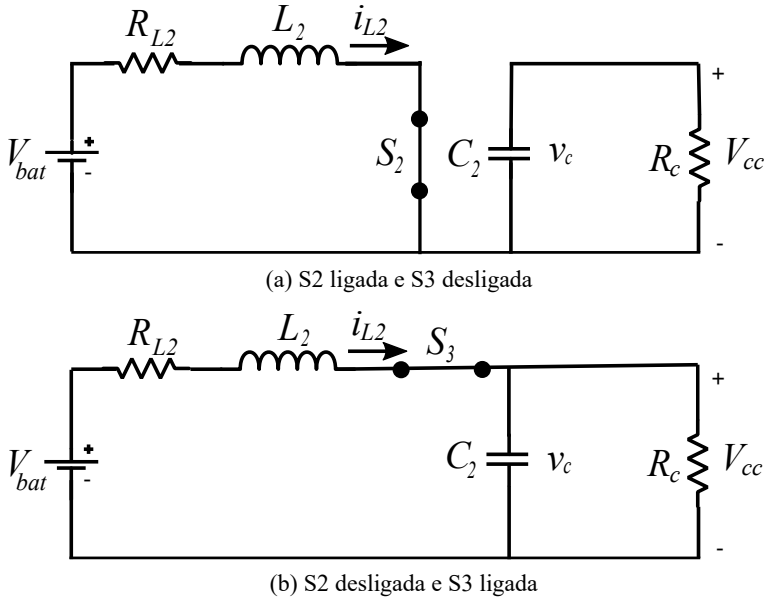

Figura A.3: Circuito equivalente do conversor
Fonte: Adaptado de BARBI [2]

$$\begin{cases} \dfrac{di_{L2}}{dt} = \dfrac{V_{bat}}{L_2} - \dfrac{R_{L2}i_{L2}}{L_2} \\ \dfrac{dv_{C2}}{dt} = \dfrac{-v_{C_2}}{R_cC_2} \end{cases} \tag{A.10}$$

O sistema de equações diferenciais A.10 do conversor de i_{L2} e v_{c2} para chave S fechada, na forma matricial, são:

$$\begin{bmatrix} \dfrac{di_{L2}}{dt} \\ \dfrac{dv_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{R_{L2}}{L_2} & 0 \\ 0 & -\dfrac{1}{CR_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L2} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_{bat} \tag{A.11}$$

O segundo estado topológico do bidirecional está apresentado na Fig.A.3(b) no qual a chave S1 está aberta e S2 está fechada. A fim de controlar a corrente do indutor as matrizes de espaço de estado na forma $\dot{x} = A_2x + B_2u$,

$$\begin{cases} \dfrac{di_{L2}}{dt} = \dfrac{-R_{L2}i_{L2}}{L_2} - \dfrac{v_{C2}}{L_2} + \dfrac{V_{bat}}{L_2} \\ \dfrac{dv_{C2}}{dt} = \dfrac{i_{L2}}{C_2} - \dfrac{v_{C2}}{R_cC_2} \end{cases} \tag{A.12}$$

O sistema de equações diferenciais A.12 do conversor de i_L e v_{C2} para chave S fechada é representado na forma matricial por:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{dv_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_o C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L2} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} V_{bat} \tag{A.13}$$

Agora é possível o modelo médio representado pelas matrizes A e B

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L2}}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_2 R_c} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L2}}{L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_2} & -\frac{1}{R_c C_2} \end{bmatrix} \tag{A.14}$$

$$B_1 = B_2 = B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{A.15}$$

$$A = [A_1 d + A_2(1-d)] = \begin{bmatrix} \frac{-R_{L2}}{L_2} & -\frac{(1-d)}{L_2} \\ \frac{(1-d)}{C_2} & -\frac{1}{R_c C_2} \end{bmatrix} \tag{A.16}$$

A modelagem de pequenos sinais consiste na introdução de pequenas perturbações no ciclo trabalho $\hat{d}$, resultando em pequena variação CA no vetor de estado $\hat{x}$. X e D representam os valores médios:

$$x = X + \hat{x} \tag{A.17}$$

$$d = D + \hat{d} \tag{A.18}$$

Fazendo as substituições e desenvolvendo a álgebra, o sistema é expresso por:

$$\dot{x} = AX + BU + A\hat{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\hat{d} \tag{A.19}$$

Para o conversor operando no ponto de equilíbrio:

$$AX + BU = 0 \tag{A.20}$$

$$X_{eq} = -A^{-1}BU \tag{A.21}$$

$$X_{eq} = \begin{bmatrix} i_{eq} \\ v_{eq} \end{bmatrix} \tag{A.22}$$

O sistema linearizado em torno do ponto de operação é expresso por:

$$\dot{x} = A\hat{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\hat{d} \tag{A.23}$$

Como,

$$B_1 - B_2 = 0 \tag{A.24}$$

A expressão pode ser simplificada para:

$$\dot{x} = A\hat{x} + [(A_1 - A_2)X]\hat{d} \tag{A.25}$$

As funções de transferência entre as variáveis de estado i_L e v_{C2} e a razão cíclica podem ser encontradas usando:

$$H(s) = (sI - A)^{-1}(A_1 - A_2)X_{eq} \tag{A.26}$$

$$G_{2id}(s) = \frac{\hat{i}_{L2}(s)}{\hat{d}} = \frac{V_{cc}C_2R_cs + V_{cc} + R_ci_{eq}(1-d)}{R_cL_2C_2s^2 + (L_2 + R_cC_2R_{L2})s + R_{L2} + R_c(1-d)^2}, \tag{A.27}$$

$$G_{2vd}(s) = \frac{\hat{v}_{c2}(s)}{\hat{d}} = \frac{-R_cL_2i_{eq}s - R_cR_{L2}i_{eq} + R_c(1-d)V_{cc}}{R_cL_2C_2s^2 + (L_2 + R_cC_2R_{L2})s + R_{L2} + R_c(1-d)^2}, \tag{A.28}$$

$$G_{2vi}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{-R_cL_2i_{eq}s - R_cR_{L2}i_{eq} + R_c(1-d)V_{cc}}{V_{cc}C_2R_cs + V_{cc} + R_ci_{eq}(1-d)}, \tag{A.29}$$

Outra modelagem do espaço de estados que pode ser aperfeiçoada se refere ao controle da tensão de carga da bateria, definindo-se como variáveis de estado i_{L2} e v_{bat} relacionadas ao ciclo de trabalho do conversor. Nessa abordagem a tensão do barramento CC é considerada constante.

Por analogia, seguindo os mesmos passos acima, chega-se a seguinte função de transferência.

$$G_{2id(bat)}(s) = \frac{\hat{i}_{L2}(s)}{\hat{d}} = \frac{V_{cc}(R_{eq}C_{bat}s + 1)}{R_{eq}LC_{bat}s^2 + (R_{L2}R_{eq}C_{bat} + L_2)s + R_{L2} + R_{eq}}, \tag{A.30}$$

$$G_{2vd(bat)}(s) = \frac{\hat{v}_{bat}(s)}{\hat{d}} = \frac{-V_{cc}R_{eq}}{R_{eq}L_1C_{bat}s^2 + (R_{L2}R_{eq}C_{bat} + L_2)s + R_{L2} + R_{eq}} \tag{A.31}$$

Apêndice B

Algumas Demonstrações

B.1 Validação do modelo do conversor *boost*

A validação do modelo matemático do conversor *boost* consiste na comparação entre o circuito de potência simulado no software Matlab/Simulink, por meio de componentes ativos e passivos, com a resposta obtida na função de transferência que representa o circuito boost, $G_{1id}(s)$ e $G_{1vpvd}(s)$, equações 3.35 e 3.37.

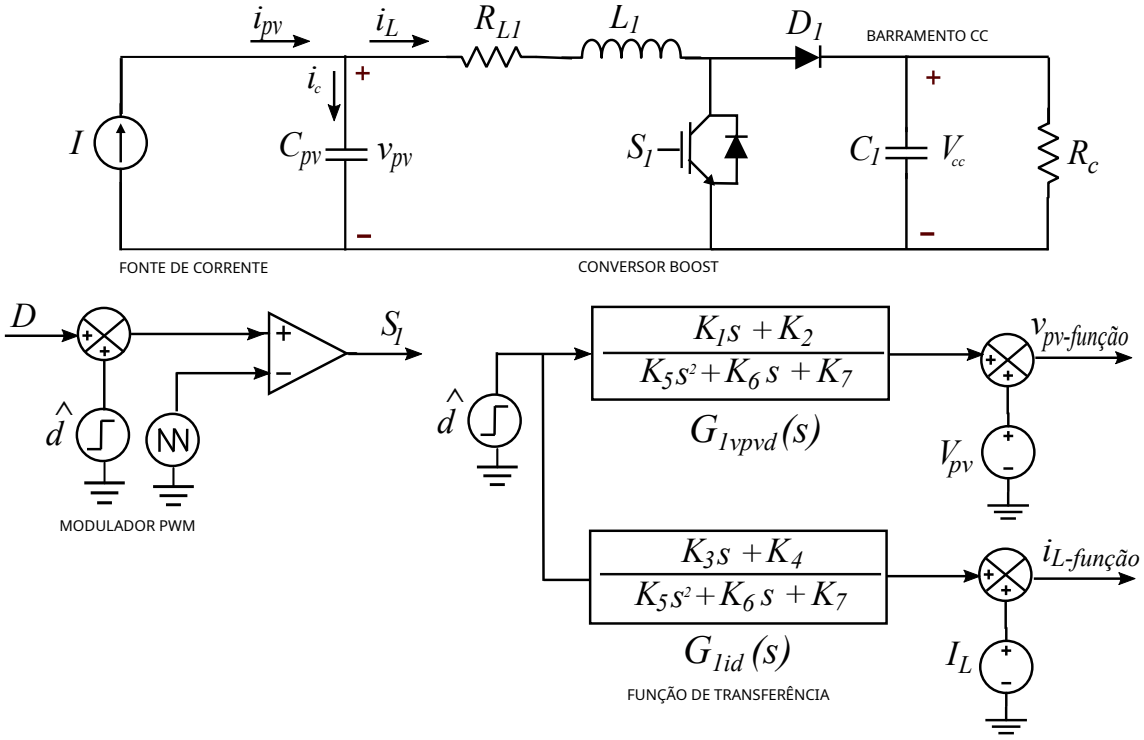

Figura B.1: Validação do conversor *boost*
Fonte: Autoria Própria

O ponto de trabalho do teste foi determinado usando uma fonte de corrente ideal, para uma tensão de saída do *boost* fixada em 300 V, uma carga resistiva de 53 Ω e

para os ciclos de trabalho de 0,33, 0,5 e 0,67. Foram calculados os coeficientes das funções de transferência G_{1vpvd} e G_{1id}, equações 3.35 e 3.37, denominados de K_1 a K_7.

