

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO – USP
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Marcelo Oliveira Godinho

**Gerenciamento e controle de uma microrrede CC:
uma proposta de compartilhamento de energia
entre carregador de veículos elétricos e rede de
distribuição**

Marcelo Oliveira Godinho

**Gerenciamento e controle de uma microrrede CC:
uma proposta de compartilhamento de energia
entre carregador de veículos elétricos e rede de
distribuição**

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia de São Carlos como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Ciências.

Área de concentração: Sistemas Dinâmicos

Orientador: Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado

São Carlos

2023

Trata-se da versão corrigida da dissertação. A versão original se encontra disponível na EESC/USP que aloja o Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica.

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO, POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Prof. Dr. Sérgio Rodrigues Fontes da EESC/USP com os dados inseridos pelo(a) autor(a).

G585g	Godinho, Marcelo Oliveira Gerenciamento e controle de uma microrrede CC: uma proposta de compartilhamento de energia entre carregador de veículos elétricos e rede de distribuição / Marcelo Oliveira Godinho; orientador Ricardo Quadros Machado. São Carlos, 2023. Dissertação (Mestrado) - Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Área de Concentração em Sistemas Dinâmicos -- Escola de Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo, 2023. 1. Eletrônica de potência. 2. Gerenciamento de microrredes CC. 3. Compartilhamento de carga. 4. Conversores de potência. 5. Curvas sigmóides. I. Título.
-------	---

FOLHA DE JULGAMENTO

Candidato: Engenheiro **MARCELO OLIVEIRA GODINHO**.

Título da dissertação: "Gerenciamento e controle de uma microrrede CC: uma proposta de compartilhamento de energia entre carregador de veículos e rede de distribuição".

Data da defesa: 27/03/2023.

Comissão Julgadora

Resultado

Prof. Associado **Ricardo Quadros Machado**
(Orientador)
(Escola de Engenharia de São Carlos – EESC/USP)

APROVADO

Prof. Dr. **Adriano Batista de Almeida**
(Universidade Estadual do Oeste do Paraná/UNIOESTE)

APROVADO

Prof. Dr. **Rodolfo Castanho Fernandes**
(Universidade de Campinas/UNICAMP)

APROVADO

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica:
Prof. Associado **Marcelo Andrade da Costa Vieira**

Presidente da Comissão de Pós-Graduação:
Prof. Titular **Carlos De Marqui Junior**

Agradecimentos

Tantas coisas aconteceram nos últimos anos e ainda assim aqui estamos, com resultados em mãos. Isso só foi possível graças ao esforço e ao apoio de várias pessoas.

Primeiramente, agradeço aos meus pais, Márcio e Denízia e aos meus irmãos Sérgio e Márcia pelo amor, suporte e por serem exemplo e fonte de tudo que carrego comigo.

Agradeço ao Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado pela orientação técnica e científica, paciência e credibilidade dada ao trabalho e, no mesmo espírito, agradeço ao Prof. Dr. Cassius Rossi de Aguiar, pela instrução e colaboração neste projeto, e ao Prof. Dr. Renan Fernandes Bastos pelo fundamental apoio para o início do meu mestrado.

Agradeço aos companheiros de trabalho e de cotidiano do Laboratório de Fontes Alternativas e Processamento de Energia (LAFAPE), meus amigos Wagner Coelho, Daniel Silva, Raphael Moreto, Thales Fagundes, Marina Carvalho, Elian Agnoletto, Rafael Magossi e Klebber Ottoboni pelos ensinamentos, colaboração e companheirismo.

Agradeço a Fundação Parque Tecnológico Itaipu (FPTI-Brasil) e sua equipe pelo suporte fornecido junto a bolsa de pesquisa, concedida através do projeto P&D PD2866-0450/2016 intitulado Sistema Nacional de Armazenamento e Gestão Energética para Eletroposto Bidirecional.

Agradeço aos companheiros de trabalho do Centro de Energia Sustentável (CES) da Fundação CERTI pelo apoio para finalização desta dissertação e pelo incentivo ao meu desenvolvimento profissional.

Agradeço a Escola de Engenharia de São Carlos (EESC) e a Universidade de São Paulo (USP) pela excelência no ensino e por lutarem junto a tantas outras universidades públicas, de forma incansável e contra tantas dificuldades, para que o ensino superior seja inclusivo e acessível para todos.

Finalmente, agradeço especialmente a Prof^ª. Dr^ª. Anliy Natsuyo Nashimoto Sargeant pela amizade, pela confiança, pelo incentivo, por ter sido e por ainda ser uma grande referência na minha carreira.

“Understanding must move with the flow of the process, must join it and flow with it.”
(Dune, Frank P. Herbert.)

Resumo

GODINHO, M. O. **Gerenciamento e controle de uma microrrede CC: uma proposta de compartilhamento de energia entre carregador de veículos elétricos e rede de distribuição.** 123 p. Dissertação de mestrado – Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, 2023.

Neste trabalho é proposta uma estratégia SoC-adaptativa para o gerenciamento e compartilhamento de potência para microrredes CC, capaz de integrar veículos elétricos (VEs), fontes de energia alternativa e a rede de distribuição de forma bidirecional, constituindo um *hub* para serviços de geração com energias renováveis, *Grid-to-Vehicle* (G2V) e *Vehicle-to-Grid* (V2G). A estratégia de gerenciamento proposta combina o uso de funções sigmóides e controladores PI, habilitando a inclusão de fatores importantes como o estado de carga (SoC), limites de corrente pertinentes e o compartilhamento de carga por parte dos conversores de potência utilizados. A análise de estabilidade da estrutura de controle é realizada através do software Simulink[®]. A estratégia é então simulada através do software PSIM[®] e finalmente experimentada usando a plataforma Typhoon[®] HIL602+ para demonstrar seu comportamento e validar sua efetividade através de simulação em tempo real.

Palavras-chave: Eletrônica de Potência, Gerenciamento de Microrredes CC, Compartilhamento de Carga, Conversores de potência, Curvas sigmóides.

Abstract

GODINHO, M. O. **Management and control of a DC microgrid: an energy sharing proposal between electric vehicle charger and distribution grid.** 123 p. Master Thesis – São Carlos School of Engineering, University of São Paulo, 2023.

This thesis proposes a SoC-adaptive management and power sharing strategy between DC microgrids, electric vehicle chargers and distribution grid, providing bidirectional energy flow, functioning as a service hub of renewable energy generation, Grid-to-Vehicle (G2V) and Vehicle-to-Grid (V2G). The proposed strategy merges sigmoidal functions and PI controllers allowing the inclusion of relevant factors as battery state of charge (SoC), current limits and load sharing between power converters. The stability analysis of the control structure is performed using Simulink[®] software package. The strategy is simulated through PSIM[®] software package and further tested using Typhoon[®] HIL602+ test-bench to demonstrate its behavior and to validate its effectiveness.

Keywords: (Power Electronics, DC Microgrid Management, Load Sharing, Power Converters, Sigmoidal Curves).

Lista de Figuras

Figura 2.1	Configuração da microrrede CC utilizada	33
Figura 2.2	Sistema de controle do conversor CC-CA nos modos conectado e isolado	34
Figura 2.3	Malha de controle do VSI no modo conectado	35
Figura 2.4	Malha de controle do VSI no modo ilhado	35
Figura 2.5	Gerenciamento local dentro do Controle Hierárquico Multicamada . . .	36
Figura 2.6	Exemplo para função sigmoide com variação de parâmetros	40
Figura 3.1	Circuito do eletroposto com enfoque nos conversores projetados	44
Figura 3.2	Exemplo de arranjo de painéis fotovoltaicos	45
Figura 3.3	Conversor <i>Boost</i>	46
Figura 3.4	Conversor <i>Boost</i> considerando a chave S fechada	47
Figura 3.5	Conversor <i>Boost</i> considerando a chave S aberta	47
Figura 3.6	<i>Ripple</i> de corrente para o conversor <i>Boost</i>	52
Figura 3.7	<i>Ripple</i> de tensão para o conversor <i>Boost</i>	52
Figura 3.8	Sistema de controle do conversor <i>Boost</i>	53
Figura 3.9	Malha de controle em cascata do conversor <i>Boost</i>	55
Figura 3.10	Resposta em frequência de malha aberta para a planta de corrente do conversor <i>Boost</i>	55
Figura 3.11	Resposta em frequência de malha fechada para a planta de corrente do conversor <i>Boost</i>	56
Figura 3.12	Resposta em frequência de malha aberta para a planta de tensão do conversor <i>Boost</i>	57
Figura 3.13	Resposta em frequência de malha fechada para a planta de tensão do conversor <i>Boost</i>	57
Figura 3.14	Diagrama de blocos do controlador PI com saturador dinâmico	58
Figura 3.15	Conversor <i>Buck-Boost</i> bidirecional	60
Figura 3.16	Conversor <i>Buck-Boost</i> com a chave S_1 fechada e a chave S_2 aberta . . .	60
Figura 3.17	Conversor <i>Buck-Boost</i> com a chave S_1 aberta e a chave S_2 fechada . . .	61

Figura 3.18	Sistema de controle do conversor <i>Buck-Boost</i>	64
Figura 3.19	Malha de controle do conversor <i>Buck-Boost</i>	65
Figura 3.20	Resposta em frequência da malha aberta para a planta de corrente do conversor <i>Buck-Boost</i>	65
Figura 3.21	Resposta em frequência da malha fechada para a planta de corrente do conversor <i>Buck-Boost</i>	66
Figura 4.1	Circuito do eletroposto.	69
Figura 4.2	Estrutura de controle para a operação em modo conectado.	73
Figura 4.3	Corrente de referência computada através da função $FS_{bat}^{(c)}$	75
Figura 4.4	Corrente de referência do VSI versus erro de tensão do elo CC.	76
Figura 4.5	Potência demandada de acordo com o erro de tensão do elo CC.	77
Figura 4.6	Fluxograma do Algoritmo de Rastreamento de Ponto de Potência (ARPP). 78	
Figura 4.7	Estrutura de controle para a operação em modo ilhado.	80
Figura 5.1	Comparação e erro absoluto entre $FS_{bat}^{(c)}$ e $FS_{bat}^{(c)'}$	85
Figura 5.2	Implementação da planta de controle do modo conectado via Simulink	86
Figura 5.3	Análise da resposta ao degrau para o modo conectado	87
Figura 5.4	Análise dos polos dominantes para o modo conectado.	88
Figura 5.5	Resposta em frequência da malha aberta para o modo conectado	88
Figura 5.6	Resposta em frequência da malha fechada para o modo conectado	89
Figura 5.7	Implementação da planta de controle do modo ilhado via Simulink	90
Figura 5.8	Resposta ao degrau para o modo ilhado.	91
Figura 5.9	Polos dominantes para o modo ilhado.	91
Figura 5.10	Resposta da malha aberta para o modo ilhado	92
Figura 5.11	Resposta da malha fechada para o modo ilhado	93
Figura 5.12	Implementação da planta de controle do modo ilhado via Simulink supondo o uso de $FS_{bat}^{(c)'}$	94
Figura 5.13	Resposta ao degrau para o modo ilhado supondo o uso de $FS_{bat}^{(c)'}$	95
Figura 5.14	Polos dominantes para o modo ilhado supondo o uso de $FS_{bat}^{(c)'}$	96
Figura 5.15	Resposta da malha aberta supondo o uso de $FS_{bat}^{(c)'}$ para o modo ilhado	96
Figura 5.16	Resposta da malha fechada supondo o uso de $FS_{bat}^{(c)'}$ para o modo ilhado	97
Figura 6.1	Corrente i_{carga} aplicada no elo CC para o cenário 1	100
Figura 6.2	Resultados para o Algoritmo de Rastreamento de Ponto de Potência	101
Figura 6.3	Resultados para o cenário 1	101
Figura 6.4	Resultados para o cenário 2	102
Figura 6.5	Potência média dos conversores no cenário 2	104
Figura 6.6	Resultados no para o cenário 3	105
Figura 6.7	Potência média dos conversores no cenário 3	106

Figura 7.1	Tela de monitoramento implementada no SCADA	108
Figura 7.2	Resultados para o Algoritmo de Rastreamento de Ponto de Potência .	110
Figura 7.3	Resultados para o cenário 1	110
Figura 7.4	Resultados para o cenário 2	111
Figura 7.5	Potência média dos conversores no cenário 2	112
Figura 7.6	Resultados para o cenário 3	113
Figura 7.7	Potência média dos conversores no cenário 3	114

Lista de Tabelas

Tabela 3.1	Parâmetros dos painéis fotovoltaicos do modelo RSM-144-6-400M. . . .	45
Tabela 3.2	Especificações do arranjo de painéis fotovoltaicos.	45
Tabela 3.3	Funções de transferência possíveis para o modelo do conversor <i>Boost</i> .	49
Tabela 3.4	Dados de operação em regime do conversor <i>Boost</i>	50
Tabela 3.5	Limites de <i>ripple</i> objetivados para o conversor <i>Boost</i>	51
Tabela 3.6	Requisitos para os elementos passivos do conversor <i>Boost</i>	52
Tabela 3.7	Parâmetros de projeto do controlador de corrente do conversor <i>Boost</i> .	54
Tabela 3.8	Parâmetros de projeto do controlador de tensão do conversor <i>Boost</i> . .	54
Tabela 3.9	Parâmetros da célula de lítio do modelo VL34570.	59
Tabela 3.10	Especificações da bateria recarregável.	59
Tabela 3.11	Funções de transferência possíveis para o modelo do conversor <i>Buck-Boost</i>	62
Tabela 3.12	Dados de operação em regime do conversor <i>Buck-Boost</i>	63
Tabela 3.13	Limites aceitáveis de <i>ripple</i> para o conversor <i>Buck-Boost</i>	63
Tabela 3.14	Requisitos para os elementos passivos do conversor <i>Buck-Boost</i>	63
Tabela 3.15	Parâmetros de projeto do controlador de corrente do conversor <i>Buck-Boost</i>	64
Tabela 4.1	Especificações de operação do eletroposto.	70
Tabela 4.2	Especificações dos componentes da microrrede CC.	70
Tabela 5.1	Características da resposta ao degrau para o modo conectado.	87
Tabela 5.2	Características da resposta ao degrau para o modo ilhado.	90
Tabela 5.3	Características da resposta ao degrau para o modo desconectado su- pondo o uso de $FS_{bat}^{(c)}$	95

Lista de Siglas

ARPP Algoritmo de Rastreamento de Ponto de Potência

CA corrente alternada

CC corrente contínua

MCC modo de condução contínua

MCD modo de condução descontínua

DSP processador digital de sinais

FPGA *Field-programable Gate Array*

G2V *Grid-to-Vehicle*

GEE gás causador de efeito estufa

HIL *Hardware-in-the-Loop*

IGBT *insulated-gate bipolar transistor*

MPPT rastreamento de ponto de máxima potência

PAC ponto de acoplamento comum

PLL *phase-locked-loop*

PWM modulação por largura de pulso

SCADA sistema de supervisão e aquisição de dados

SoC estado de carga

UPS fonte de energia ininterrupta

USB *Universal Serial Bus*

V2G *Vehicle-to-Grid*

V4G *Vehicle-for-Grid*

VE veículo elétrico

VSI inversor tipo fonte de tensão

Lista de Símbolos

$C_{\{\dots\}}$ notação para capacitância

e_{st} erro em regime permanente

$H_{\{\dots\}}$ notação para ganho de sensor

$L_{\{\dots\}}$ notação para indutância

M_p máxima ultrapassagem

$PI_{\{\dots\}}$ notação para controlador proporcional integral

\mathbb{R} notação para o conjunto de números reais

$r_{\{\dots\}}$ notação para perda resistiva

$S_{\{\dots\}}$ notação para chave IGBT

t_a tempo de acomodação

t_r tempo de subida

\mathbf{X} notação para matrizes

$\{\dots\}^T$ indica a operação de transposição de vetores e matrizes

Sumário

1	Introdução	27
1.1	Motivação	27
1.2	Objetivos	28
1.3	Contribuições do Trabalho	28
1.4	Estrutura do Texto	29
2	Gerenciamento e Aplicações de Microrredes CC	31
2.1	Tecnologias G2V, V2G e V4G	31
2.2	Integração de Eletropostos com Fontes de Energia Alternativa	32
2.3	Gerenciamento e Compartilhamento de Carga	36
2.3.1	Compartilhamento Ativo de Corrente	37
2.3.2	Gerenciamento via <i>Bus Signaling</i>	37
2.3.3	Gerenciamento <i>Droop</i> e suas Adaptações	38
2.4	Função Sigmoide	39
2.5	Considerações Finais	40
3	Conversores CC-CC	43
3.1	Conversor <i>Boost</i>	44
3.1.1	Modelo em Espaço de Estados	46
3.1.2	Modelo em Pequenos Sinais	48
3.1.3	Projeto dos Elementos Passivos	50
3.1.4	Projeto dos Controladores	53
3.2	Conversor <i>Buck-Boost</i> Bidirecional	58
3.2.1	Modelo em Espaço de Estados	59
3.2.2	Modelo em Pequenos Sinais	62
3.2.3	Projeto dos Elementos Passivos	62
3.2.4	Projeto do Controlador	64
3.3	Considerações Finais	67

4	Gerenciamento do Eletroposto	69
4.0.1	Limites de Tensão para o Elo CC	70
4.0.2	Limites de Operação para a Bateria do Eletroposto	71
4.0.3	Operação em Regime de Condução Contínua	71
4.0.4	Capacidade de Atuação dos Conversores	72
4.1	Gerenciamento no Modo Conectado	72
4.1.1	Definição para $FS_{bat}^{(c)}$	74
4.1.2	Definição para FS_{vsi}	76
4.1.3	Definição para FS_{fv} e Rastreamento de Ponto de Potência	77
4.2	Gerenciamento no Modo Ilhado	79
4.3	Considerações Finais	81
5	Análise de Estabilidade	83
5.1	Introdução	83
5.2	Aproximação para $FS_{bat}^{(c)}$	84
5.3	Análise para o Modo Conectado	86
5.4	Análise para o Modo Ilhado	90
5.5	Análise Supondo $FS_{bat}^{(c)'}$ para o Modo Ilhado	94
5.6	Considerações Finais	97
6	Resultados Simulados	99
6.1	Introdução	99
6.2	Cenário 1	99
6.3	Cenário 2	102
6.4	Cenário 3	105
6.5	Considerações Finais	106
7	Resultados de Simulação em Tempo Real	107
7.1	Introdução	107
7.2	Cenário 1	109
7.3	Cenário 2	111
7.4	Cenário 3	113
7.5	Considerações Finais	114
8	Considerações Finais	115
8.1	Conclusões	115
8.2	Sugestões para Trabalhos Futuros	116
8.3	Publicações	116
8.3.1	Trabalhos em revisão para publicação em periódicos	116
8.3.2	Trabalhos completos aceitos para publicação em periódicos	116
8.3.3	Trabalhos completos publicados em periódicos	117

8.3.4 Trabalhos completos publicados em Anais de Eventos 117

Referências Bibliográficas **119**

Introdução

1.1 Motivação

Em setembro de 2016, seguindo o acordo de Paris, o governo brasileiro assumiu o compromisso de reduzir em 37% as emissões de gases causadores de efeito estufa (GEEs) que para o ano de 2005 atingiram 3,25 bilhões de toneladas (AZEVEDO; ANGELO; RITTL, 2018). Neste sentido, uma série de ações e medidas foram tomadas para identificar em quais setores essas emissões eram mais intensas. Em tal análise, foi verificado que o setor de transportes era um dos maiores contribuintes nas emissões de GEEs, o que levou o governo federal e as companhias de energia do Brasil a promoverem uma série de estudos e a apresentarem soluções para a sua redução.

Entre os maiores poluidores estavam, justamente, os veículos automotivos que descarregam centenas de milhares de metros cúbicos de gás carbônico na atmosfera. Dessa forma, um conjunto de ações identificou que o incremento no uso de VEs reduziria as emissões aos patamares do acordo de Paris. Para que essas medidas tivessem êxito, o governo federal promoveria a diminuição dos impostos na compra dos VEs e fomentaria projetos de pesquisa para o desenvolvimento de tecnologia nacional.

Outro ponto importante está relacionado ao número de estações de recarga ou eletropostos disponíveis para abastecimento tanto nas cidades quanto em rodovias, o que representa uma das principais dificuldades para a popularização dos VEs no Brasil. Considerando uma avaliação preliminar, é estimado que serão necessárias dezenas de milhares de eletropostos públicos para acompanhar o ritmo da eletrificação dos meios de transporte rodoviários no Brasil (CPFL, 2018).

Uma vez identificado o problema, soluções baseadas em micro e *smart grids* tornam-se interessantes pelo fato de que elas operam de forma compartilhada absorvendo ou produzindo energia elétrica de alta qualidade, ou seja, com índices e níveis dentro dos padrões estipulados por normas técnicas como o módulo 8 da norma da ANEEL para Procedimentos de Distribuição de Energia no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST, 2016) e recomendações como a IEEE 519/2014 (LANGELLA et al., 2014).

Dessa forma, este trabalho segue nesse direcionamento, que é o de incorporar tecnologia sustentável e fontes alternativas, associando-as em um projeto orientado ao gerenciamento de energia que permite a integração de estações de recarga além de considerar uma configuração que permita o compartilhamento de potência, sendo esta última, uma funcionalidade de extrema importância para que sejam garantidos os requisitos mínimos da qualidade de energia da rede de distribuição, a estabilidade da microrrede ou *smart grid* e a eficiência elétrica do conjunto.

1.2 Objetivos

Esta dissertação é parte integrante do projeto P&D PD 2866-0450/2016, cooperado entre Copel Distribuição (Copel-Dis) e Copel Geração e Transmissão (Copel-GeT), juntamente à Fundação Parque Tecnológico Itaipu (FPTI - Brasil), designado "Sistema Nacional de Armazenamento e Gestão Energética para Eletroposto Bidirecional". Em corroboração ao desenvolvimento de uma solução para a conexão de eletropostos à rede de distribuição, este trabalho tem como objetivo propor um novo esquema de gerenciamento e controle eficiente de microrredes CC que permita o compartilhamento de carga e a integração entre fontes renováveis de energia e VEs.

Os objetivos específicos podem ser resumidos de acordo com os seguintes pontos:

- Projetar estruturas de gerenciamento e controle que sejam capazes de atuar de forma local reduzindo transitórios e compartilhando potência entre as fontes alternativas, armazenadores e redes de distribuição;
- Estudo e modelagem matemática da microrrede, composta por armazenadores, painéis fotovoltaicos e rede de distribuição;
- Dimensionar conversores CC-CC customizados para cada fonte alternativa e armazenador da microrrede;
- Apresentar simulações que comprovem a eficácia das estruturas de controle.

1.3 Contribuições do Trabalho

Este trabalho culminou no desenvolvimento de controladores utilizados em estações de recarga que são baseados em curvas sigmóides e cujos coeficientes podem ser ajustados dinamicamente permitindo assim, a adaptação de sua resposta de acordo com os fatores desejados (estado de carga, erro de tensão e potência gerada).

Além disso, a dissertação prevê o uso dessa estação de recarga em conjunto com microrredes CC permitindo assim, que esses controladores sejam o fundamento técnico para o gerenciamento e compartilhamento de potência através do método SoC-adaptativo,

principal contribuição deste trabalho. Suas principais características podem ser sumarizadas:

- A estrutura de gerenciamento proposta permite atuação dos conversores de potência de forma descentralizada e contributiva, sem a necessidade de um conversor dedicado (ou conversor mestre);
- A responsabilidade pela carga é transmitida dinamicamente entre os conversores, de forma suave, de acordo com o SoC da bateria do Eletroposto, sem o chaveamento de controladores;

Dentre os mecanismos desenvolvidos para o gerenciamento, é importante destacar ainda como contribuição o conjunto responsável pelo controle do grupo fotovoltaico: o Algoritmo de Rastreamento de Ponto de Potência (ARPP) e seu gerador de referência, do tipo sigmoide. O algoritmo permite o rastreamento do ponto de operação de máxima potência e o funcionamento fora do mesmo, sem que haja chaveamento de controladores.

1.4 Estrutura do Texto

Neste trabalho, a estrutura pela qual o texto se organiza é apresentada a seguir. O Capítulo 2 traz uma revisão sobre o gerenciamento e a aplicação de microrredes CC. O Capítulo 3 apresenta os modelos para as fontes de energia alternativa integradas ao eletroposto e um estudo detalhado sobre os conversores CC-CC projetados. O Capítulo 4 apresenta o método de gerenciamento desenvolvido e discorre sobre as particularidades da estratégia implementada. Em seguida, no Capítulo 5 é apresentada a análise de estabilidade. No Capítulo 6 são apresentados os resultados das simulações no software PSIM. O Capítulo 7 apresenta os resultados com a utilização da plataforma Typhoon HIL602+. Por fim, as considerações finais deste trabalho são apresentadas no Capítulo 8.

Gerenciamento e Aplicações de Microrredes CC

A intermitência de cargas de VEs e seu grande número de unidades previstas para o futuro próximo adiciona novos desafios às atuais estações de carga (ZHAOXIA et al., 2017), aqui referidas como eletropostos. Todavia, através da utilização de microrredes CC, consumidores e concessionárias de energia terão a possibilidade de usufruir de tecnologias como G2V e V2G, aproveitando a disponibilidade dos elementos armazenadores de energia dos próprios VEs, uma vez que os eletropostos possam atuar com fluxo bidirecional de potência.

A ideia de integrar fontes de energia de natureza variada, com armazenadores de energia e cargas em sistemas flexíveis e controláveis chamados de microrredes foi apresentada no início do século XXI por Lasseter (2002). As microrredes podem ser divididas em princípio, de acordo com o tipo de seu barramento central, em corrente alternada (CA) ou corrente contínua (CC).

Comparadas ao método de integração em CA, as microrredes CC possuem vantagens em termos de eficiência e facilidade para interface com fontes de energia alternativa. Além disso, quando os componentes da microrrede são conectados via elo CC, não existem problemas relacionados ao fluxo de potência reativo (BALOG; KREIN, 2011; HAN et al., 2019). Dessa forma, naturalmente, o uso de dispositivos de cargas de VEs arquitetados na forma de microrredes CC tem recebido cada vez mais atenção.

As próximas seções deste capítulo fazem uma revisão sobre as funcionalidades para um eletroposto bidirecional, sendo o mesmo uma microrrede CC, com capacidade de operar em modo ilhado ou conectado à rede de distribuição.

2.1 Tecnologias G2V, V2G e V4G

A tecnologia G2V surgiu com a possibilidade de gerenciar a conexão entre a rede de distribuição e os VEs. Através de seu uso é possível, por exemplo, agendar horários de

baixa demanda para carregar a bateria do veículo e, portanto, reduzir os custos para a carga (PATERAKIS et al., 2016). Soluções desse tipo são bem documentadas na literatura atual e usam uma variedade de estratégias de análise, incluindo otimização mono e multiobjetivo para demonstrar que são factíveis e vantajosas de ambos os pontos de vista econômico e técnico (MEHTA et al., 2018).

Graças à capacidade dos VEs de armazenar energia usando conversores bidirecionais, a operação contrária é igualmente possível, ou seja, enviar energia elétrica à rede de forma controlada, conceito chamado de V2G. Apesar de apresentar alguns desafios para sua implementação ligados à qualidade de energia e a segurança da rede de comunicação, que conecta o veículo ao eletroposto (PAINULI et al., 2018), o uso da tecnologia V2G possibilita funcionalidades como *peak-shaving*, energia de reserva e compensação de transitórios através do compartilhamento de potência ativa.