Os coeficientes da função de transferência para fins de cálculo foram assim definidos: $K_1 = 0$; , $K_2 = -V_{cc}R_{eq}$, $K_3 = V_{cc}R_{eq}C_{pv}$, $K_4 = V_{cc}$, $K_5 = R_{eq}L_1C_{pv}$, $K_6 = (R_{L1}R_{eq}C_{pv} + L_1)$ e $K_7 = R_{L1} + R_{eq}$.

Tabela B.1: Coeficientes das funções de transferência G_{1vpvd} e G_{1id}

Função	D	R_{eq}	I_L	K_1/K_3	K_2/K_4	K_5	K_6	K_7
$G_{1vpvd)}$	0,33	23,53	8,50	0	-7058,82	$1{,}8353.10^{-5}$	$8{,}0353.10^{-3}$	23,6294
G_{1id}	0,33	23,53	8,50	0,7059	300,00	$1{,}8353.10^{-5}$	$8{,}0353.10^{-3}$	23,6294
G_{1vpvd}	0,50	17,65	11,33	0	-3970,59	$1{,}0324.10^{-5}$	$7{,}9324.10^{-3}$	13,3353
G_{1id}	0,50	17,65	11,33	0,3971	300,00	$1{,}0324.10^{-5}$	$7{,}9324.10^{-3}$	13,3353
G_{1vpvd}	0,67	11,76	17,00	0	-1764,71	$4{,}5882.10^{-6}$	$7{,}8588.10^{-3}$	5,9824
G_{1id}	0,67	11,76	17,00	0,1765	300,00	$4{,}5882.10^{-6}$	$7{,}8588.10^{-3}$	5,9824

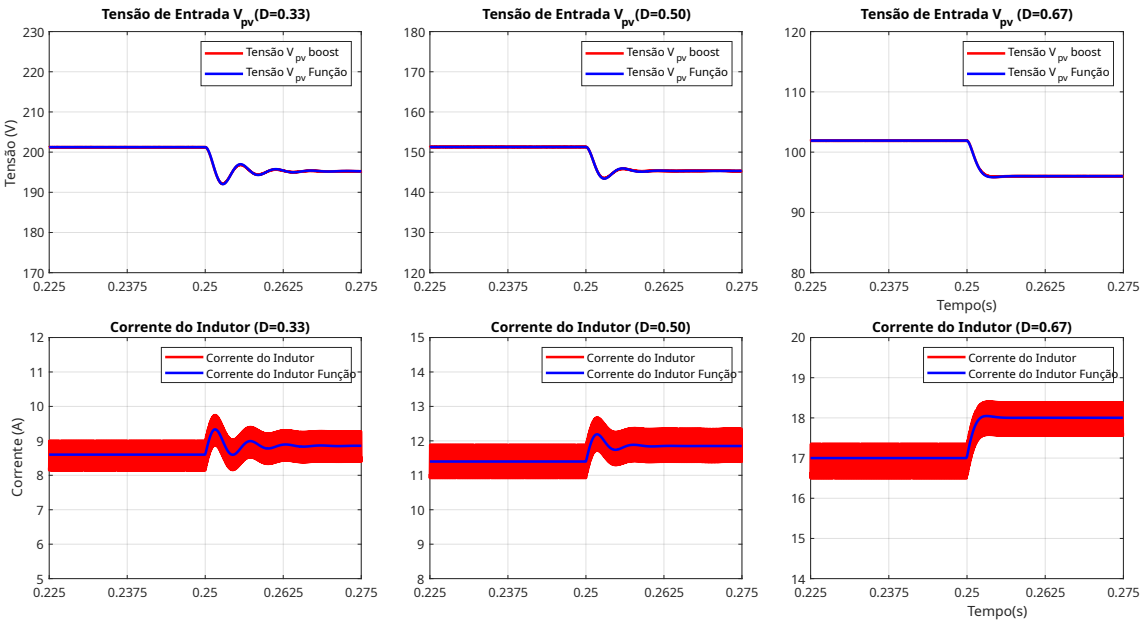

Figura B.2: Resultado da validação do conversor *boost*
Fonte: Autoria Própria

Com base na função de transferência obtida foi realizada a simulação de 0,5s e a resposta dinâmica foi demonstrada aplicando um degrau $\hat{d}$ no valor de 0,02 no ciclo de trabalho em 0,25s de simulação. O comportamento da tensão de entrada V_{pv} e da corrente do indutor do *boost* em comparação com a mesma resposta aplicada diretamente na função de transferência está descrita na figura B.2. Esse procedimento foi realizado para os ciclos de trabalho de D=0,33, D=0,5 e D=0,67.

B.2 Validação do modelo do conversor *buck-boost*

A validação do modelo matemático do conversor *buck-boost* consistiu na comparação entre o circuito simulado no software Matlab®/Simulink®, por meio de componentes ativos e passivos nas duas modalidades de funcionamento do conversor com fluxo de corrente positiva e negativa. No modo *boost*, o teste foi realizado por meio da Figura B.3(b) e no modo *buck* B.3(a).

No modo *boost*, as funções de transferência utilizadas foram $G_{2id}(s)$ e $G_{2vd}(s)$, equações A.27 e A.28.

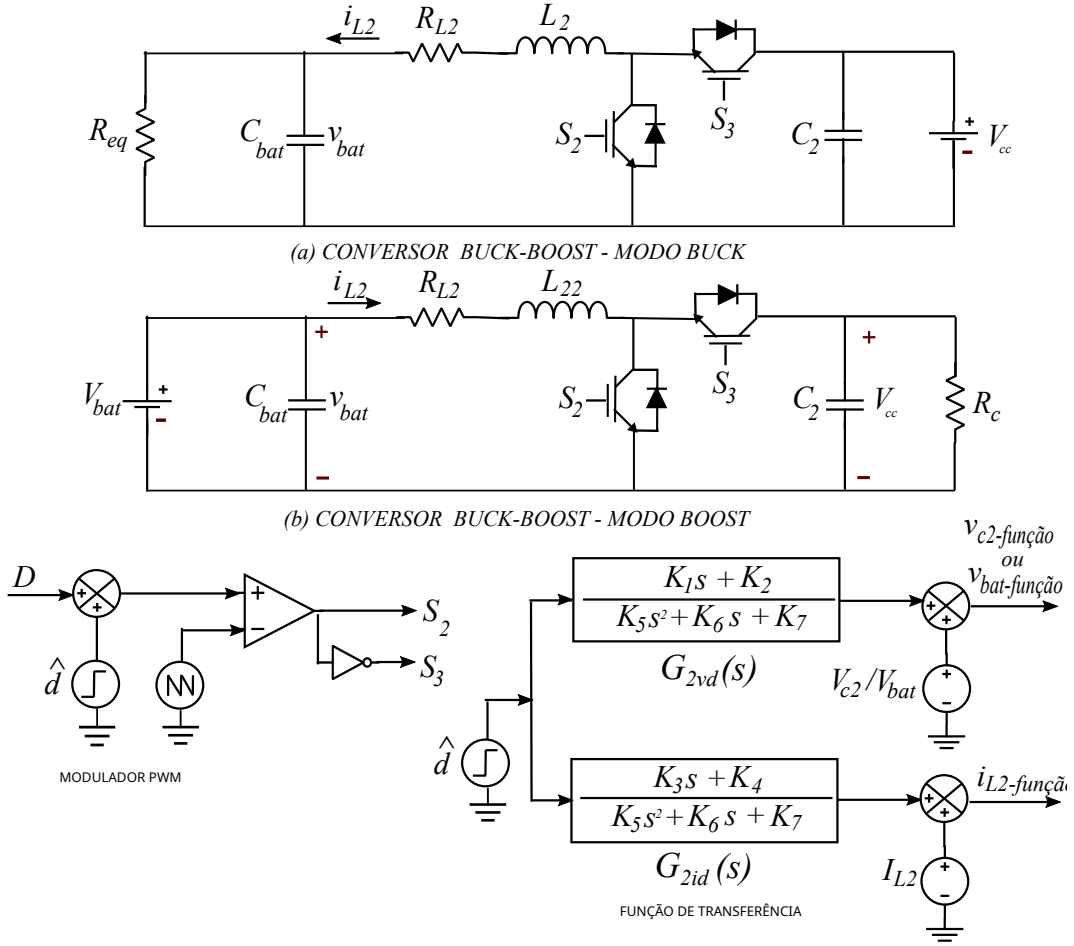

Figura B.3: Validação do conversor *buck-boost*
Fonte: Autoria Própria

O ponto de trabalho do teste foi determinado usando uma fonte de tensão de entrada V_{bat} fixada em 200 V, para uma carga resistiva de 53 Ω e para os ciclos de trabalho de 0,33, 0,5 e 0,67. Com base nesses valores, determina-se o valor de V_{cc} e I_{eq} através das equações de ganho estático e de potências do conversor Equações A.1 e A.2, considerando o rendimento de 100%.

Foram calculados os coeficientes das funções de transferência G_{2vd} e G_{2id}, deno-

minados de K_1 a K_7, assim definidos:

$K_1 = -R_c L_2 I_{eq}$, $K_2 = R_c R_{L2} I_{eq} + R_c(1-D)V_{cc}$, $K_3 = V_{cc} C_2 R_c$, $K_4 = V_{cc} + R_c I_{eq}(1-D)$, $K_5 = R_c L_2 C_2$, $K_6 = (R_{L2} R_c C_2 + L_2)$, e $K_7 = R_{L2} + R_c(1-D)^2$.

Tabela B.2: Coeficientes das funções de transferência G_{2vd} e G_{2id}

Função	D	V_{cc}	I_{eq}	K_1/K_3	K_2/K_4	K_5	K_6	K_7
G_{2vd}	0.33	300	8,49	-3,5656	10.554,29	$2{,}3977.10^{-5}$	$8{,}1074.10^{-3}$	23,6556
G_{2id}	0.33	300	8,49	0,9222	604,75	$2{,}3977.10^{-5}$	$8{,}1074.10^{-3}$	23,6556
G_{2vd}	0.50	400	15,09	-6,2423	10.519,97	$2{,}3977.10^{-5}$	$8{,}1074.10^{-3}$	13,3500
G_{2id}	0.50	400	15,09	1,2296	800,15	$2{,}3977.10^{-5}$	$8{,}1074.10^{-3}$	13,3500
G_{2vd}	0.67	600	33,96	-13,8489	10.422,45	$2{,}3977.10^{-5}$	$8{,}1074.10^{-3}$	5,9889
G_{2id}	0.67	600	33,96	1,8444	1.191,83	$2{,}3977.10^{-5}$	$8{,}1074.10^{-3}$	5,9889

Com base na função de transferência obtida foi realizada a simulação de 0,5s e a resposta dinâmica foi demonstrada aplicando um degrau $\hat{d}$ no valor de 0,02 no ciclo de trabalho em 0,25s de simulação. O comportamento da tensão de saída e da corrente do indutor do conversor em comparação com a mesma resposta aplicada diretamente na função de transferência está descrita na figura B.4. Esse procedimento foi realizado para os ciclos de trabalho de D=0,33, D=0,5 e D=0,67.