Existem ainda na literatura aplicações das tecnologias G2V e V2G para o compartilhamento de potência reativa, como demonstrado por Monteiro et al. (2016) e Rahmani-Andebili (2019), sendo referenciada nestes pelo nome de *Vehicle-for-Grid* (V4G). Portanto, apesar de que muitos desses conceitos vão além do escopo desse trabalho, um conjunto de VEs pode ainda ser visto como um grupo de armazenamento e de filtragem ativa móvel quando inserido na infraestrutura de uma *smart grid*.

2.2 Integração de Eletropostos com Fontes de Energia Alternativa

Microrredes CC constituem uma importante tecnologia para a utilização de recursos distribuídos como turbinas eólicas, painéis fotovoltaicos e sistemas de armazenamento de energia como baterias recarregáveis (ZHAOXIA et al., 2017; DRAGIĆEVIĆ et al., 2016). Ao integrar microrredes CC com os eletropostos é aberta a possibilidade de suprir parte da demanda de energia solicitada pela carga local através do fornecimento de energia a partir dos VEs.

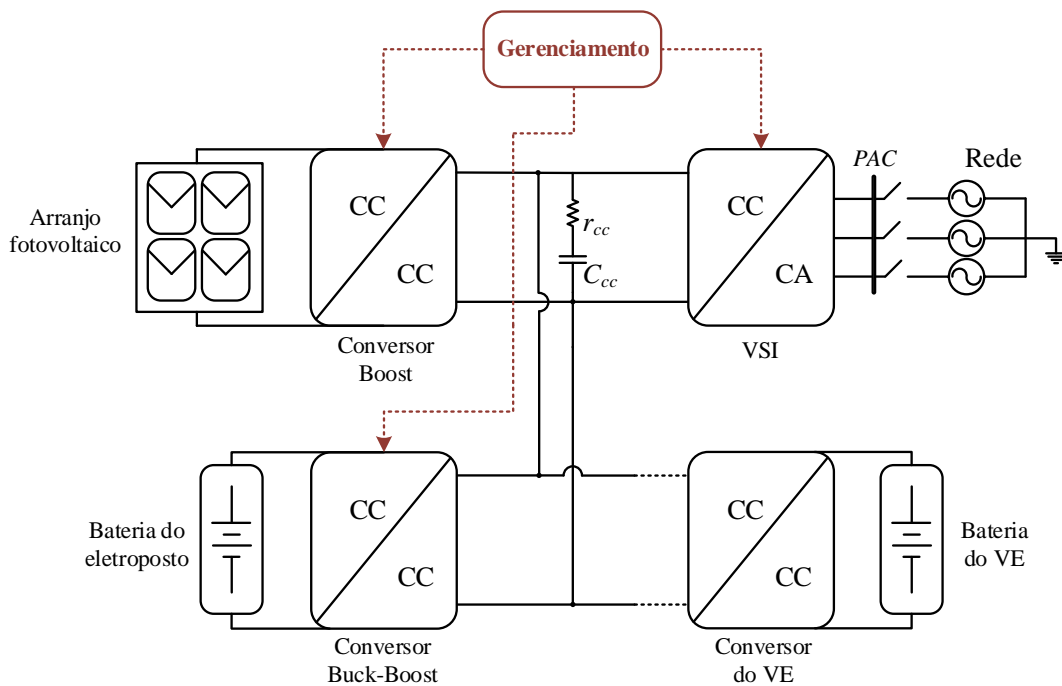
Além disso, a energia proveniente de painéis solares instalados em uma microrrede CC pode, por exemplo, ser utilizada diretamente nos eletropostos, contribuindo para diminuição de demanda sobre a rede de distribuição caso a microrrede CC esteja conectada ao ponto de acoplamento comum (PAC) da concessionária.

Outro ponto relevante é a localização dos equipamentos para a recarga de veículos elétricos uma vez que os mesmos representam os principais agentes no sistema de transporte (LAM et al., 2014). Seu espalhamento representa uma dificuldade em termos de infraestrutura. Entretanto, uma vez construídos, os mesmos podem representar pontos de integração em CC para pequenas usinas eólicas e solares, que antes necessitariam de equipamento e manutenção próprias.

Assim, a integração fornece uma opção para que o eletroposto possa operar em situação de contingência da rede, ou seja, em ilhamento. Dessa forma, a integração das estações de recarga de VEs com a geração de energia por fontes alternativas, associado ao planejamento adequado, pode reduzir seu custo de operação (ZHANG et al., 2017). Neste caso, a estrutura de controle do eletroposto assume também as funções de gerenciar o fluxo de energia entre o elo CC e a rede de distribuição.

A Figura 2.1 mostra a configuração da microrrede CC utilizada neste trabalho: um eletroposto bidirecional com bateria própria, arranjo de painéis fotovoltaicos e possibilidade de operação conectada ou desconectada da rede de distribuição através do inversor tipo fonte de tensão (VSI). O elo CC é representado pelo capacitor C_{cc} com respectiva perda parasita r_{cc} . Para ambos os modos de operação, o veículo elétrico é tratado como uma fonte bidirecional, capaz de injetar ou drenar corrente no elo CC. O gerenciamento proposto, responsável por manter o balanço de energia no elo CC e calcular os valores de referência enviados aos controladores dos conversores, será discutido em detalhes no Capítulo 4. Como pode ser observado na Figura 2.1, a configuração utilizada permite que a energia

Figura 2.1 – Configuração da microrrede CC utilizada.



Fonte: próprio autor.

gerada pelos painéis fotovoltaicos seja diretamente enviada à rede, armazenada na bateria do eletroposto ou ainda utilizada diretamente no carregamento da bateria do VE.

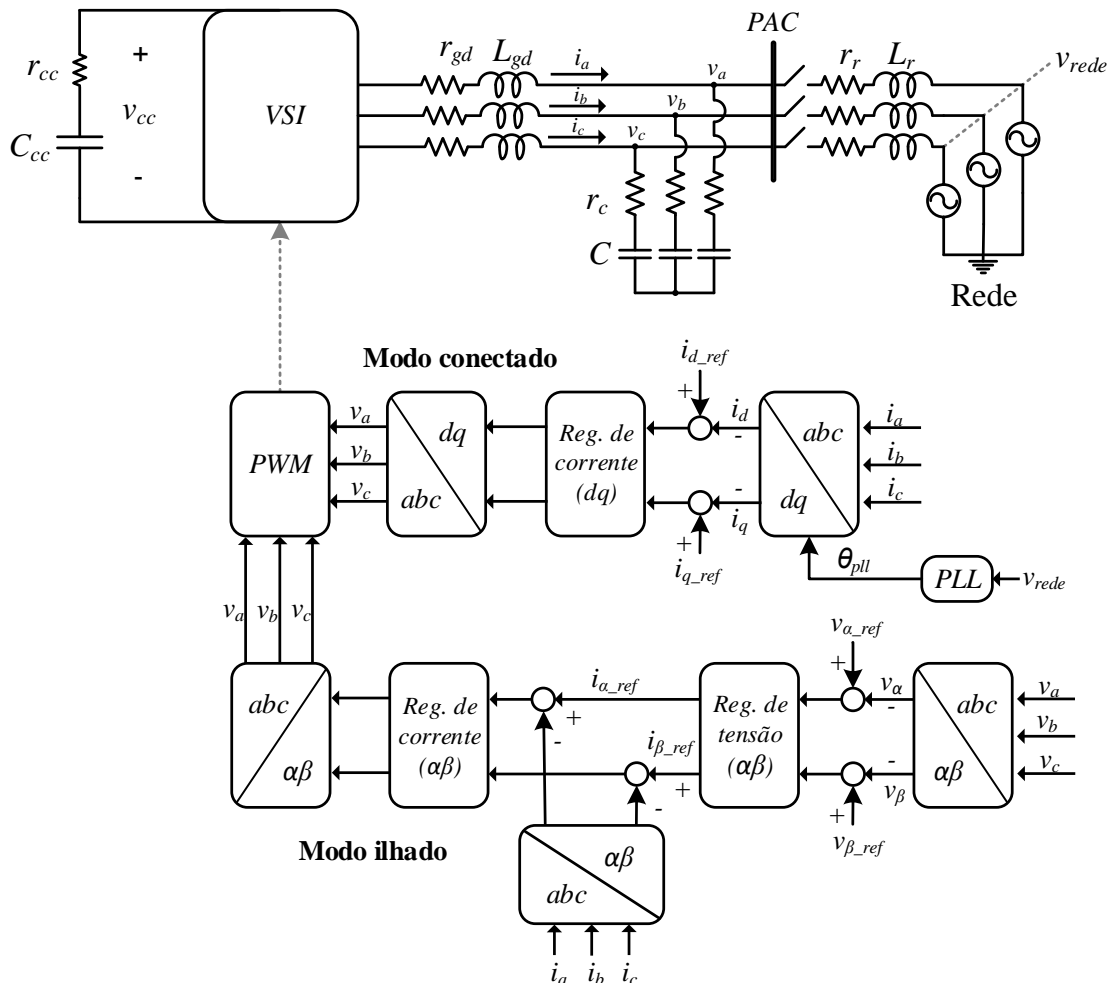
Para que o eletroposto opere em modo ilhado o conversor CC-CA deve manter a tensão do PAC dentro dos limites normatizados pela concessionária, deixando o controle da tensão do elo CC para os demais conversores. Para o modo conectado, sendo a tensão no PAC imposta pela própria rede de distribuição, o conversor CC-CA deve controlar a corrente

que flui entre o elo CC e a rede. Ambas as funções são bem documentadas na literatura, como demonstrado por Bastos et al. (2016) e Aguiar et al. (2020).

A Figura 2.2 mostra o VSI junto a um filtro do tipo LCL e a respectiva estrutura de controle. Na ilustração, L_{gd} e C são a indutância e capacitância do filtro com respectivas perdas r_{gd} e r_c . A indutância equivalente da rede é representada por L_r com perda r_r . Na estrutura de controle do modo conectado, i_a , i_b e i_c , são as correntes de saída do conversor de potência, i_d e i_q são as correntes descritas no referencial síncrono dq com respectivas correntes de referência i_{d_ref} e i_{q_ref} . Além disso, um algoritmo do tipo *phase-locked-loop* (PLL) é utilizado para que possa ser feita a sincronia entre a tensão no PAC e a tensão da rede.

Ainda na estrutura de controle da Figura 2.2, para o modo ilhado, v_α e v_β são as tensões no eixo no referencial $\alpha\beta 0$, com respectivas tensões de referência v_{α_ref} e v_{β_ref} . Analogamente, i_α e i_β são as correntes descritas no mesmo referencial, com respectivas correntes de referência i_{α_ref} e i_{β_ref} .

Figura 2.2 – Sistema de controle do conversor CC-CA nos modos conectado e ilhado.

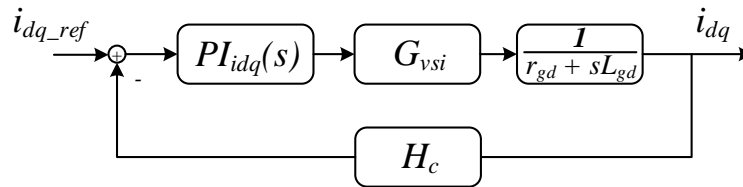


As Figuras 2.3 e 2.4 evidenciam as malhas de controle utilizadas para cada modo, neste caso, com reguladores do tipo PI. O ganho do conversor é descrito como

$$G_{vsi} = \frac{V_{cc}}{2} \quad (2.1)$$

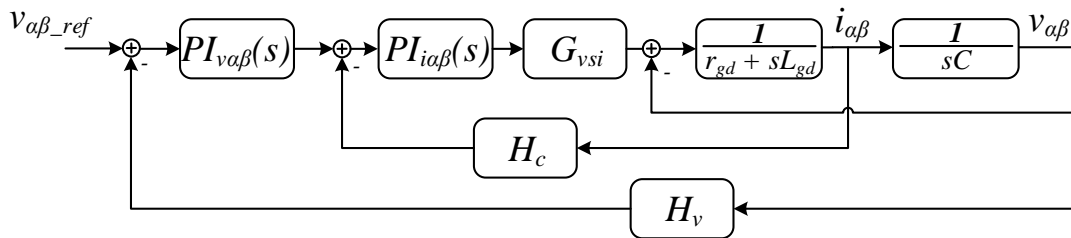
em que V_{cc} é a tensão nominal do elo CC ao qual o VSI está conectado (BUSO; MATTAVELLI, 2006). G_{vsi} é sucedido em ambas as malhas pela representação da função de transferência do filtro do tipo LCL. Nas mesmas figuras, H_c e H_v representam os ganhos das malhas de realimentação de corrente e de tensão, respectivamente.

Figura 2.3 – Malha de controle de corrente do VSI no modo conectado.



Fonte: adaptado de (AGUIAR, 2016).

Figura 2.4 – Malha de controle do VSI no modo ilhado.



Fonte: adaptado de (AGUIAR, 2016).

Para que a corrente no eixo direto (i_d) possa ser usada no controle de tensão do elo CC (v_{cc}), é possível utilizar a função de transferência que as relaciona. Como demonstrado em Aguiar (2016), desprezando as perdas de energia no PAC e no elo CC, essa relação pode ser aproximada através da função de transferência dada por

$$\frac{v_{cc}(s)}{i_d(s)} = \frac{\sqrt{3}R_0}{2(1 - R_0C_{cc} s)} \quad (2.2)$$

em que R_0 representa a carga conectada ao elo CC, vista pelo VSI.