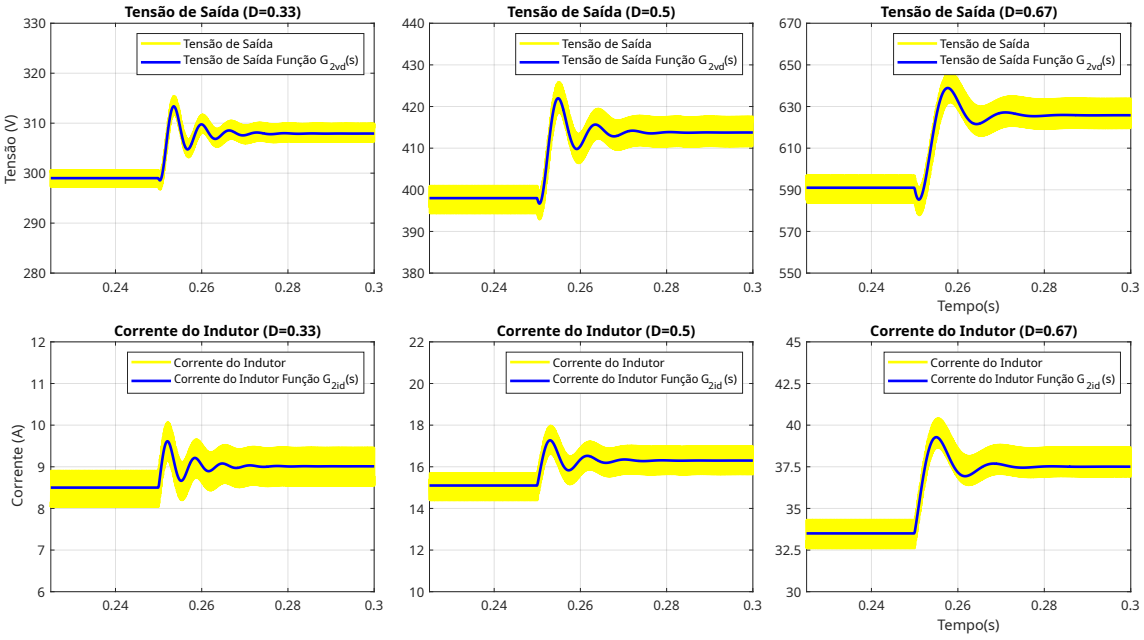

Figura B.4: Validação do conversor CC bidirecional - modo de operação *boost*
Fonte: Autoria Própria

Para o teste de validação do conversor no modo de operação *buck*, o ponto de trabalho foi determinado usando uma fonte de tensão V_{cc} fixada em 300 V, para os ciclos de trabalho de 0,33, 0,5 e 0,67. Fixados esses parâmetros, a resistência R_{eq} é calculada pelas equações de ganho estático e de potências do conversor Equações A.1 e A.2,

Determinou-se os coeficientes das funções de transferência $G_{2vd(bat)}$ e $G_{id(bat)}$, equações A.30 e A.31, denominados de K_1 a K_7, assim definidos:

$K_1 = 0$; , $K_2 = -V_{cc}R_{eq}$, $K_3 = V_{cc}R_{eq}C_{bat}$, $K_4 = V_{cc}$, $K_5 = R_{eq}L_2C_{bat}$, $K_6 = (R_{L2}R_{eq}C_{bat} + L_2)$ e $K_7 = R_{L2} + R_{eq}$.

Tabela B.3: Coeficientes das funções de transferência $G_{2vd(bat)}$ e $G_{2id(bat)}$

Função	D	R_{eq}	I_L	K_1/K_3	K_2/K_4	K_5	K_6	K_7
$G_{2vd(bat)}$	0,33	23,53	8,50	0	-7058,82	$1{,}8353.10^{-5}$	$8{,}0353.10^{-3}$	23,6294
$G_{2id(bat)}$	0,33	23,53	8,50	0,7059	300,00	$1{,}8353.10^{-5}$	$8{,}0353.10^{-3}$	23,6294
$G_{2vd(bat)}$	0,50	17,65	11,33	0	-3970,59	$1{,}0324.10^{-5}$	$7{,}9324.10^{-3}$	13,3353
$G_{2id(bat)}$	0,50	17,65	11,33	0,3971	300,00	$1{,}0324.10^{-5}$	$7{,}9324.10^{-3}$	13,3353
$G_{2vd(bat)}$	0,67	11,76	17,00	0	-1764,71	$4{,}5882.10^{-6}$	$7{,}8588.10^{-3}$	5,9824
$G_{2id(bat)}$	0,67	11,76	17,00	0,1765	300,00	$4{,}5882.10^{-6}$	$7{,}8588.10^{-3}$	5,9824

Com base na função de transferência obtida foi realizada a simulação de 0,5s e a resposta dinâmica foi demonstrada aplicando um degrau $\hat{d}$ no valor de 0,02 no ciclo de trabalho em 0,25s de simulação. O comportamento da tensão de entrada v_{bat} e da corrente do indutor do conversor em comparação com a mesma resposta aplicada diretamente na função de transferência está descrita na figura B.5. Esse procedimento foi realizado para os ciclos de trabalho de D=0,33, D=0,5 e D=0,67.

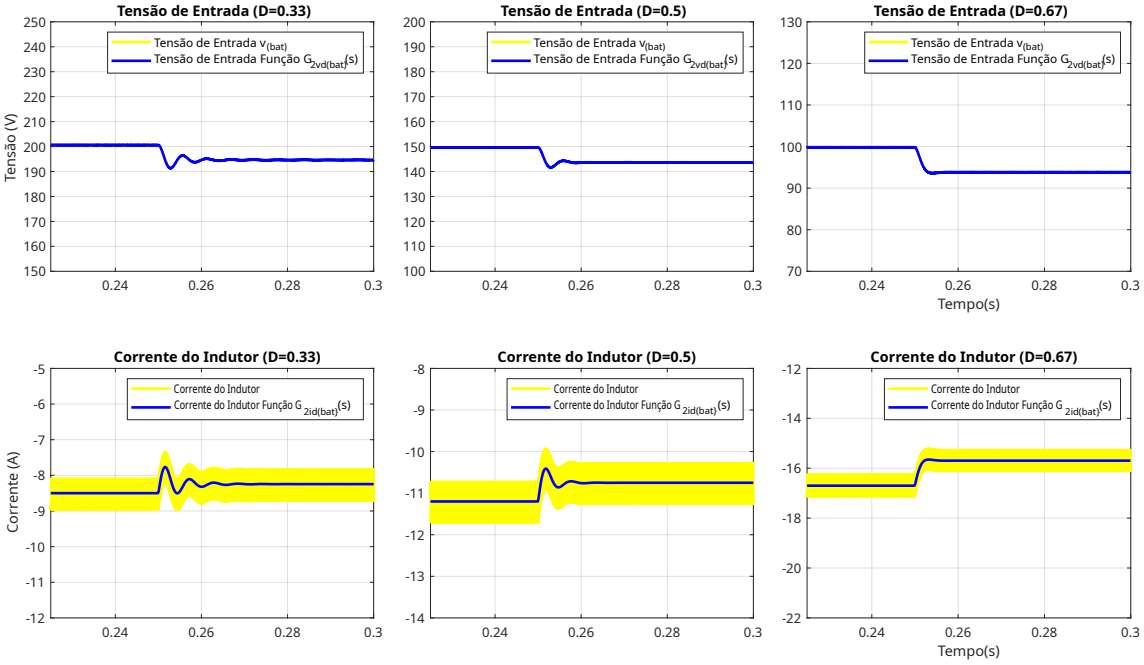

Figura B.5: Validação do conversor CC bidirecional - modo de operação *buck*
Fonte: Autoria Própria

B.3 Validação do modelo do conversor *buck-boost* entrelaçado

A validação do modelo matemático do conversor *boost* entrelaçado de três fases consistiu na comparação entre o circuito simulado no software Matlab®/Simulink®, por meio de componentes ativos e passivos, com a resposta obtida na função de transferência que representa o circuito boost, $G_{3id}(s)$ e $G_{3vd}(s)$, equações 3.63 e 3.64.

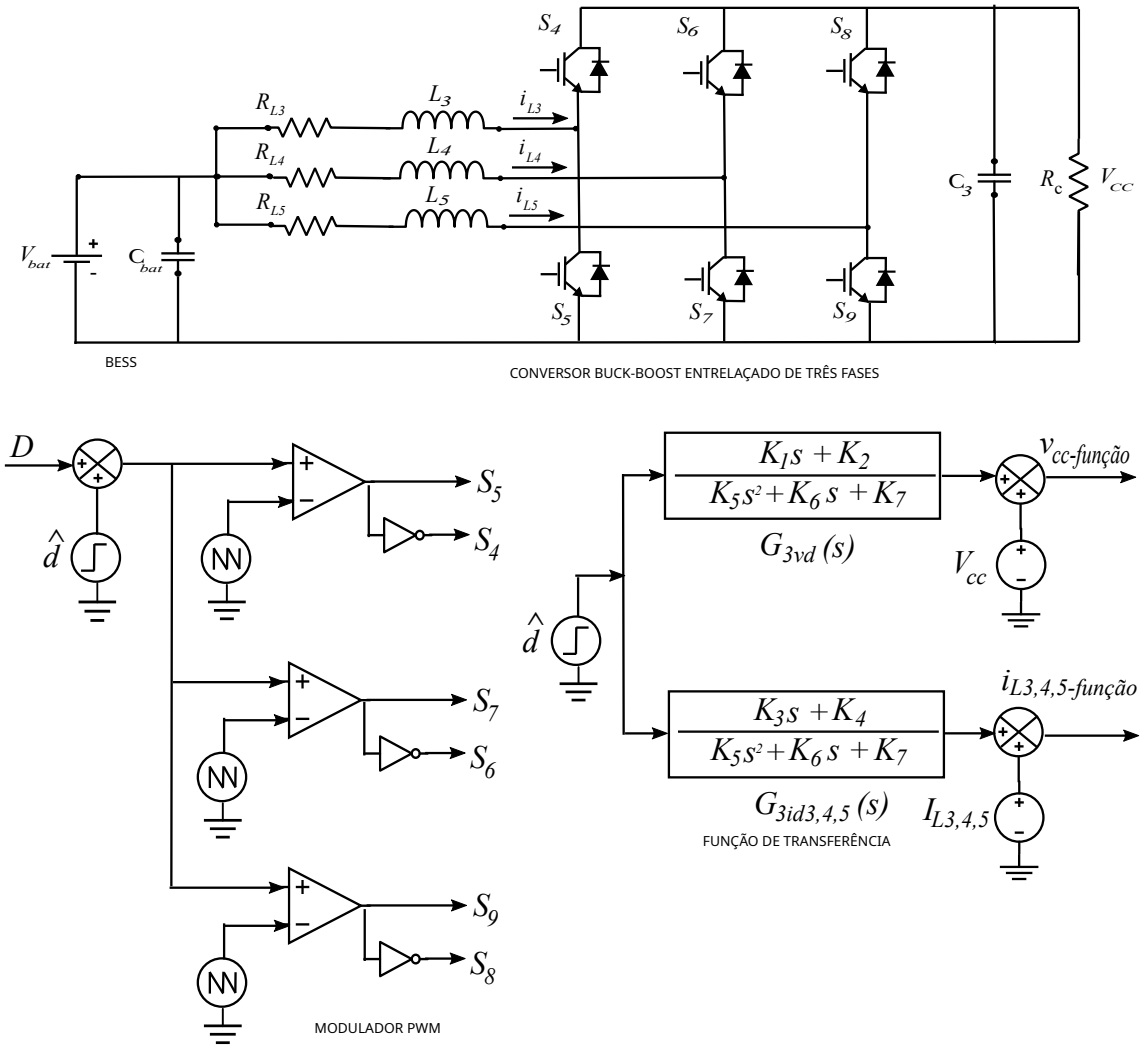

Figura B.6: Validação do conversor *buck-boost* entrelaçado - modo *boost*
Fonte: Autoria Própria

O ponto de trabalho do teste foi projetado para uma fonte de tensão de entrada V_{bat} fixada em 200 V, e para os ciclos de trabalho de 0,33, 0,5 e 0,67. A carga resistiva de 53 Ω. As indutâncias L_3, L_4 e L_5 foram consideradas todas iguais a 7,73 mH e a capacitância C_3 foi considerada de 63,89 μF, e R_{L3}, R_{L4} e R_{L5}, todas iguais a 0,1 Ω.

A partir desses valores dos componentes, calculou-se os coeficientes das funções de transferência G_{3vd} e G_{3id}, equações 3.35 e 3.37, denominados de A, B, C, D e E.

Foram calculados os coeficientes das funções de transferência G_{3vd} e G_{3id}, denominados de K_1 a K_7, assim definidos:

$K_1 = -3R_cL_3I_{eq}$, $K_2 = 3R_cR_{L3}I_{eq} + 3R_c(1-D)V_{cc}$, $K_3 = V_{cc}C_3R_c$, $K_4 = V_{cc} + R_cI_{eq}(1-D)$, $K_5 = R_cL_3C_3$, $K_6 = (R_{L3}R_cC_3 + L_3)$, e $K_7 = R_{L3} + 3R_c(1-D)^2$.

Tabela B.4: Coeficientes das funções de transferência G_{3vd} e G_{3id}

Função	D	V_{cc}	I_{eq}	K_1/K_3	K_2/K_4	K_5	K_6	K_7
G_{3vd}	0.33	300	2,83	-3,4974	31.755,16	$2{,}3977.10^{-5}$	$8{,}1074.10^{-3}$	70,7666
G_{3id}	0.33	300	2,83	0,9222	598,92	$2{,}3977.10^{-5}$	$8{,}1074.10^{-3}$	70,7666
G_{3vd}	0.50	400	5,03	-6,2010	31.720,50	$2{,}3977.10^{-5}$	$8{,}1074.10^{-3}$	39,85
G_{3id}	0.50	400	5,03	1,2296	797,50	$2{,}3977.10^{-5}$	$8{,}1074.10^{-3}$	39,85
G_{3vd}	0.67	600	11,32	-14,0391	31.620,01	$2{,}3977.10^{-5}$	$8{,}1074.10^{-3}$	17,7666
G_{3id}	0.67	600	11,32	1,8444	1.199,96	$2{,}3977.10^{-5}$	$8{,}1074.10^{-3}$	17,7666

Com base na função de transferência obtida foi realizada a simulação de 0,5s e a resposta dinâmica foi demonstrada aplicando um degrau $\hat{d}$ no valor de 0,02 no ciclo de trabalho em 0,2s de simulação. O comportamento da tensão de saída e da corrente do indutor i_{L3} do conversor em comparação com a mesma resposta aplicada diretamente na função de transferência está descrita na figura B.7. Esse procedimento foi realizado para os ciclos de trabalho de D=0,33, D=0,5 e D=0,67.

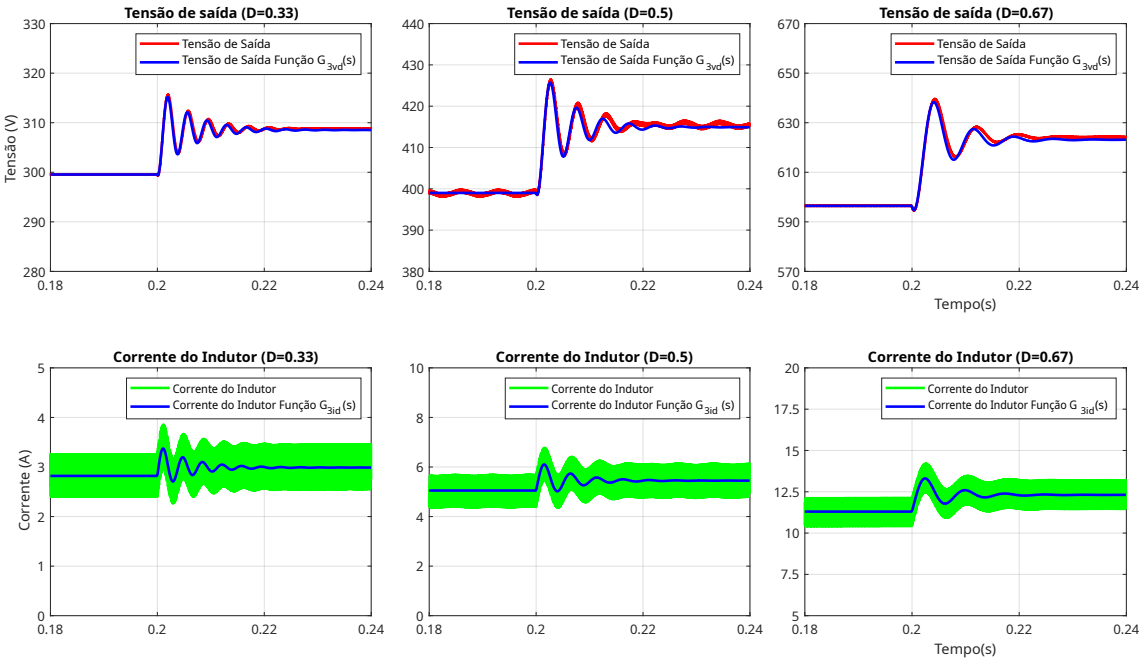

Figura B.7: Resultado da validação do conversor *buck-boost* entrelaçado
Fonte: Autoria Própria

B.4 Validação do modelo do inversor

A validação do modelo matemático do inversor consistiu na verificação de tensões e correntes, potência e distorção harmônica total do circuito simulado no software Matlab®/Simulink® mostrado na Figura B.8, por meio de componentes ativos e passivos, com comutação direta em baixa frequência e com modulação SPWM.

Em cada um desses modos de comutação foram aperfeiçoadas as comparações das tensões medidas com as equações que definem o modelo, verificada a distorção harmônica total e gerada a curva de potência instantânea na entrada e na saída do inversor.

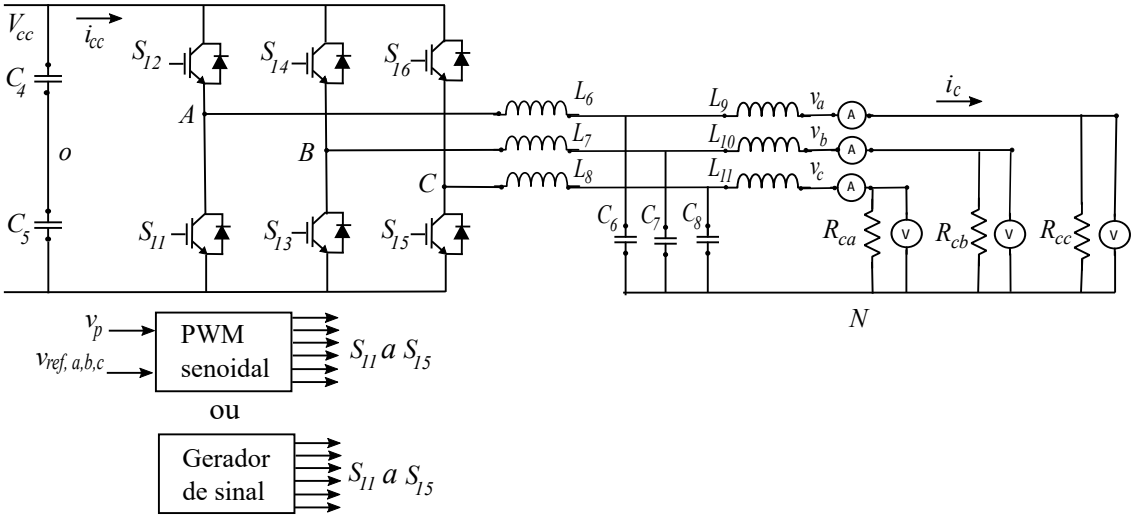

Figura B.8: Validação do inversor
Fonte: Autoria Própria

B.4.1 Validação do modelo do inversor - comutação tipo 180°

A Figura B.10 mostra o sinal do modulador PWM (a), portadora triangular na frequência de 10 KHz e sinal de referência trifásico senoidal, e as tensões de linha e de fase (b) a (e).

A razão entre o valor de pico do sinal modulante senoidal e o pico da onda portadora triangular representa o índice de modulação (m):

$$m = \frac{V_m}{V_p} \tag{B.1}$$

onde, V_m é a tensão de pico do sinal modulante e V_p é a tensão de pico da portadora.