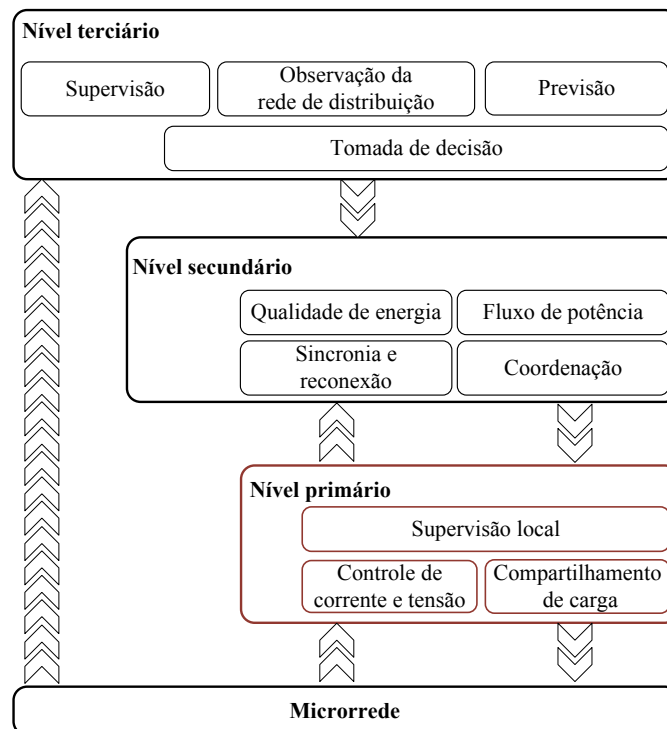
Dessa forma, as estruturas de controle mostradas nas Figuras 2.2, 2.3, 2.4 e o resultado (2.2) são também referências utilizadas para este trabalho, sendo o gerenciamento também responsável pela operação do VSI.

2.3 Gerenciamento e Compartilhamento de Carga

Assim como observado por Dragičević et al. (2016), em geral, fontes de energia distribuída são conectadas à microrrede CC através de conversores de potência estáticos, tendo o controle da tensão do elo CC como principal prioridade para seu gerenciamento. No entanto, outros aspectos importantes vêm sendo considerados na literatura para o gerenciamento local na medida em que mais funcionalidades são habilitadas pelo uso de dispositivos de armazenamento de energia. Como exemplo, pode ser citado o ciclo de vida das baterias recarregáveis, graças à representatividade de seu custo. Outro importante aspecto é o compartilhamento de uma mesma carga por fontes de energia alternativa que possuem dinâmica e capacidade distinta.

O gerenciamento local de uma microrrede CC (também nomeado controle primário, dependendo da aplicação), pode ser entendido como pertencente à primeira camada dentro de uma estrutura de controle hierárquico multicamada (DRAGIČEVIĆ et al., 2016; MENG et al., 2017; HAN et al., 2019). Na solução observada na Figura 2.5, o controle primário é responsável pelo balanço de potência, compartilhamento de carga e por gerir as correntes e tensões dentro dos limites cabíveis. Apesar da possibilidade de utilizar a nomenclatura "gerenciamento" em diferentes níveis, neste trabalho, o termo será utilizado para tratar apenas do nível primário.

Figura 2.5 – Gerenciamento local dentro da estrutura de Controle Hierárquico Multicamada. As setas representam a troca de informações.



Fonte: adaptado de (MENG et al., 2017).

Inúmeros métodos de gerenciamento e compartilhamento de carga são propostos e

discutidos na literatura atual. As próximas seções sintetizam os conceitos básicos de alguns desses métodos.

2.3.1 Compartilhamento Ativo de Corrente

O compartilhamento ativo de corrente engloba uma série de métodos de gerenciamento e compartilhamento de carga. Entre eles, podem ser citados o controle de corrente média, controle mestre-escravo com mestre dedicado, controle mestre-escravo com rotação de mestres e controle mestre-escravo com mestre automático (CHEN et al., 2019). Nestes, as correntes dos conversores escravos são controladas através de links de comunicação dedicada, enquanto o conversor mestre é controlado em modo de tensão, para manter a tensão do elo CC comum. Apesar de apresentar boa performance, facilidade de implementação e escalabilidade, sua confiabilidade está associada à imunidade ao ruído e a velocidade do link de comunicação. Uma forma de reduzir essa dependência é adoção de uma malha de controle externa que garanta que a corrente para a carga será dividida igualmente entre os conversores escravos. Essa proposta é adotada, juntamente ao processamento da corrente média, em Mazelan et al. (2019) para o controle de conversores *Boost* em uma microrrede cujas fontes de energia são baseadas em células de hidrogênio e arranjo fotovoltaico.

Outra desvantagem no uso do compartilhamento ativo de corrente nos sistemas mestre-escravo é a capacidade do conversor mestre, que deve suplantar as variações de tensão do barramento central causadas por múltiplos conversores a fim de garantir que a corrente de compensação entregue ao elo CC é de fato capaz de estabilizá-lo e de restaurar sua tensão. Por consequência, a capacidade total de carga da microrrede é limitada em parte pela capacidade do conversor mestre (MENG et al., 2017). Em Chen et al. (2019) essa desvantagem é suprimida utilizando um algoritmo de otimização heurística baseado no comportamento de ecolocalização de morcegos para selecionar o conversor mestre dinamicamente, com base na maior corrente de saída.

2.3.2 Gerenciamento via *Bus Signaling*

A *Bus Signaling* é uma estratégia de gerenciamento distribuído que utiliza o valor da tensão medida no ponto de acoplamento CC. Neste método, níveis predefinidos de tensão do elo CC são utilizados como limiares para intercâmbio entre diferentes modos de operação da microrrede CC (ANGJELICHINOSKI, 2017; MENG et al., 2017). Consequentemente, esse tipo de gerenciamento não é baseado, primariamente, em comunicação dedicada e pode ser utilizado em microrredes nas quais as fontes de energia apresentam características variadas.

Em Wu et al. (2015), os autores propõem o uso de *Bus Signaling* para o gerenciamento de microrredes ilhadas baseado no estado de carga dos elementos armazenadores, deixando a restauração da tensão do elo CC sob encargo de um nível secundário centralizado

para os casos em que sua variação seja restrita. O nível primário opera independente do secundário de forma que a descentralização seja parcialmente possibilitada no nível primário. Contudo, a implementação dessa estratégia faz com que as leis de controle também sejam intercambiadas durante a operação da microrrede, o que pode gerar instabilidades durante o processo de troca.

Na técnica de *Bus Signaling* os modos de operação (geralmente) dependem de uma série de características das fontes de energia que sustentam o balanço de energia no ponto de acoplamento e do tipo de carga utilizada. No entanto, três desses modos são encontrados com maior frequência na literatura, sendo eles o modo de dominância pela rede, dominância pelos elementos armazenadores e o modo de dominância pela geração (MENG et al., 2017).

Existem ainda os métodos de *Bus Signaling* avançados, que são baseados no envio e leitura de sinais de alta frequência modulados na tensão medida, também conhecido como *Power Talk* (ANGJELICHINOSKI, 2017). Neste caso, a linha CC é vista como um canal não-linear de comunicação de banda ultra estreita, *Full Duplex* e mais tipos de mensagens podem ser compartilhadas entre os controladores dos conversores sem a necessidade de uma linha de comunicação dedicada. Porém, seu uso implica na criação de uma série de eventos legíveis pelos sensores utilizados na microrrede e insere ruído de alta frequência nas linhas do circuito (WU et al., 2015).

2.3.3 Gerenciamento *Droop* e suas Adaptações

Gerenciamento *droop* é uma técnica que utiliza funções lineares que são inseridas nas malhas de controle, sendo utilizadas para modificar a resistência virtual dos conversores que contribuem para manter o balanço de potência do elo CC (JIAN et al., 2013; CHEN; BURGOS; BOROYEVICH, 2016). Portanto, as correntes de referência enviadas aos controladores são obtidas considerando a tensão do elo CC e os limites operacionais de cada fonte.

O uso da técnica *droop* permite a descentralização do controle, o que por sua vez possibilita o seu uso em microrredes nas quais as fontes estão dispersas, sem utilização de link de comunicação dedicado. Essa característica contribui para que o gerenciamento *droop* seja um dos métodos mais utilizados em microrredes com fontes de energia renováveis (MENG et al., 2017). Sua maior desvantagem, no entanto, é o aumento do erro de regime permanente (RADWAN; MOHAMED, 2017).

No gerenciamento *droop* a precisão do compartilhamento de corrente aumenta proporcionalmente ao elevar os coeficientes de inclinação das funções utilizadas. Em contrapartida, o desvio de tensão em regime também aumenta proporcionalmente ao aumento do coeficiente de inclinação. Portanto, para o seu projeto, é muitas vezes considerada a inclinação máxima que mantém o desvio de tensão dentro dos limites para a condição de máxima carga (MENG et al., 2017).

Também são feitas adaptações variadas de forma a aproveitar o grau de liberdade acrescido na malha de controle de corrente. Em Aguiar et al. (2020) é apresentada

uma técnica de gerenciamento *droop* com a estratégia de *k-sharing* adaptativo, capaz de administrar o compartilhamento de potência entre célula a combustível e armazenador de energia durante transitórios e durante a operação em regime permanente.

Analogamente, uma estratégia plausível é a inclusão de regras especificadas por curvas virtuais não-lineares, diretamente na estrutura de controle dos conversores de potência, de forma similar ao executado em Zhao et al. (2016) e Mokhtar et al. (2019). A adoção de curvas virtuais, assim como o controle *droop*, permite o uso de estratégias descentralizadas e arquitetadas com baixa complexidade computacional.

Especificamente neste trabalho, cujo gerenciamento é descrito em detalhes no Capítulo 4, foram utilizadas curvas do tipo sigmoide que atuam com base na leitura do erro de tensão do elo CC e enviam as referências de corrente para os controladores PI, permitindo ainda o compartilhamento de carga e a saturação dos mesmos quando os limites operativos são alcançados. Além disso, outra curva sigmoide foi desenvolvida para permitir que o ponto de operação do arranjo fotovoltaico seja modificado sem o chaveamento de controladores. Dessa forma, a seção 2.4 faz uma breve revisão sobre funções sigmoides, mostrando algumas de suas características úteis.

2.4 Função Sigmoide

A função sigmoide (FS) pode ser genericamente caracterizada como uma função real, limitada e derivável que é definida para todos os valores de entrada reais (ZHOU; XU, 2016). A curva pode ser identificada por sua forma de “S” com duas assíntotas. Ainda que sua fórmula seja usualmente adaptada de acordo com o propósito de uso, tal qual será feito para o presente projeto, a função sigmoide é muitas vezes descrita através da equação

$$FS(x) = \frac{1}{1 + e^{(-ax)}}, \quad (2.3)$$

em que a define o coeficiente de inclinação ou o quão rápido a saída pode transitar de uma assíntota a outra. As características intrínsecas à curva sigmoide são particularmente úteis para o controle de conversores de potência devido à sua suavidade e a saída limitada, que pode funcionar naturalmente como margem de saturação. Para esse projeto, diferentes funções sigmoides são necessárias, sendo utilizadas para o cálculo de valores de referência por parte do gerenciamento.

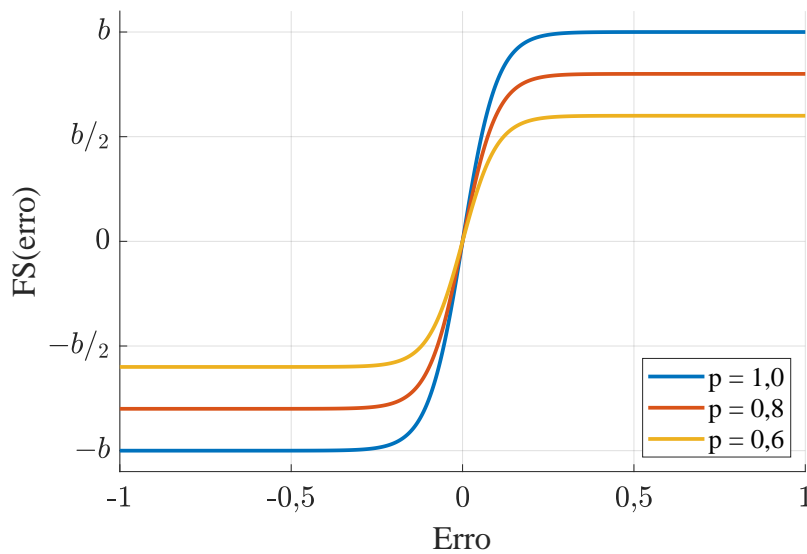
Para exemplificar o projeto de uma destas funções, a ser utilizada como controlador, é estabelecido um processo cuja saída deve permanecer no intervalo contínuo $[-b, b]$, sendo essa a sua restrição de operação, ou capacidade máxima para atuação. Convenientemente, é considerado ainda que é necessário reduzir ou aumentar os limites de saída de acordo com um parâmetro p qualquer, que varia no intervalo contínuo $[0, 1]$. Para tal caso, se o

valor do sinal de erro é representado no eixo x , é apropriado redefinir (2.3) de forma que

$$FS(erro) = \frac{-2bp}{1 + e^{(a \text{ erro})}} + bp. \quad (2.4)$$

Para uma melhor compreensão, a Figura 2.6 mostra que diferentes valores de p restringem a saída de (2.4) em valores diferentes para o mesmo erro e mesmo coeficiente de inclinação. No entanto, outras características da curva são mantidas como a curvatura suave antes que a saída alcance região saturada. Portanto, independentemente da variação

Figura 2.6 – Exemplo para função sigmoide com variação de parâmetros.



Fonte: próprio autor.

de p , o controlador atuaria de forma menos agressiva ao se aproximar da sua restrição de operação.

2.5 Considerações Finais

Esse capítulo fez uma revisão sobre as funcionalidades para um eletroposto bidirecional, sobre a integração das suas fontes em uma microrrede CC e sobre estratégias para o seu gerenciamento. Foi observado que a integração das fontes de energia neste formato oferece vantagens consideráveis em termos técnicos e econômicos, além de habilitar o eletroposto para operação com aplicações que se baseiem nas tecnologias V2G e V4G, sendo que na literatura atual já existem ferramentas adequadas para a interface CC-CA, ou seja, para o controle do fluxo de energia da microrrede CC para a rede de distribuição.