Para $0 < m \leq 1$ o inversor trabalha na região linear de modulação na qual a tensão de linha ou de fase aumenta linearmente com m. Se $m > 1$ a tensão de saída

do inversor não aumenta linearmente com m, ocorrendo a sobremodulação.

O valor de pico da fundamental da tensão de fase é dado pela Equação B.2:

$$V_{h,1} = \frac{V_{cc}}{\pi} = 0,636\, V_{cc} \tag{B.2}$$

O valor de pico da fundamental da tensão de fase máximo na região linear é dado pela Equação B.3:

$$V_{h,1(max)} = 0,5\, V_{cc} \tag{B.3}$$

O balanço de potência instantânea do inversor é determinada pela Equação B.4, visto que o inversor é considerado ideal, sem perdas, e construído sem componentes armazenadores de energia.

$$v(t)i(t) = v_{an}(t)i_{an}(t) + v_{bn}(t)i_{bn}(t) + v_{cn}(t)i_{cn}(t) \tag{B.4}$$

O primeiro teste realizado consistiu na simulação do inversor com chaveamento direto em baixa frequência, sem modulação. Na simulação foi adotada a tensão de 300 V no barramento CC, comutação do tipo de 180° e o chaveamento com onda quadrada de frequência de 60 Hz, defasada em 120° em cada braço do inversor.

As tensões de linha e de fase do inversor analisadas por série de fourier resultam nas seguintes equações:

$$V_{AB} = \sum_{i=1,3,5,7,..}^{\infty} \frac{4V_{cc}}{n\pi} \cos(\frac{n\pi}{6}).\text{sen}\,(nwt + \frac{n\pi}{6}) \tag{B.5}$$

$$V_{AN} = \frac{2V_{cc}}{\pi}[\text{sen}\,(nwt) + \frac{1}{5}\text{sen}\,(5nwt) + \frac{1}{7}\text{sen}\,(7nwt) + ...] \tag{B.6}$$

No modelo de comando em 180° acima discutido as tensões foram consideradas fixas e para a comutação em baixa frequência temos as seguintes tensões e correntes no inversor.

Valor RMS da tensão de linha:

$$V_{AB} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_{cc} \tag{B.7}$$

Valor RMS da tensão de fase:

$$V_{AN} = \frac{\sqrt{2}}{3} V_{cc} \tag{B.8}$$

Valor RMS da corrente de carga:

$$I_c = \frac{\sqrt{2}}{3R_c} V_{cc} \tag{B.9}$$

Valor RMS da corrente CC de entrada:

$$I_{cc} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_c \cos(\theta) \tag{B.10}$$

Valor da potência do inversor:

$$P_c = \frac{2}{3} \frac{V_{cc}^2}{R_c} \tag{B.11}$$

A Figura B.9 mostra as tensões de linha e de fase obtidas como resultado da simulação sem modulação, que confirmam o correto funcionamento do modelo.

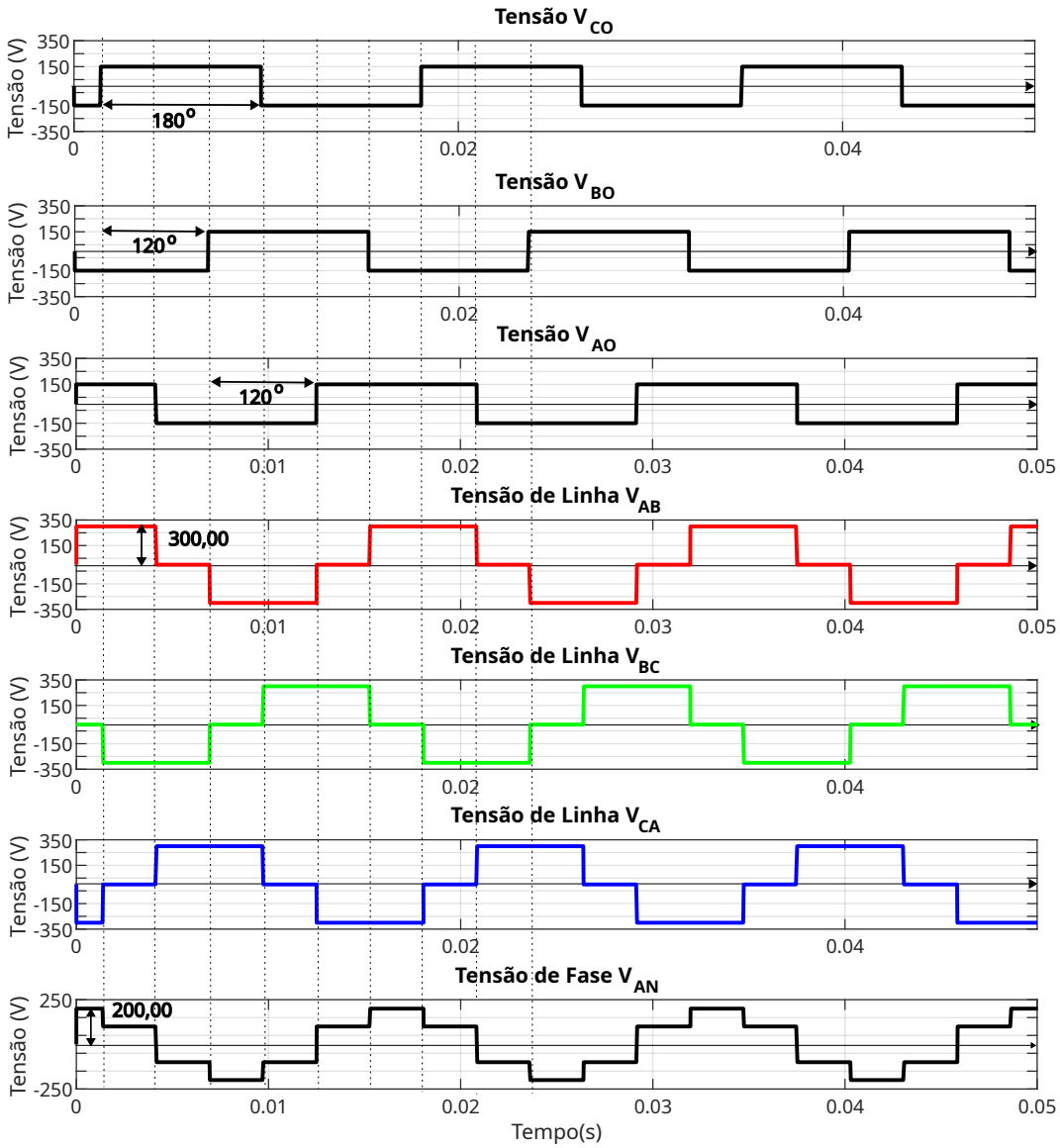

Figura B.9: Tensões no inversor CC-CA trifásico *half-bridge*, comando em 180°
Fonte: Autoria própria.

Com base no modelo da Fig. B.8, usando resistências de carga R_{ca}, R_{cb} e R_{cc} de

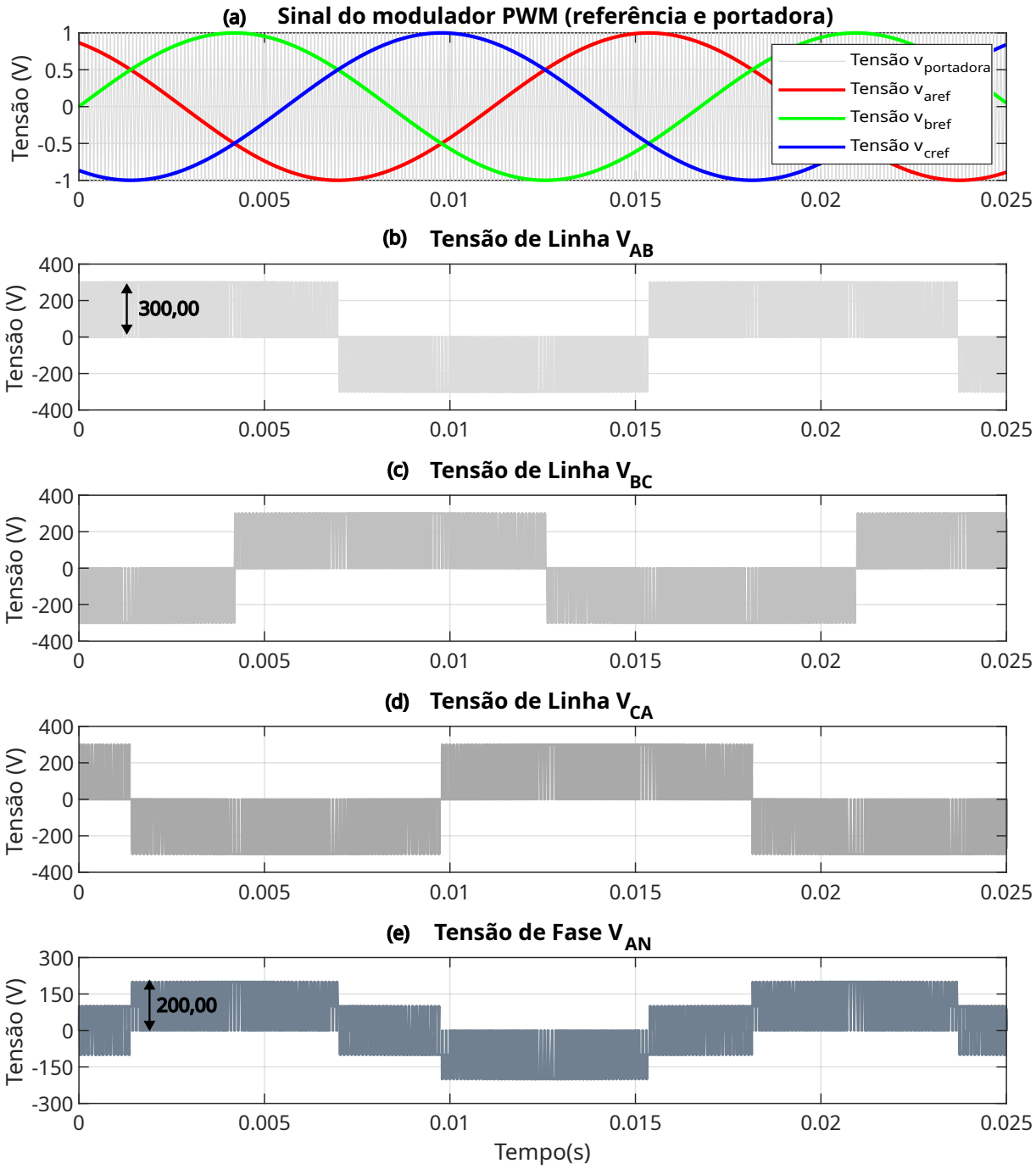

Figura B.10: Tensões no inversor CC-CA trifásico *half-bridge*, modulação SPWM e m=1

Fonte: Autoria própria.

35 Ω foram medidas as tensões RMS de fase e de linha, a corrente RMS, e o THD, com blocos de medida do Simulink® e através da confrontação com as equações do inversor B.7 a B.3, o resultado é apresentado na Tabela B.5. Esses resultados confirmam a precisão do modelo.

Onde,

Tabela B.5: Validação de tensão, corrente e potência do inversor

V_{AB} (RMS)	V_{AN} (RMS)	I_c (RMS)	I_{cc} (médio)	P_c (média)	P_{cc} (média)	THD
244,90 V	141,40 V	4,040 A	5,714 A	1714 W	1714 W	31,09%

V_{AB} (RMS): valor RMS da tensão de linha AB
V_{AN} (RMS): valor RMS da tensão de fase AN
I_c (RMS): valor RMS da corrente de fase AN
I_{cc} (médio): valor médio da corrente CC de entrada
P_c (média): potência média na carga
P_{cc} (média): potência média na entrada CC
THD: distorção harmônica total.

O segundo teste de validação do modelo consistiu na análise do espectro de frequências da tensão de fase V_{AN} do inversor, retornando a Figura B.11. Esse resultado confirma a correção do modelo, exibindo a frequência fundamental de 60 Hz, com o valor de pico de 190,9 V e THD de 31,1 %, de acordo com as Equações B.12 e B.13:

$$V_{AN,1} = \frac{2}{\pi} V_{cc} = 190,98\,\text{V} \tag{B.12}$$

$$THD = \sqrt{\left(\frac{V_{AN}}{V_{AN,1}}\right)^2 - 1} = 31,10\% \tag{B.13}$$

Onde,
$V_{AN,1}$: o valor de pico da fundamental da tensão de fase AN.

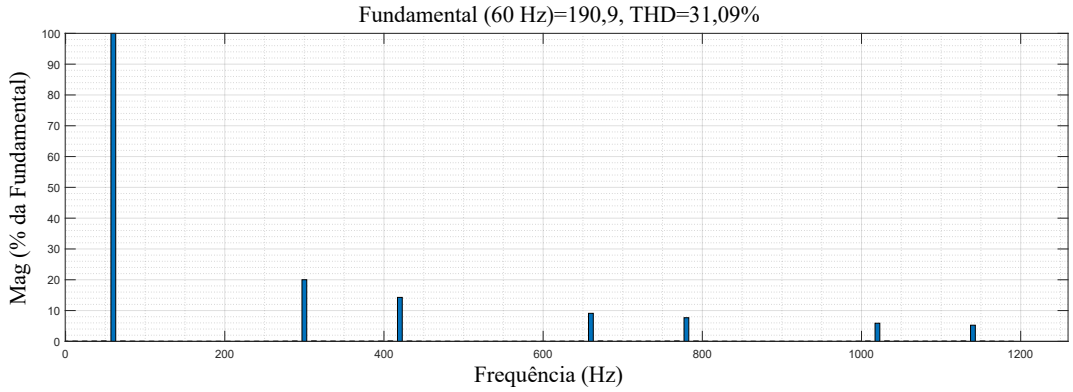

Figura B.11: Resposta harmônica do inversor CC-CA trifásico *half-bridge*, comando em 180°

Fonte: Autoria própria.

B.4.2 Validação do modelo do inversor modulação SPWM

Na modulação SPWM, com índice de modulação m=1, considerando a tensão do barramento CC de 300 V usada na validação do modelo, o valor da tensão fundamental de fase de pico será de 150 V, como visto na Equação B.3. Assim, calcula-se as tensões RMS de fase 106,07 V e de linha 183,71 V para a frequência fundamental.

Tabela B.6: Tensão, corrente, potência e THD do inversor (SPWM) para m=1

$V_{AB,1}$ (RMS)	$V_{AN,1}$ (RMS)	I_c (RMS)	I_{cc} (médio)	P_c (média)	P_{cc} (média)	THD
184 V	107,1 V	3,04 A	4,724 A	1417 W	1417 W	68.32%

A Figura B.10(a) mostra o sinal do modulador PWM, composto por uma portadora triangular na frequência de 10 KHz e um sinal de referência trifásico senoidal, mostrando que foi aplicando o índice de modulação m=1 nos testes realizados. As tensões de linha e de fase foram apresentadas na Figura B.10(b) a (e).

Com base no modelo da Fig. B.8, usando resistências de carga R_{ca}, R_{cb} e R_{cc} de 35 Ω, foram feitas as medidas das tensões RMS de fase e de linha, a corrente RMS, o THD, com blocos de medida do Simulink®. O resultado está exposto na Tabela B.6 e todos os valores estão aproximados aos valores ideais calculados.

A Figura B.12 exibe a análise do espectro de frequências harmônicas, no qual se pode notar que o valor de pico da fundamental da tensão de fase de 150,2 V, e a frequência de 60 Hz, confirmando a teoria apresentada na Equação B.3.

B.4.3 Validação do modelo do inversor - balanço de potências

O terceiro teste realizado consistiu no balanço de potência do inversor. Esse teste teve como base a Equação B.4. Tem como princípio o fato de que idealmente a potência média absorvida em um período pela carga deve ser igual à potência média fornecida pela fonte CC. Assim, a potência média de entrada e de saída foi medida pelo valor médio da onda de potência, aplicando a Equação B.14.

$$\frac{1}{T}\int_0^T v_{cc}(t)i_{cc}(t)dt = \frac{1}{T}\int_0^T [v_{an}(t)i_{an}(t) + v_{bn}(t)i_{bn}(t) + v_{cn}(t)i_{cn}(t)]dt \qquad \text{(B.14)}$$

A simulação do balanço de potência foi realizada para o inversor sem modulação, na modulação SPWM, e na modulação SPWM com filtro LCL. Os resultados obtidos foram apresentados na Figura B.14. O filtro LCL foi modelado com todos os indutores no valor de 3,6 mH e todos os capacitores no valor de 18 μF.

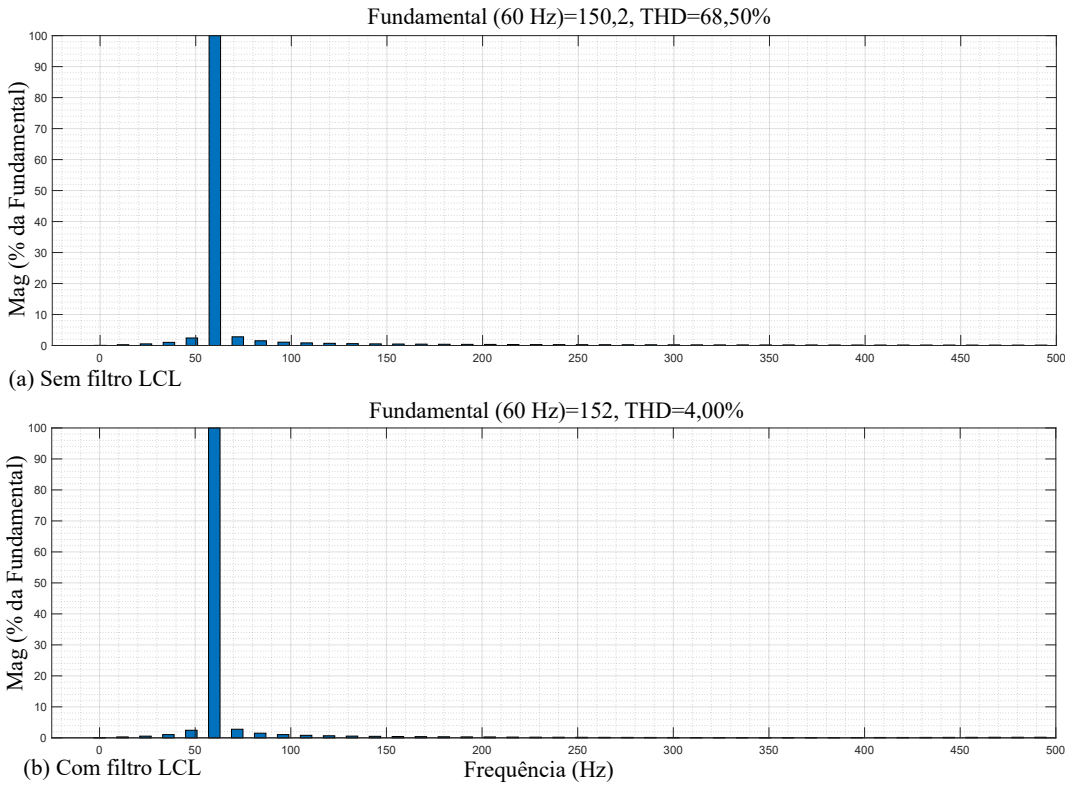

Figura B.12: Resposta harmônica do inversor CC-CA trifásico *half-bridge*, SPWM
Fonte: Autoria própria.

A Figura B.14 (a) retrata a comutação direta em baixa frequência sem modulação, ficando claramente demonstrado que a potência de entrada e de saída são iguais a 1.714 W, seguindo o modelo teórico da Equação B.11.

A Figura B.14 (b) exibe a comutação com modulação SPWM. Dessa forma, o valor médio da potência foi obtido pelo bloco integrador do Simulink®, como mostrado na Figura B.13, retornado para a entrada e saída a potência média de 1.417 W.

A Figura B.14 (c) exibe a comutação com modulação SPWM e filtro LCL. Nesse caso, a potência média de entrada e de saída foi medida pelo valor médio da onda de potência, usando a Equação B.14. O valor retornado para a potência média de entrada foi de 980,5 W e potência de saída de 976,1 W.