A revisão prosseguiu com a apresentação de técnicas citadas na literatura atual para o gerenciamento e compartilhamento de carga, função que se mostra importante para o eletroposto dado à intermitência e as diferentes características das fontes de energia

utilizadas. Dentre essas técnicas, o texto destaca a adaptação do gerenciamento *droop* e as curvas sigmóides, que são utilizadas para a estratégia de gerenciamento deste trabalho.

Conversores CC-CC

Nos últimos anos, a demanda por fontes de energia alternativa e o avanço na tecnologia de baterias e VEs aumentou o interesse em soluções compactas e eficientes usando conversores CC-CC. Estes podem oferecer, entre outras vantagens, grande capacidade de processamento de potência utilizando poucos componentes eletrônicos e alta confiabilidade (FU-CHENG et al., 2018). Dessa forma, quando tal solução é empregada para a construção de uma microrrede, é essencial que seu circuito seja avaliado detalhadamente, com especial atenção para seus componentes passivos e suas respectivas perdas parasitas, a fim de aproveitar ao máximo sua capacidade (FUZATO et al., 2016).

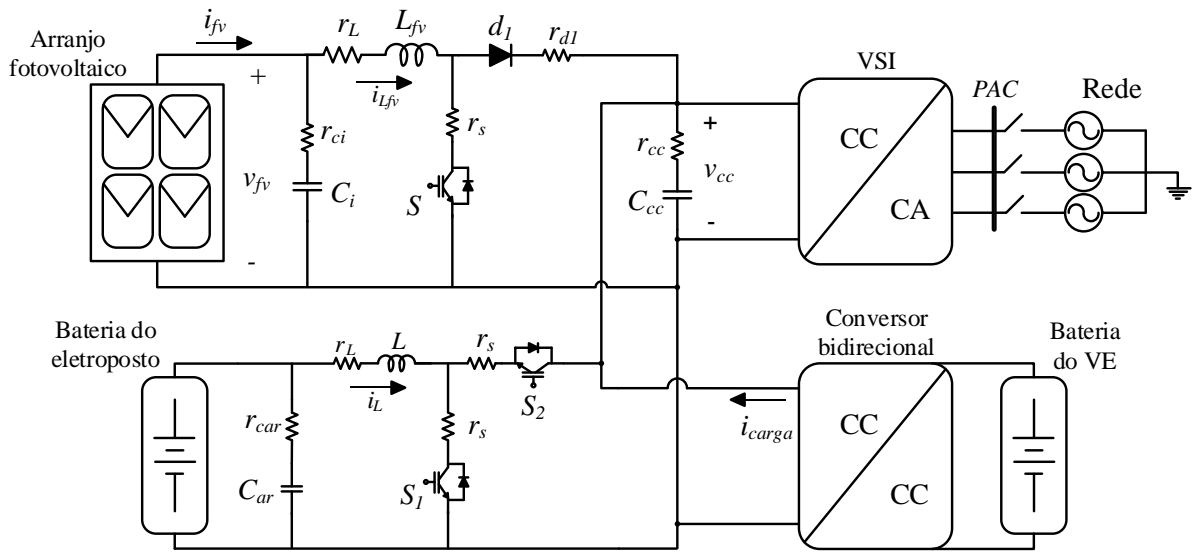
Neste capítulo, os conversores CC-CC responsáveis pelo controle do fluxo de energia das fontes alternativas são projetados utilizando, primariamente, sua representação em espaço de estados. A Figura 3.1 mostra o circuito do eletroposto, generalizando, o conversor bidirecional e o VSI, responsáveis pela carga da bateria do VE e pelo controle do fluxo de energia, entre o eletroposto e a rede de distribuição, através do PAC.

Na Figura 3.1, i_{fv} representa a corrente de saída do arranjo fotovoltaico enquanto que, as variáveis i_{Lfv} e i_L estão relacionadas com as correntes que fluem através dos indutores L_{fv} e L , respectivamente. Além disso, os mesmos (indutores) possuem perdas parasitas de mesmo valor e são representadas pelos resistores r_L .

Já os conversores *Boost* e *Buck-Boost* possuem capacitores de entrada representados por C_i e C_{ar} com perdas parasitas r_{ci} e r_{car} , respectivamente. As chaves utilizadas são IGBTs definidas, neste capítulo, por S , S_1 , S_2 sendo que, elas possuem perdas parasitas de mesmo valor e são representada por r_s . Já, o diodo de saída do conversor *Boost* (d_1) possui perda parasita denominada de r_{d1} . Por fim, a corrente que flui entre o VE e o elo CC é definida como sendo i_{carga} .

A partir da representação em espaços de estados são obtidos o modelo médio e o modelo de pequenos sinais em torno do ponto de operação desejado, o que por sua vez possibilita a obtenção das funções de transferência de cada planta a ser controlada através da transformação do modelo da planta (conversores) do domínio do tempo para o da frequência ao aplicar a transformada de Laplace.

Figura 3.1 – Circuito do eletroposto com enfoque nos conversores projetados.



Fonte: próprio autor.

O modelo em espaço de estados é ainda conveniente para o dimensionamento dos componentes passivos de cada conversor graças ao formato de suas equações. Isso ocorre porque a representação do comportamento das variáveis de interesse (tensão nos capacitores e corrente nos indutores) é feita através de equações diferenciais de primeira ordem, o que por sua vez possibilita a análise direta do *ripple*. Como pode ser observado nas seções seguintes, as mesmas técnicas de análise foram utilizadas para ambos os conversores CC-CC.

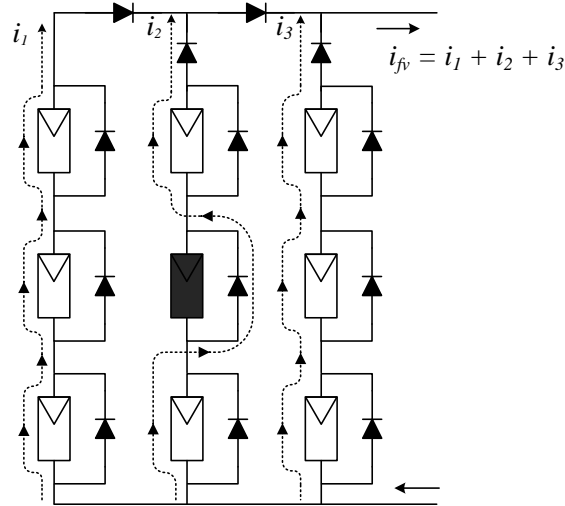
3.1 Conversor *Boost*

Circuitos chaveados elevadores (ou do tipo *Boost*) convertem níveis de tensão através do acúmulo temporário da energia, em forma de campo elétrico ou magnético, seguido pela sua liberação na saída (FOROUZESH et al., 2017). Neste projeto, o conversor *Boost* é responsável por entregar energia do arranjo fotovoltaico ao elo CC. Os parâmetros dos painéis fotovoltaicos utilizados na microrrede CC são baseados no modelo RSM-144-6-400M, fabricado pela Risen Energy e são evidenciados na Tabela 3.1.

O mesmo modelo é utilizado para o arranjo de vários módulos, ou seja, modificando a quantidade de painéis conectados em série (*string* de painéis) e paralelo. No entanto, diodos de passagem (ou de *bypass*) são adicionados ao arranjo para que a passagem da corrente em cada *string* não seja bloqueada devido ao efeito de sombreamento parcial (o que poderia causar grande redução na geração de energia) e ainda para proteger os painéis contra polarização reversa (Figura 3.2). A Tabela 3.2 apresenta as especificações dos painéis fotovoltaicos sendo que, o formato do arranjo e sua capacidade são as mais

importantes.

Figura 3.2 – Exemplo de arranjo de painéis fotovoltaicos com 3 strings de 3 painéis cada. O diodo de passagem fornece um caminho para a corrente i_2 quando um dos painéis está sombreado.



Fonte: próprio autor.

Além do reduzido número de componentes quando comparado a topologias de conversores em cascata como observado por Lee e Do (2019) e por Forouzesht et al. (2017), o conversor *Boost* em sua topologia clássica foi escolhido devido à sua eficiência satisfatória em regiões de operação com ganho de tensão inferior a quatro vezes, como observado por Rosas-Caro et al. (2013), alcançando eficiência de 92 a 94% em experimentos, como

Tabela 3.1 – Parâmetros dos painéis fotovoltaicos do modelo RSM-144-6-400M.

Parâmetro	Valor/Quantidade
Tipo de célula	Silício monocristalino
Potência máxima gerada	400 W
Corrente em máxima potência	9,9 A
Tensão em máxima potência	40,45 V
Corrente de curto circuito	10,5 A
Tensão de circuito aberto	48,6 V
Eficiência	19,9 %

Fonte: Risen Energy (2020).

Tabela 3.2 – Especificações do arranjo de painéis fotovoltaicos.

Especificação	Valor/Quantidade
Painéis em série por <i>string</i>	8
Strings conectados em paralelo	3
Potência gerada máxima	9,6 kW

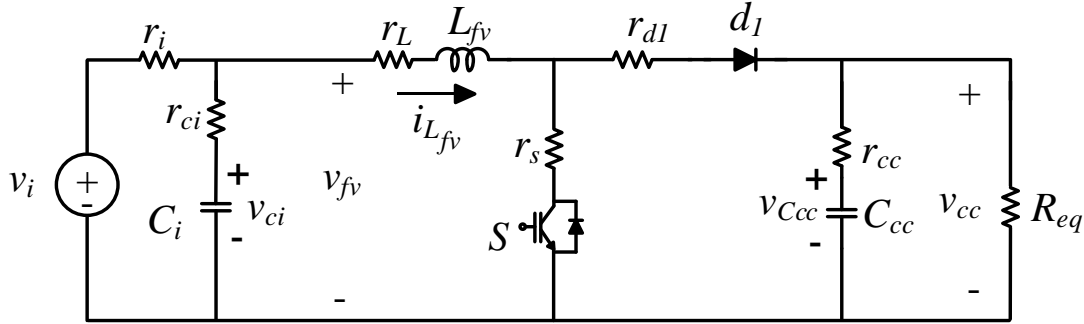
Fonte: próprio autor.

mostrado por Zapart et al. (2018), bem como pela linearidade da sua corrente de entrada (HONG et al., 2015). Esta última característica, somada ao correto dimensionamento dos elementos passivos do conversor *Boost*, auxilia no aumento da vida útil dos painéis e na melhoria do processo de rastreamento de tensão através da redução do *ripple* na corrente de entrada (KHATEB et al., 2013; HEIDARI et al., 2019).

3.1.1 Modelo em Espaço de Estados

O conversor CC-CC *Boost* com carga equivalente é representado pela Figura 3.3 e responsável pela interface entre o arranjo de painéis fotovoltaicos e o elo CC. Nessa ilustração, o arranjo de painéis fotovoltaicos é representado pela fonte de tensão v_i com perda resistiva r_i enquanto a carga conectada ao elo CC é definida pelo resistor R_{eq} .

Figura 3.3 – Conversor *Boost*.



Fonte: próprio autor.

Para modelar o conversor *Boost* em espaço de estados, é assumido o vetor de estados conforme

$$[v_{ci} \quad i_{Lfv} \quad v_{Ccc}]^T, \quad (3.1)$$

o vetor de entrada dado por

$$[v_i] \quad (3.2)$$

e o vetor de saídas escolhido, dado por

$$[v_{fv} \quad i_L \quad v_{cc}]^T. \quad (3.3)$$

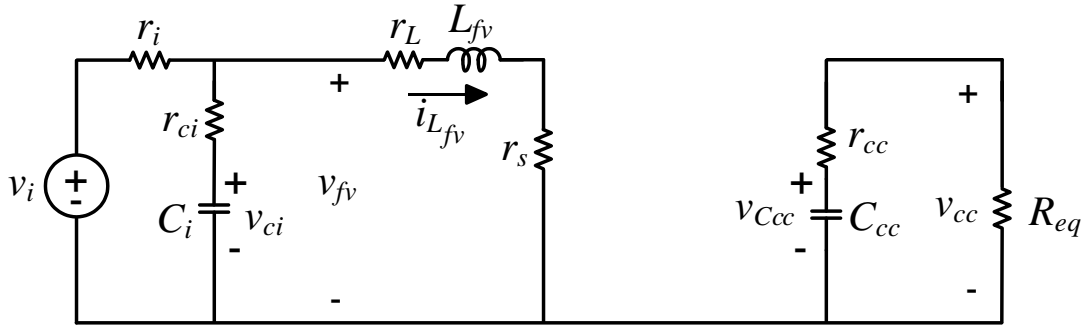
Considerando que haverá um chaveamento através da modulação por largura de pulso (PWM) com ciclo de trabalho k e período T_s , então o semicondutor S permanece fechado durante o tempo de kT_s e assim, o circuito resultante toma a forma apresentada na Figura 3.4 e pode ser calculado ao aplicar as leis de Kirchhoff de tensão e de corrente no circuito ilustrado pela figura. Por fim, são encontradas as matrizes de estados na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}$:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{ci}}{dt} \\ \frac{di_{Lfv}}{dt} \\ \frac{dv_{Ccc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C_i(r_{ci}+r_i)} & \frac{-r_i}{C_i(r_{ci}+r_i)} & 0 \\ \frac{r_i}{L_{fv}(r_{ci}+r_i)} & -\frac{1}{L_{fv}}(z_{a1}) & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_{cc}(R_{eq}+r_{cc})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ci} \\ i_{Lfv} \\ v_{Ccc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_i(r_{ci}+r_i)} \\ \frac{r_{ci}}{L_{fv}(r_{ci}+r_i)} \\ 0 \end{bmatrix} [v_i], \quad (3.4)$$

em que z_{a1} é dado por

$$z_{a1} = \left(\frac{r_{ci} r_i}{r_{ci} + r_i} + r_L + r_s \right).$$

Figura 3.4 – Conversor *Boost* considerando a chave S fechada.



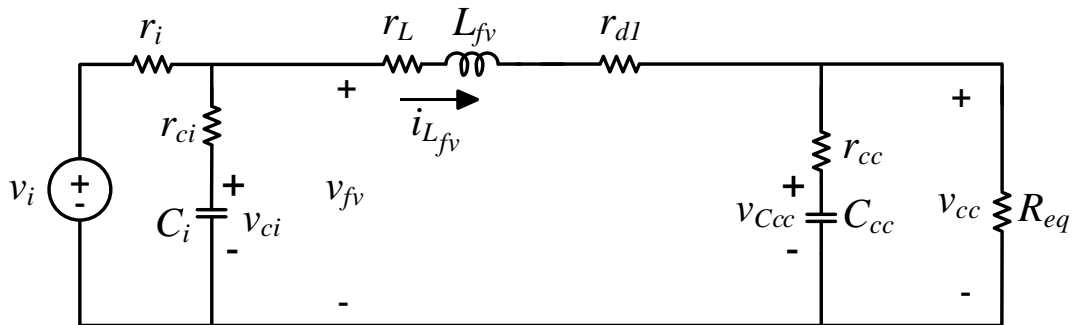
Fonte: próprio autor.

As matrizes de estados para as saídas podem então ser escritas na forma $\mathbf{y} = \mathbf{C}_1 \mathbf{x} + \mathbf{D}_1 \mathbf{u}$, sendo representadas por

$$\begin{bmatrix} v_{fv} \\ i_{Lfv} \\ v_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_i}{r_{ci} + r_i} & -\frac{r_i r_{ci}}{r_{ci} + r_i} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{eq}}{R_{eq} + r_{cc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ci} \\ i_{Lfv} \\ v_{Ccc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{r_{ci}}{r_{ci} + r_i} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [v_i]. \quad (3.5)$$

Já quando o segundo intervalo de chaveamento, com a chave eletrônica S aberta, é aplicado aos semicondutores o padrão de chaveamento $(1-k)T_s$ para que se obtenha o circuito do conversor *Boost* apresentado na Figura 3.5.

Figura 3.5 – Conversor *Boost* considerando a chave S aberta.



Fonte: próprio autor.

Assim, ao aplicar as leis de Kirchhoff de corrente e de tensão sobre o circuito elétrico da Figura 3.5, são obtidas às matrizes de estados na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}$:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{ci}}{dt} \\ \frac{di_{Lfv}}{dt} \\ \frac{dv_{Ccc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C_i(r_{ci}+r_i)} & \frac{-r_i}{C_i(r_{ci}+r_i)} & 0 \\ \frac{r_i}{L_{fv}(r_{ci}+r_i)} & -\frac{1}{L_{fv}}(z_{a2}) & \frac{-R_{eq}}{L_{fv}(R_{eq}+r_{cc})} \\ 0 & \frac{R_{eq}}{C_{cc}(R_{eq}+r_{cc})} & \frac{-1}{C_{cc}(R_{eq}+r_{cc})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ci} \\ i_{Lfv} \\ v_{Ccc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_i(r_{ci}+r_i)} \\ \frac{r_{ci}}{L_{fv}(r_{ci}+r_i)} \\ 0 \end{bmatrix} [v_i], \quad (3.6)$$

em que z_{a2} é dado por

$$z_{a2} = \left(\frac{r_{ci} r_i}{r_{ci} + r_i} + r_L + r_{d1} + \frac{R_{eq} r_{cc}}{R_{eq} + r_{cc}} \right).$$

As matrizes de estados para as saídas podem então ser escritas na forma $\mathbf{y} = \mathbf{C}_2\mathbf{x} + \mathbf{D}_2\mathbf{u}$ e são representadas por

$$\begin{bmatrix} v_{fv} \\ i_{Lfv} \\ v_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_i}{r_{ci}+r_i} & -\frac{r_i r_{ci}}{r_{ci}+r_i} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & \frac{R_{eq} r_{cc}}{R_{eq}+r_{cc}} & \frac{R_{eq}}{R_{eq}+r_{cc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ci} \\ i_{Lfv} \\ v_{Ccc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{r_{ci}}{r_{ci}+r_i} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [v_i]. \quad (3.7)$$

Para que o valor médio das equações que relacionam a entrada às saídas seja obtido, é necessário ponderar as matrizes usadas para a representação em espaço de estados através de sua relação com o ciclo de trabalho. Este valor médio é então utilizado para a obtenção do modelo de pequenos sinais em torno do ponto de operação, como será observado na próxima seção.

3.1.2 Modelo em Pequenos Sinais

Para a representação do conversor em pequenos sinais (em torno do ponto de operação) será considerado que as grandezas com letras minúsculas indicam valores instantâneos e grandezas definidas com letras maiúsculas representam seus respectivos valores de regime permanente.

Assumindo a operação em modo de condução contínua, o modelo médio que representa o conversor é obtido através da combinação linear das matrizes ponderadas pelo período relativo a cada intervalo de chaveamento. Dessa forma, considerando a chave eletrônica S fechada no período kT_s e aberta no período $(1-k)T_s$, em que k varia no intervalo $[0,1]$, são encontrados as matrizes que descrevem esse comportamento:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{A}_1k + \mathbf{A}_2(1-k), \\ \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1k + \mathbf{B}_2(1-k), \\ \mathbf{C} &= \mathbf{C}_1k + \mathbf{C}_2(1-k), \\ \mathbf{D} &= \mathbf{D}_1k + \mathbf{D}_2(1-k). \end{aligned} \quad (3.8)$$

Dessa forma, o valor médio das variáveis de estado e das saídas pode ser computado resolvendo

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (3.9)$$

e

$$\mathbf{Y} = -\mathbf{C}\mathbf{X} + \mathbf{D}\mathbf{U}. \quad (3.10)$$

Considerando que qualquer valor instantâneo é a soma do seu valor de regime permanente e uma pequena perturbação, indicada por (\sim), o conjunto de equações pode ser descrito como

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + [\mathbf{B} \ \mathbf{F}] \tilde{\mathbf{h}}, \\ \tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} + [\mathbf{D} \ \mathbf{W}] \tilde{\mathbf{h}}, \end{aligned} \quad (3.11)$$

em que

$$\mathbf{F} = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}, \quad (3.12)$$

$$\mathbf{W} = (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2)\mathbf{U}, \quad (3.13)$$

e $\tilde{\mathbf{h}} = [\tilde{u} \ \tilde{k}]^T$. Dessa forma, é realizada a transformação do domínio do tempo para o domínio da frequência através do uso da transformada de Laplace para que seja possível obter a matriz $\mathbf{G}^{fv}(\mathbf{s})$ constituídas pelos polinômios $G_{MN}^{fv}(s)$ sendo que suas M linhas e N colunas são representadas pelas saídas controladas e pelas entradas, respectivamente, como observado na Tabela 3.3.

$$\mathbf{G}^{fv}(\mathbf{s}) = \mathbf{C}(\mathbf{s}\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}[\mathbf{B}\mathbf{F}] + [\mathbf{D}\mathbf{W}]. \quad (3.14)$$

Tabela 3.3 – Funções de transferência possíveis para o modelo do conversor *Boost*.

$G_{MN}^{fv}(s)$	$\tilde{u}(s)$	$\tilde{k}(s)$
$\tilde{v}_{fv}(s)$	$G_{11}^{fv}(s)$	$G_{12}^{fv}(s)$
$\tilde{i}_{Lfv}(s)$	$G_{21}^{fv}(s)$	$G_{22}^{fv}(s)$
$\tilde{v}_{cc}(s)$	$G_{31}^{fv}(s)$	$G_{32}^{fv}(s)$

Fonte: próprio autor.

Duas plantas são de interesse para o projeto dos controladores do conversor *Boost*. A primeira relaciona a tensão no ramo do capacitor C_i (aqui chamada de v_{fv}) ao ciclo de trabalho. A segunda relaciona a corrente i_{Lfv} ao ciclo de trabalho. Observando que a derivada da parte média das variáveis de estado é nula e que a multiplicação de duas variáveis em pequenos sinais pode ser desconsiderada, então as funções de transferência de interesse são escritas (que possuem como entrada a variação do ciclo de trabalho em torno do ponto linearizado) para o conversor *Boost* como

$$G_{vfv}(s) = G_{12}^{fv}(s) = \frac{\tilde{v}_{fv}(s)}{\tilde{k}} = \mathbf{C}_{vfv}(\mathbf{s}\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{F} + \mathbf{W} \quad (3.15)$$

e

$$G_{iLfv}(s) = G_{22}^{fv}(s) = \frac{\tilde{i}_{Lfv}(s)}{\tilde{k}(s)} = \mathbf{C}_{iLfv}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{F} + \mathbf{W}, \quad (3.16)$$

em que \mathbf{C}_{vfv} e \mathbf{C}_{iLfv} representam, respectivamente, a primeira e a segunda linha da matriz de saídas, descrita em (3.5) e (3.7).

3.1.3 Projeto dos Elementos Passivos

Para o projeto dos elementos passivos do conversor *Boost* foi utilizado o *software* Matlab®, da Mathworks® para a modelagem matemática e o dimensionamento do capacitor de entrada (C_i) e do indutor (L_{fv}). Para tal tarefa, foram utilizados circuitos com cargas equivalentes, com limites de corrente e de potência de entrada, incluindo ainda as informações relevantes dos outros dispositivos que integram o projeto da microrrede como os semicondutores (IGBTs e diodos) e o banco de capacitores do elo CC. Por fim, foi realizada a segunda etapa, de validação do método, utilizando uma segunda plataforma de simulação, o *software* PSIM®, da Powersim®.

Graças ao uso do modelo em espaço de estados descrito na Seção 3.1.1, somente o comportamento da tensão de entrada do conversor é simplificada para o projeto dos elementos passivos, ou seja, para reduzir a complexidade no projeto, a tensão de entrada do conversor foi representado por uma fonte ideal. Uma vez que a modelagem do conversor em espaços de estados na Seção 3.1.1 apresenta as expressões que definem as oscilações das variáveis de interesse no tempo, é possível computar os valores de *ripple* máximo de acordo com os dados da fonte de energia e do ganho de tensão necessário de acordo com os dados mostrados na Tabela 3.4.

Tabela 3.4 – Dados de operação em regime do conversor *Boost*.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência máxima de entrada	P_{fv}^{max}	10 kW
Tensão de entrada máxima	v_{fv}^{max}	350 V
Tensão de entrada mínima	v_{fv}^{min}	270 V
Corrente de entrada máxima	i_{fv}^{max}	40 A
Tensão do elo CC	v_{cc}	400 V
Ganho máximo de tensão	mfv_v^{max}	1,66
Resistência parasita do elo CC	r_{cc}	36 mΩ
Capacitância do elo CC	C_{cc}	3 mF
Resistência de condução da chave IGBT	r_s	3 mΩ
Resistência de condução do diodo	r_{d1}	3 mΩ
Frequência de chaveamento	f_{sw}	12 kHz

Fonte: próprio autor.

Além disso, é importante ressaltar que é necessário verificar o funcionamento do conversor no modo de condução contínua e em cenários de baixo carregamento, buscar a

redução do peso e do volume dos elementos passivos e de eventuais ondulações na tensão terminal do conversor. Portanto, tomando como base todos os fatores anteriormente mencionados para o conversor e para o arranjo de painéis fotovoltaicos, foram definidos os limites aceitáveis de *ripple* para corrente e tensão nas quais os painéis fotovoltaicos são submetidos bem como, para a corrente que circula através do indutor conforme é visualizado, na Tabela 3.5.

Tabela 3.5 – Limites de *ripple* objetivados para o conversor *Boost*.

Parâmetro	Valor(%)	Valor absoluto
<i>Ripple</i> máximo na tensão de entrada	1	3,5 V
<i>Ripple</i> máximo na corrente de entrada	2	0,8 A
<i>Ripple</i> máximo na corrente do indutor	15	6 A

Fonte: próprio autor.