Nessa condição, a potência média de saída se aproxima da potência trifásica de 976,4 W (RMS), como visto na Figura B.13, dada pela Equação B.15:

$$P = 3V_{AN,1}I_c = 976,4\,\text{W} \tag{B.15}$$

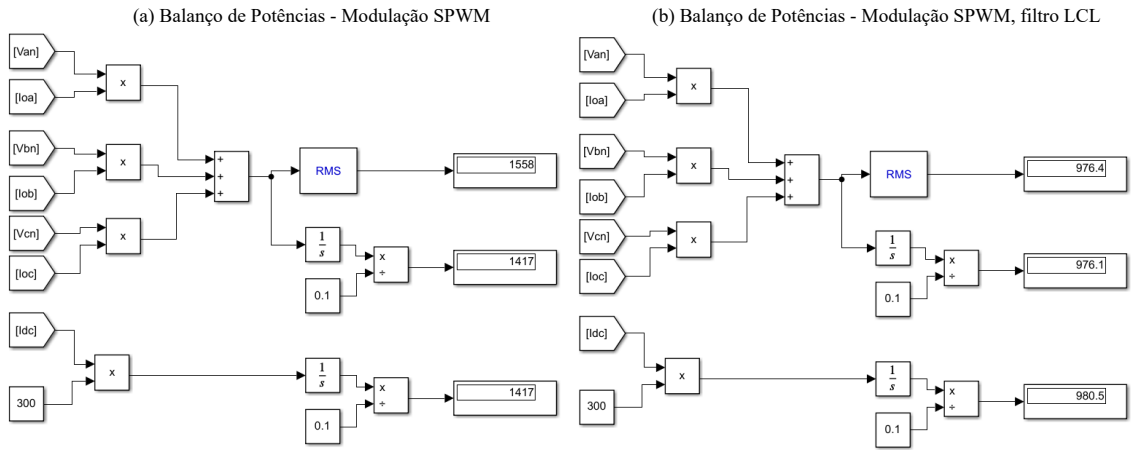

Figura B.13: Potência média no inversor CC-CA trifásico *half-bridge*, modulação SPWM e m=1

Fonte: Esquema do Simulink®.

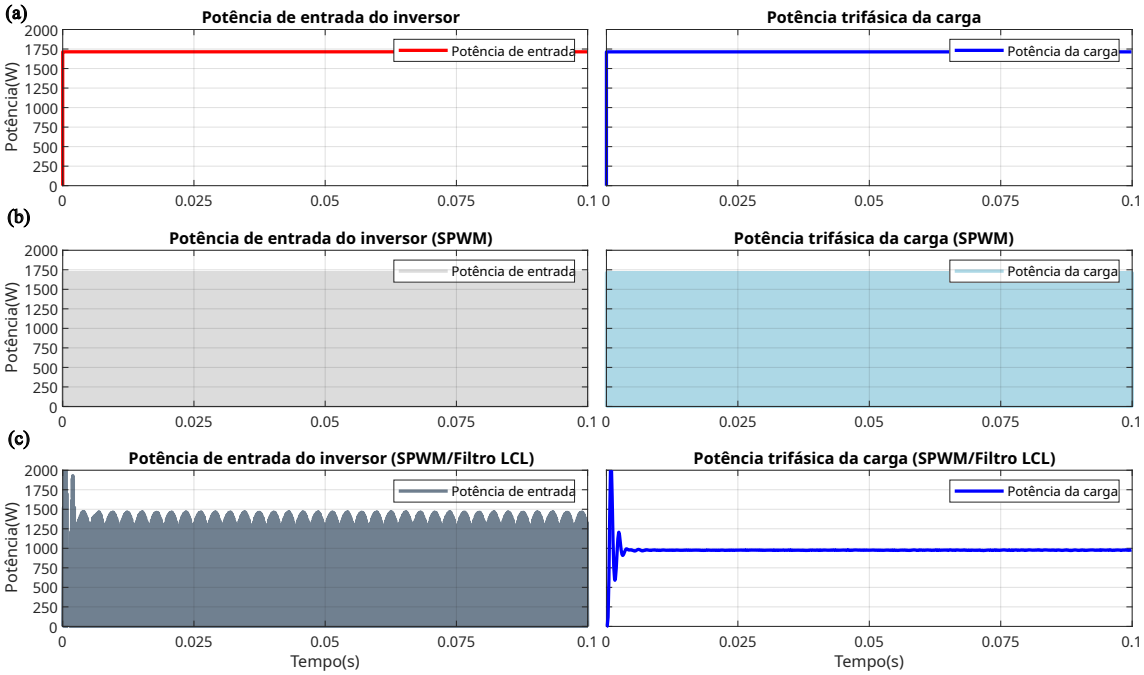

Figura B.14: Potências no inversor CC-CA trifásico *half-bridge*, (a) sem modulação, (b) modulação SPWM e (c) modulação SPWM com filtro LCL

Fonte: Autoria própria.

Tabela B.7: Tensão, corrente, potência e THD do inversor (SPWM/Filtro LCL)

$V_{AB,1}$ (RMS)	$V_{AN,1}$ (RMS)	I_c (RMS)	I_{cc} (médio)	P_c (média)	P_{cc} (média)	THD
184,8 V	106,5 V	3,056 A	3,3056 A	976,1 W	980,5 W	4%

B.5 Demonstração da resposta transitória

As Figuras B.15 e B.16 demonstram a resposta transitória na tensão do barramento CC da microrrede para a aplicação de uma tensão em degrau de 50 V na tensão de referência do controle do IBDC para os compensadores IMC, Tipo 2 e Tipo 3 nos Cenários 1, 2 e 3. A resposta transitória é avaliada em termos de tempo de subida, tempo de acomodação e máximo sobressinal [37].

O Tempo de subida é o tempo decorrido para a resposta atingir de 0 a 100% do valor final, o tempo de acomodação é o tempo para que a curva de resposta alcance valores na faixa de 2% e o máximo sobressinal é o valor máximo de pico da curva de resposta, sendo calculado pela equação:

$$M_p(\%) = \frac{M_p - 450}{450} \times 100\% \tag{B.16}$$

Na resposta do rastreamento do ponto de referência, o tempo de acomodação para 2% do degrau de 50 V, corresponde aos limites de faixa de 449 e 451. Para a resposta regulatória o tempo de acomodação é tomado em 0,25% de 400 V, nos limites de 399 V e 401 V.

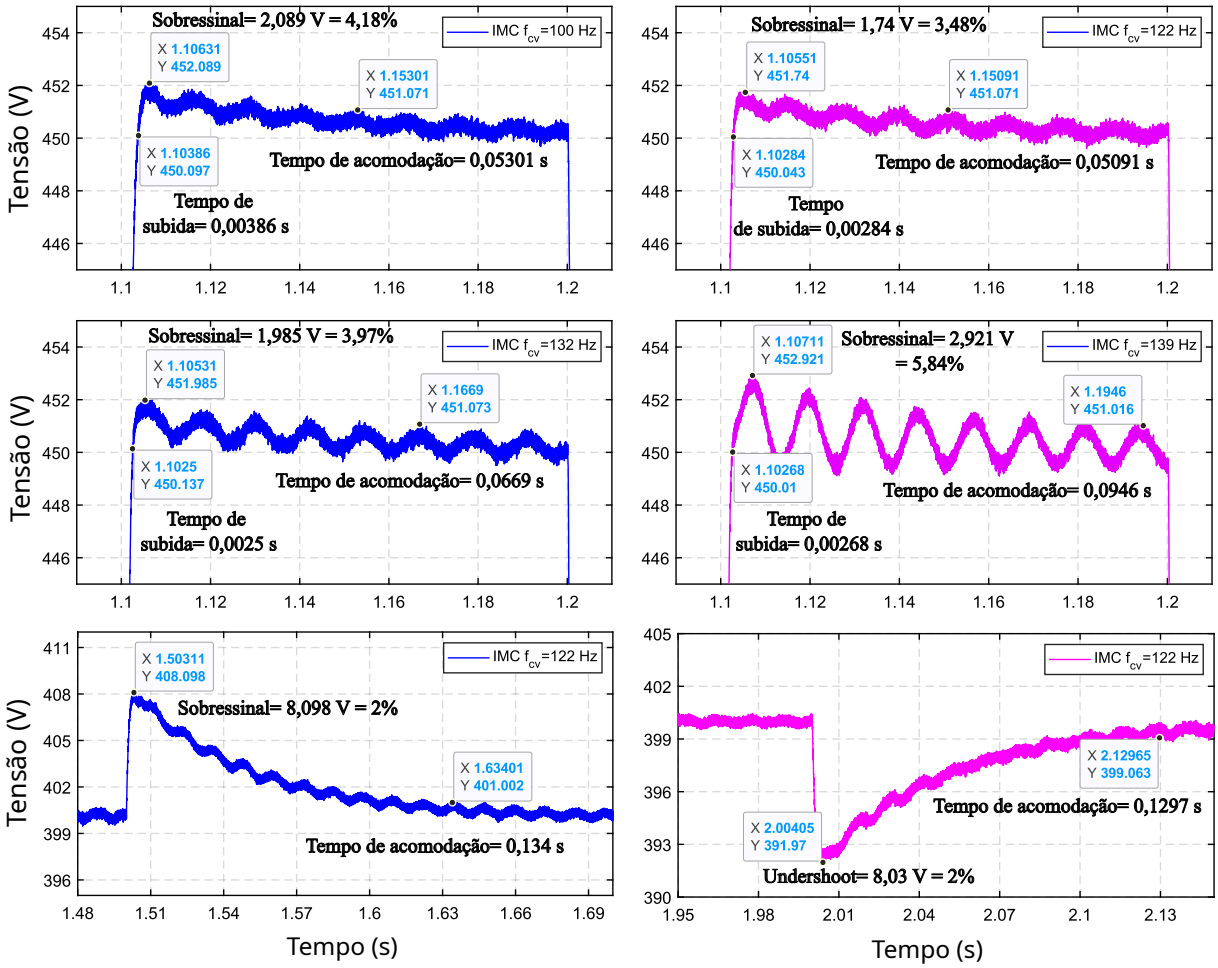

Figura B.15: Resposta ao degrau de 50 V para o compensador IMC com f_{cv} =100, 122, 132 e 139 Hz e resposta de redução e aumento de carga para o compensador IMC com f_{cv} =100