Prosseguindo com a análise do esforço máximo do conversor em termos de ganho de tensão e com intuito de evitar o sobredimensionamento dos elementos passivos necessários, é definida a matriz $\mathbf{C}_{v_{cc}}$ como a média ponderada para as matrizes de saída para a tensão no ramo da carga equivalente R_{eq} , ou seja,

$$\mathbf{C}_{v_{cc}} = k \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{R_{eq}}{R_{eq} + r_{cc}} \end{bmatrix} + (1 - k) \begin{bmatrix} 0 & \frac{R_{eq} r_{cc}}{R_{eq} + r_{cc}} & \frac{R_{eq}}{R_{eq} + r_{cc}} \end{bmatrix}. \quad (3.17)$$

Assim, é então possível utilizar a transformada de Laplace para obter a função de transferência do ganho de tensão do conversor:

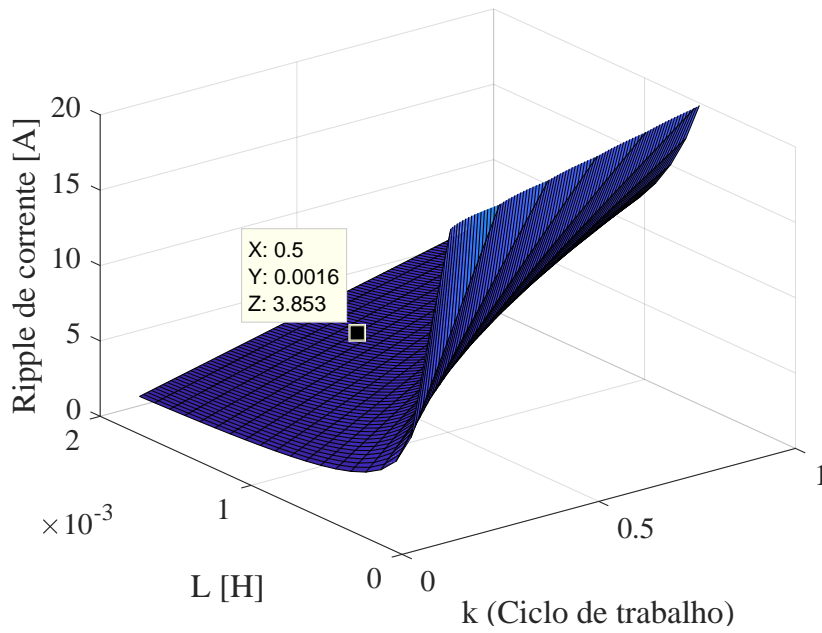
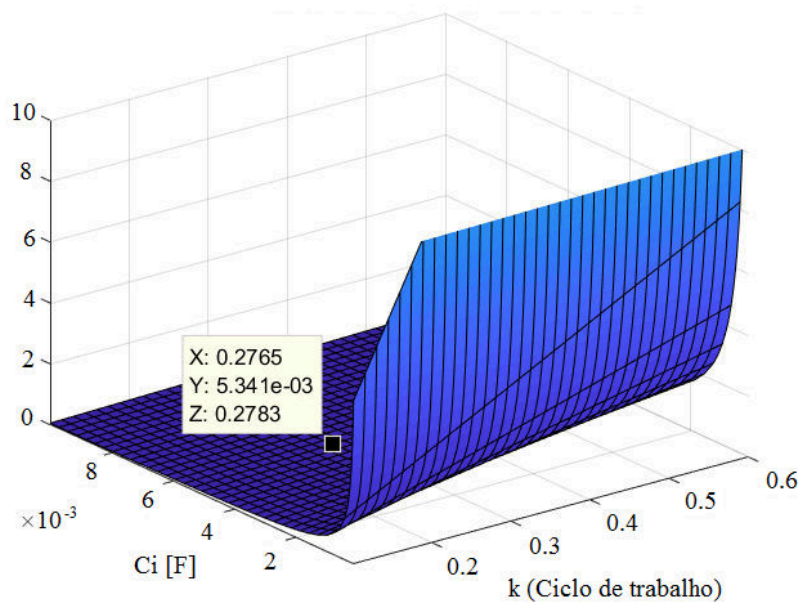
$$mfv_v(s) = \mathbf{C}_{v_{cc}}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}. \quad (3.18)$$

Nesse contexto, é necessário utilizar duas etapas para calcular o ganho estático do conversor. No primeiro passo, é aplicado o teorema do Valor Final sobre (3.18), ou seja, (3.18) é ponderada de s quando $s \rightarrow 0$. A segunda etapa, é avaliada analisando a resposta ao degrau da metodologia realizada previamente somente assim, é possível obter

$$Mfv_v = \frac{1}{s} \lim_{s \rightarrow 0} s mfv_v(s) = \lim_{s \rightarrow 0} (\mathbf{C}_{v_{cc}}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}) = -\mathbf{C}_{v_{cc}}\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}. \quad (3.19)$$

Utilizando (3.19) e as derivadas para os intervalos de chaveamento, presentes em (3.4) e (3.6), foram criados *scripts* em Matlab para análise dos valores de indutância e capacitância adequados cujo resultado para a análise é mostrado graficamente na Figura 3.6.

Como ilustrado nas Figuras 3.6 e 3.7, o valor do *ripple* da corrente no indutor e da tensão no capacitor de entrada aumentam para valores de ciclo de trabalho próximos à unidade. Assim, após todos os testes, ao alterar o carregamento do conversor e considerar os piores casos, foi possível calcular os requisitos mínimos que os elementos passivos devem possuir para serem utilizados nesse conversor conforme é listado na Tabela 3.6.

Figura 3.6 – *Ripple* de corrente em função do ciclo de chaveamento e da indutância para o conversor *Boost*.Figura 3.7 – *Ripple* de tensão em função do ciclo de chaveamento e da capacitância para o conversor *Boost*.Tabela 3.6 – Requisitos mínimos computados no dimensionamento de elementos passivos para o conversor *Boost*.

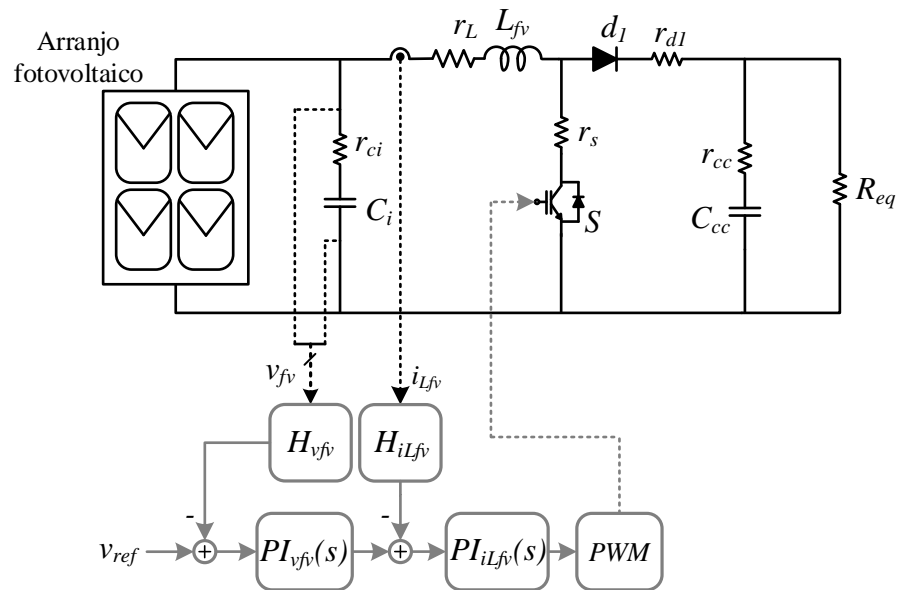
Componente	Valor	Resistência série
Indutor (L_{fv})	920 μH	$\leq 100 \text{ m}\Omega$
Capacitor (C_i)	1 mF	50 $\text{m}\Omega$

Fonte: próprio autor.

3.1.4 Projeto dos Controladores

Uma vez computadas as funções de transferência da tensão na entrada do conversor e da corrente no indutor em relação ao ciclo de trabalho e calculados os elementos passivos, são projetados os controladores que atuarão sobre o chaveamento, como observado na Figura 3.8.

Figura 3.8 – Sistema de controle do conversor *Boost*.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 3.8, as variáveis mostradas são definidas como:

i_{Lfv} : corrente do indutor do conversor *Boost*;

H_{iLfv} : ganho de realimentação para a malha de corrente no indutor do conversor;

H_{vfv} : ganho de realimentação para a malha de tensão do arranjo fotovoltaico;

v_{ref} : tensão de referência;

$PI_{vfv}(s)$: controlador PI para a tensão do arranjo de painéis fotovoltaicos;

$PI_{iLfv}(s)$: controlador PI para a corrente no indutor do conversor *Boost*;

PWM : modulação resultante do controle para a referência.

Assim, o cálculo do ganho dos controladores PI ocorre utilizando a ferramenta Matlab® e considera as especificações das Tabelas 3.7 e 3.8.

Tabela 3.7 – Parâmetros de projeto do controlador de corrente do conversor *Boost*.

Parâmetro	Valor
Frequência de chaveamento	12 kHz
Margem de fase	60°
Frequência de corte	1200 Hz
Ganho de realimentação	1/80

Fonte: próprio autor.

Tabela 3.8 – Parâmetros de projeto do controlador da malha de tensão do conversor *Boost*.

Parâmetro	Valor
Frequência de chaveamento	12 kHz
Margem de fase	60°
Frequência de corte	120 Hz
Ganho de realimentação	1/700

Fonte: próprio autor.

Utilizando a malha de controle em cascata ilustrada pela Figura 3.9 e os parâmetros das Tabelas 3.7 e 3.8, são obtidos os controladores $PI_{iLfv}(s)$ para a malha interna e $PI_{vfv}(s)$ para a malha externa:

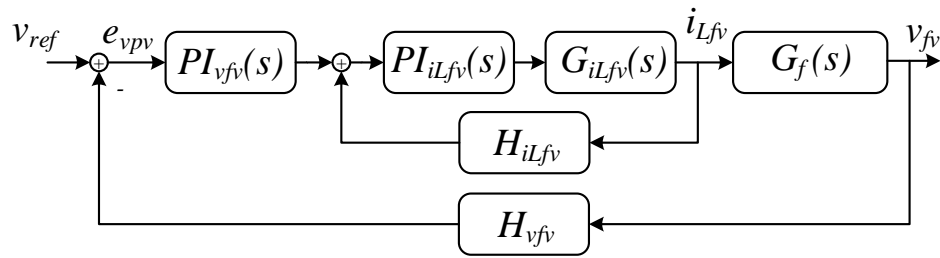
$$PI_{iLfv}(s) = 0,8458 + \frac{4027,8}{s}; \quad (3.20)$$

$$PI_{vfv}(s) = -1 - \frac{655,3}{s}. \quad (3.21)$$

Na Figura 3.9, $e_{v_{pv}}$ é o erro de tensão e $G_f(s)$ é a relação entre as plantas de corrente e tensão utilizadas, tal que

$$G_f(s) = \frac{G_{vfv}(s)}{G_{iLfv}(s)}. \quad (3.22)$$

Observando as Figuras 3.10 e 3.11, é possível inferir que é importante avaliar a resposta em frequência de malha aberta e de malha fechada para a planta de corrente do conversor

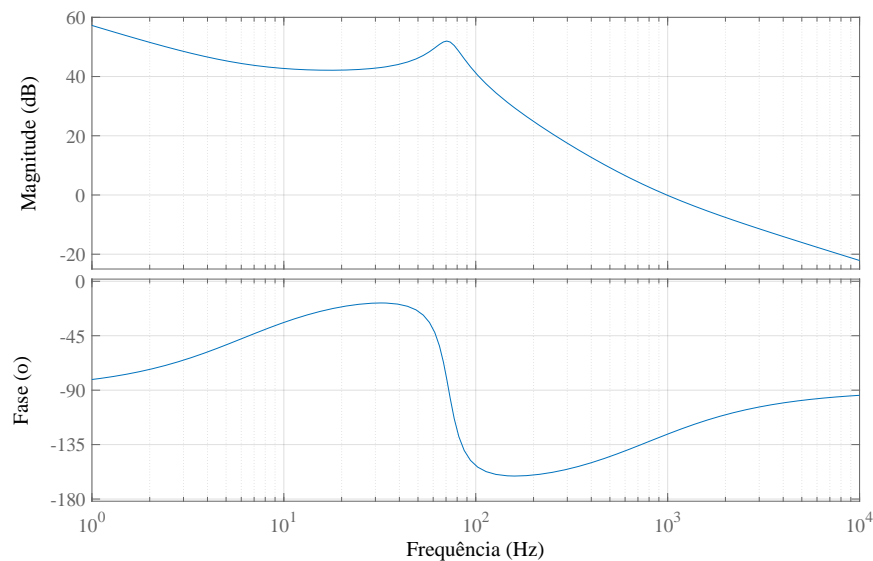
Figura 3.9 – Malha de controle em cascata do conversor *Boost*.

Fonte: próprio autor.

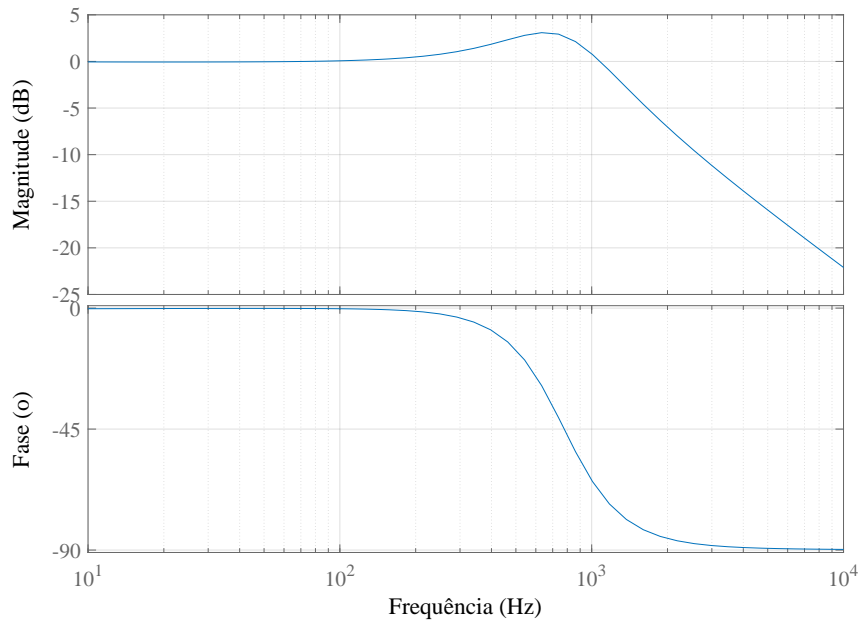
Boost de forma que seja possível determinar ganho cc, máximo giro de fase e limiar de estabilidade em malha aberta bem como, qual é a banda passante em Hz, pontos de ressonância e deslocamentos de fase em malha em fechada.

Através da Figura 3.10 é observado uma magnitude de 57 dB nas frequências próximas ao nível CC bem como, um decaimento a uma taxa de aproximadamente -20dB/década até um ponto de ressonância localizado em 70 Hz. Depois, seguindo na faixa de frequências consideradas no gráfico, ocorre um aumento na razão de atenuação da magnitude, para aproximadamente -40 dB/década que é mantido nas frequências mais altas, ou seja, acima do ponto de cruzamento localizado em 1 kHz. Através da comparação entre as Figuras 3.10 e 3.11 é factível determinar os efeitos após o fechamento da malha de controle.