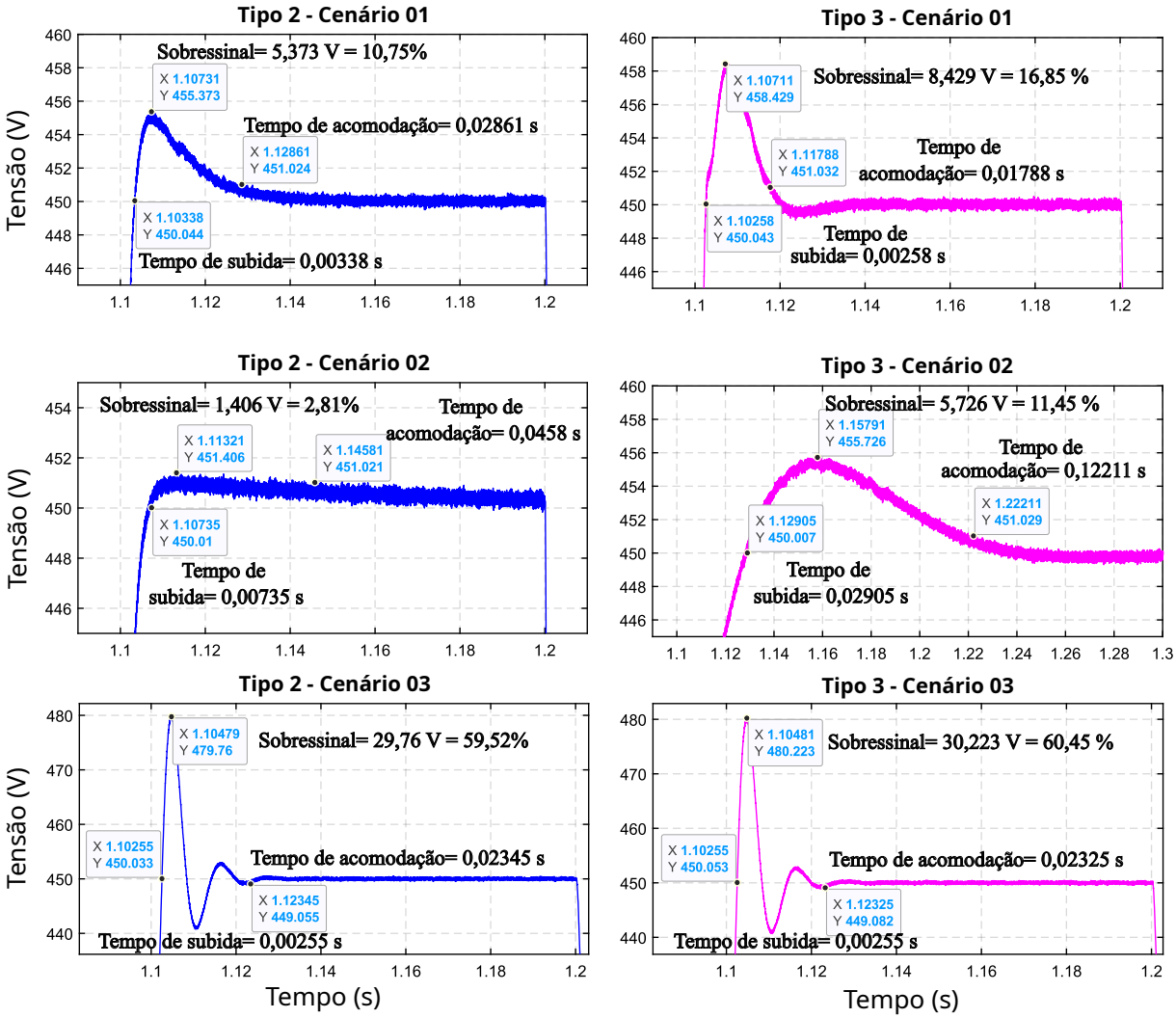

Figura B.16: Resposta ao degrau de 50 V nos cenários 1, 2 e 3 para os compensadores Tipo 2 e Tipo 3

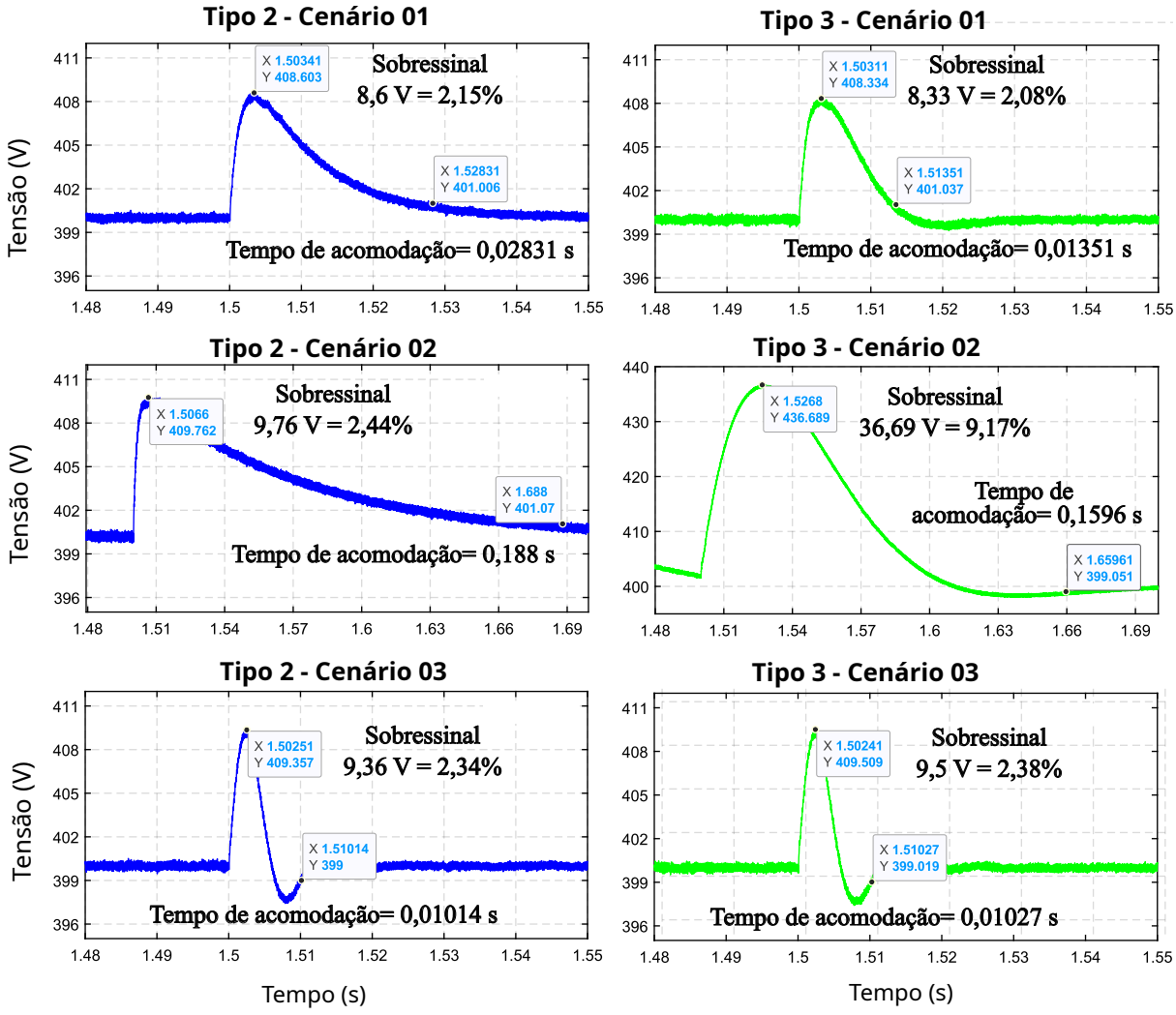

Figura B.17: Resposta de redução da carga nos cenários 1, 2 e 3 para os compensadores Tipo 2 e Tipo 3

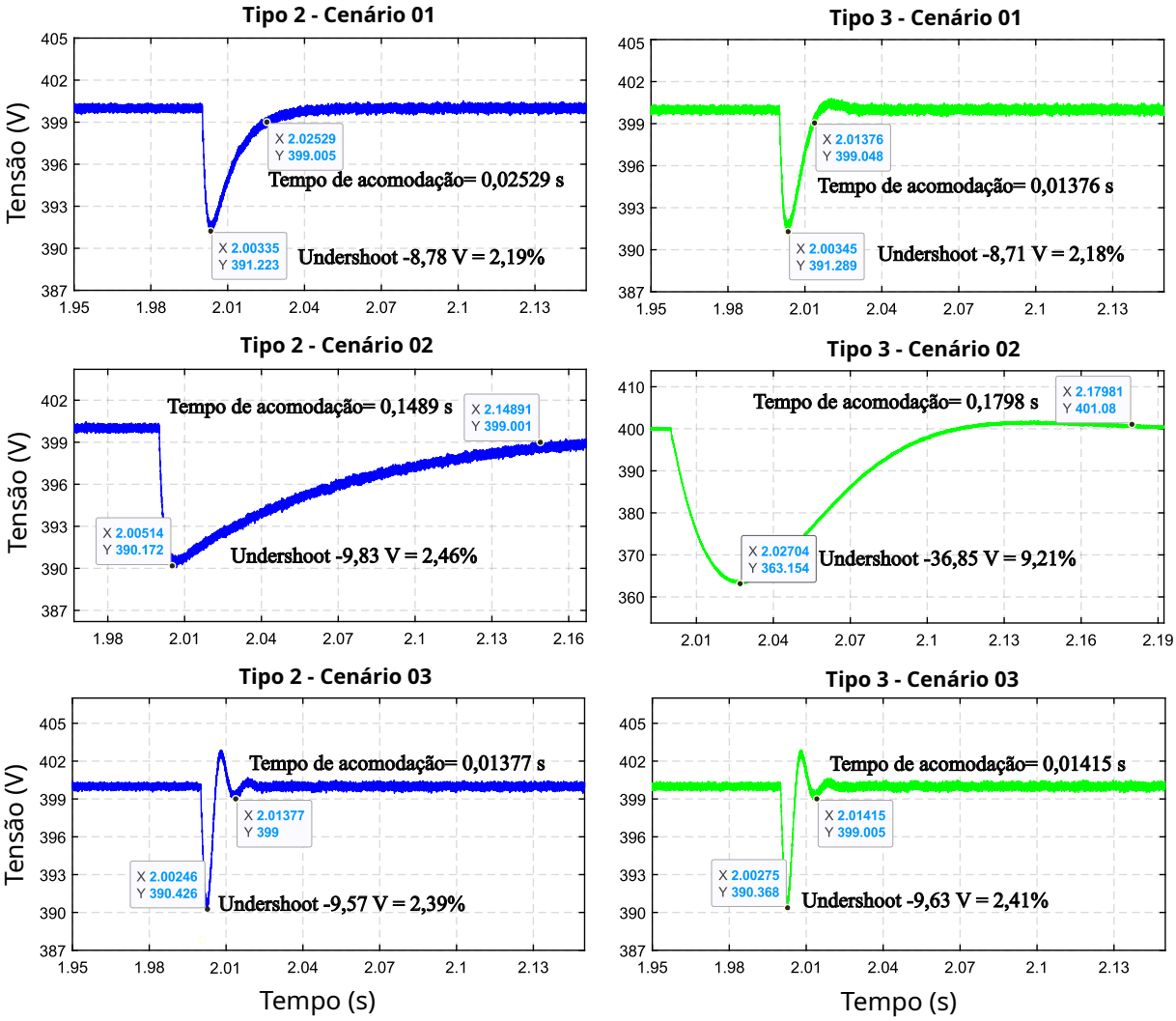

Figura B.18: Resposta de aumento da carga nos cenários 1, 2 e 3 para os compensadores Tipo 2 e Tipo 3