Além disso, é possível observar que a magnitude próxima a 0 dB ocorre para as frequências inferiores a 200 Hz, restando um pico de 2,5 dB localizado em 650 Hz, antes do ponto cruzamento. Após o ponto de cruzamento, a magnitude é atenuada de forma constante, a uma razão de -20 dB/década.

Figura 3.10 – Resposta em frequência de malha aberta para a planta de corrente do conversor *Boost*.

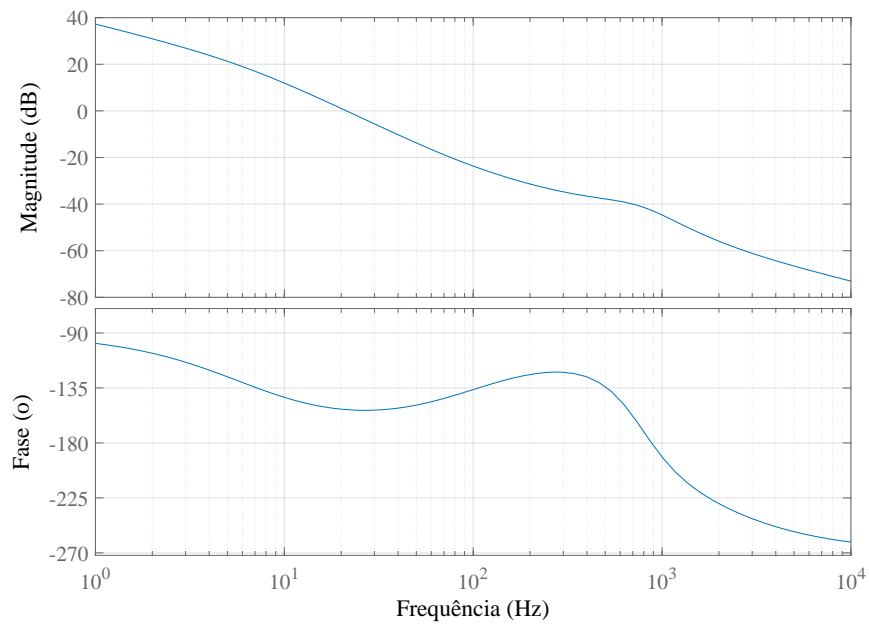
Fonte: próprio autor.

Figura 3.11 – Resposta em frequência de malha fechada para a planta de corrente do conversor *Boost*.

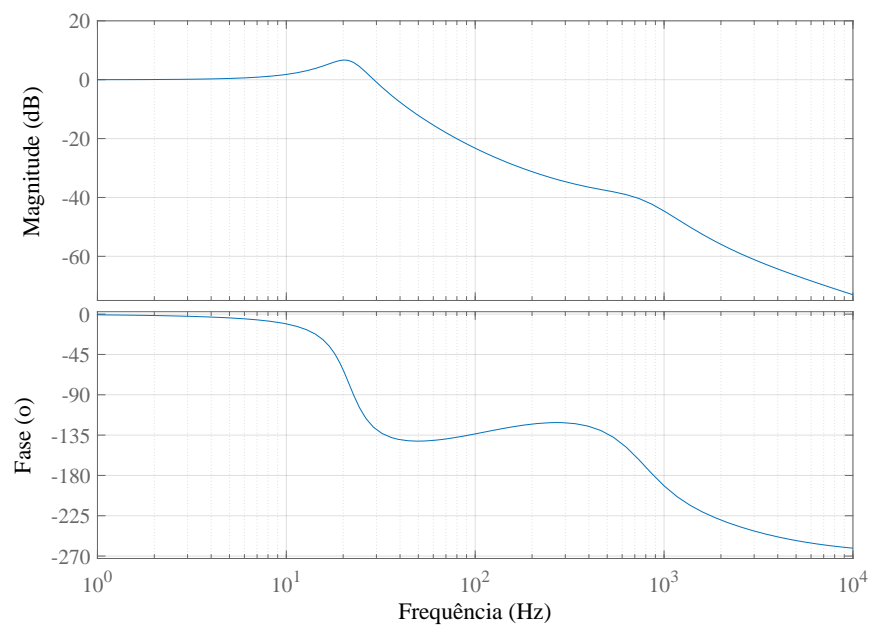
Fonte: próprio autor.

Por outro lado, as Figuras 3.12 e 3.13 descrevem as respostas em frequência das malhas aberta e fechada para a planta de tensão do mesmo conversor. Nesse ponto é importante mencionar que para avaliá-la (malha de tensão) foi necessário calcular o *loop* de corrente em malha fechada e somente então, proceder com a análise da malha externa.

Através da Figura 3.12 é verificado uma magnitude de 40 dB nas frequências próximas de 0 Hz e que esta decresce a uma taxa de -40 dB/década em todo o domínio avaliado. Por outro lado, quando é realizada uma comparação entre as Figuras 3.12 e 3.13, ficou constatado uma magnitude 0 dB para as frequências abaixo de 10 Hz e um pico de 7 dB localizado em 20 Hz e que se localiza em um ponto inferior ao ponto cruzamento. Por fim, acima do ponto de cruzamento, ou seja, acima da frequência de cruzamento, a atenuação foi mantida em uma razão de -40 dB/década.

Figura 3.12 – Resposta em frequência de malha aberta para a planta de tensão do conversor *Boost*.

Fonte: próprio autor.

Figura 3.13 – Resposta em frequência de malha fechada para a planta de tensão do conversor *Boost*.

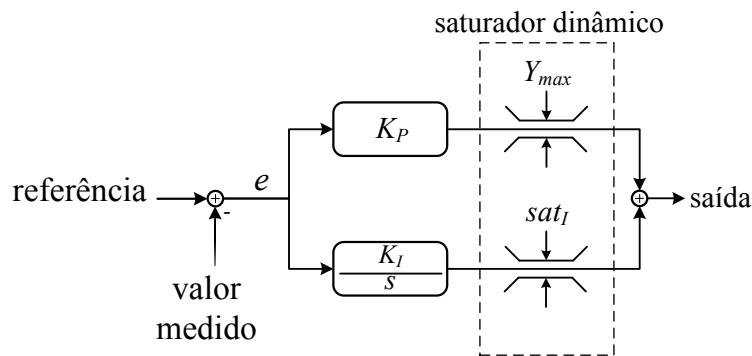
Fonte: próprio autor.

Nesse contexto, como forma de melhorar a resposta da malha de controle e diminuir o sobressinal, foi adicionado a cada controlador PI, um saturador dinâmico segundo o método descrito em (BUSO; MATTAVELLI, 2006) para evitar o carregamento da ação integral e que é chamado de efeito *wind-up*. O saturador dinâmico utilizado, cuja representação pode ser vista na Figura 3.14, limita a saída do controlador ao valor Y_{max} com isso, o limitador $|sat_I|$, cujo módulo é calculado de acordo com (3.23), é ajustado gradualmente.

Nesse sentido, a Figura 3.14 demonstra, genericamente, um controlador do tipo *PI* cujo parâmetro e representa o erro entre o valor medido e sua referência, enquanto que K_P e K_I estão relacionados aos ganhos proporcional e ganho integral do controlador utilizado.

$$|sat_I| = Y_{max} - |e K_P| \quad (3.23)$$

Figura 3.14 – Representação em diagrama de blocos do controlador PI com saturador dinâmico.



Fonte: adaptado de Buso e Mattavelli (2006).

3.2 Conversor *Buck-Boost* Bidirecional

O conversor *Buck-Boost* bidirecional (referido neste trabalho apenas como conversor *Buck-Boost*) é o resultado do acoplamento antiparalelo dos conversores *Buck* e *Boost* em suas topologias clássicas (GORJI et al., 2019). Neste projeto, esse conversor é responsável pela interface entre a bateria do eletroposto e o elo CC.

Nesse sentido, as baterias são dispositivos representados por células de íons de lítio recarregáveis e são baseadas no modelo VL34570 que é fabricado pela Saft. Além disso, os principais parâmetros e limites operacionais das células e do conjunto todo são apresentados nas Tabelas 3.9 e 3.10, respectivamente.

Utilizando os mesmos procedimentos relacionados ao conversor *Boost*, a topologia do conversor conectada aos terminais da bateria foi escolhida devido à sua eficiência em regiões de operação com baixo ganho de tensão (< 4) (HART, 2011), podendo alcançar valores acima de 90%, como descrito por Javed, Vandeveld e Belie (2021), Wang, Geng e Meng (2008) e Sahu e Rincon-Mora (2005). Nesse contexto, o modelo desse dispositivo

Tabela 3.9 – Parâmetros da célula de lítio do modelo VL34570.

Parâmetro	Valor/Quantidade
Tipo de célula	íons de lítio, recarregável
Tensão especificada	3,7 V
Tensão de corte de descarga	2,5 V
Capacidade especificada	5,4 Ah
Resistência interna	65 mΩ
Tensão máxima	4,2 V
Tensão no ponto exponencial	3,75 V
Tensão nominal	3,6 V
Capacidade máxima	6,0 Ah
Capacidade no ponto exponencial	2,5 Ah
Capacidade nominal	5,2 Ah

Fonte: Saft (2007).

Tabela 3.10 – Especificações da bateria recarregável.

Especificação	Valor/Quantidade
Número de células em série	85
Número de células em paralelo	12
Capacidade especificada	64,8 Ah
Tensão especificada	314,5 V
Tensão máxima	357 V

Fonte: próprio autor.

eletrônico é analisado e o dimensionamento dos elementos passivos e o projeto de seu controlador podem ser realizados.

3.2.1 Modelo em Espaço de Estados

O conversor *Buck-Boost* é representado pela Figura 3.15 sendo que o circuito equivalente da bateria é expresso pela fonte de tensão v_{ar} e a resistência parasita r_{ar} enquanto que, as cargas conectadas ao elo CC são determinadas pelo resistor R_{eq} . Assim, ao modelar o conversor *Buck-Boost* no espaço de estados, é importante assumir que o vetor de estados seja representado conforme

$$[v_{Ccc} \quad v_{Car} \quad i_L]^T, \quad (3.24)$$

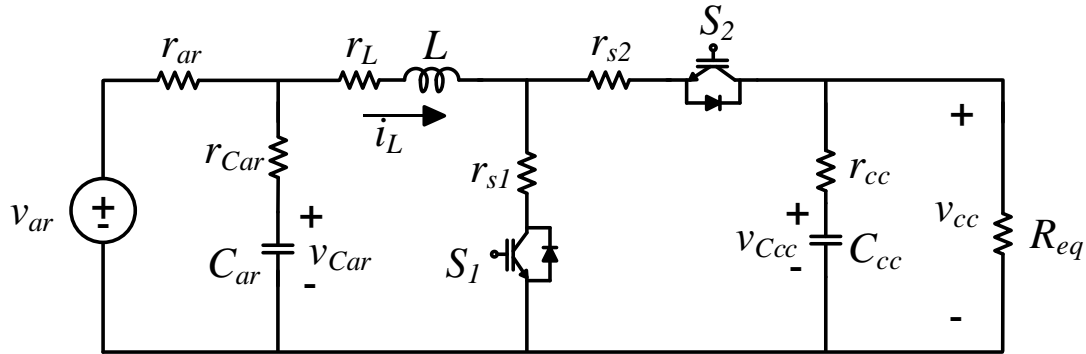
o vetor de entrada por

$$[v_{ar}] \quad (3.25)$$

e o vetor de saídas por

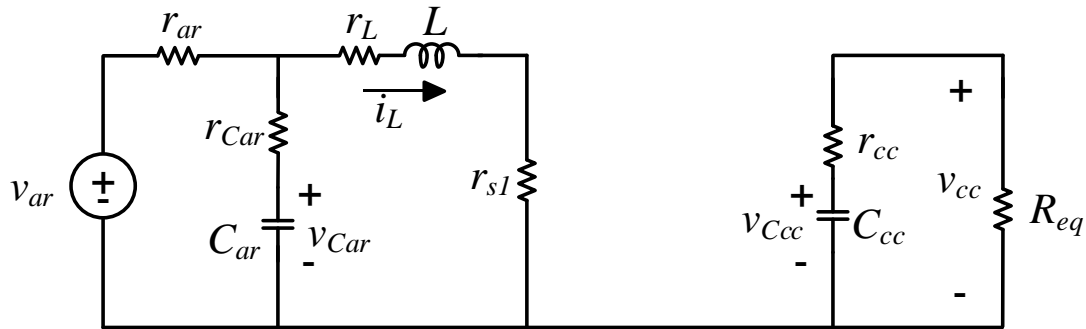
$$[v_{cc} \quad i_L]^T. \quad (3.26)$$

Considerando que haverá um chaveamento através da PWM com ciclo de trabalho k e período T_s , então a chave S_1 permanece fechada durante o tempo de kT_s e S_2 permanece

Figura 3.15 – Conversor *Buck-Boost* bidirecional.

Fonte: próprio autor.

aberta no mesmo período, o circuito resultante é representado pela Figura 3.16. A partir

Figura 3.16 – Conversor *Buck-Boost* considerando a chave S_1 fechada e a chave S_2 aberta.

Fonte: próprio autor.

da aplicação das leis de Kirchhoff de tensão e de corrente sobre o circuito representado pela Figura 3.16, são encontradas as matrizes de estados na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}$:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{C_{cc}}}{dt} \\ \frac{dv_{C_{ar}}}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C_{cc}(r_{cc} + R_{eq})} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{ar}(r_{ar} + r_{Car})} & -\frac{r_{ar}}{C_{ar}(r_{ar} + r_{Car})} \\ 0 & \frac{r_{ar}}{L(r_{ar} + r_{Car})} & -\frac{1}{L}(z_{b1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C_{cc}} \\ v_{C_{ar}} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C_{ar}(r_{ar} + r_{Car})} \\ \frac{r_{Car}}{L(r_{ar} + r_{Car})} \end{bmatrix} [v_{ar}], \quad (3.27)$$

em que z_{b1} é dado por

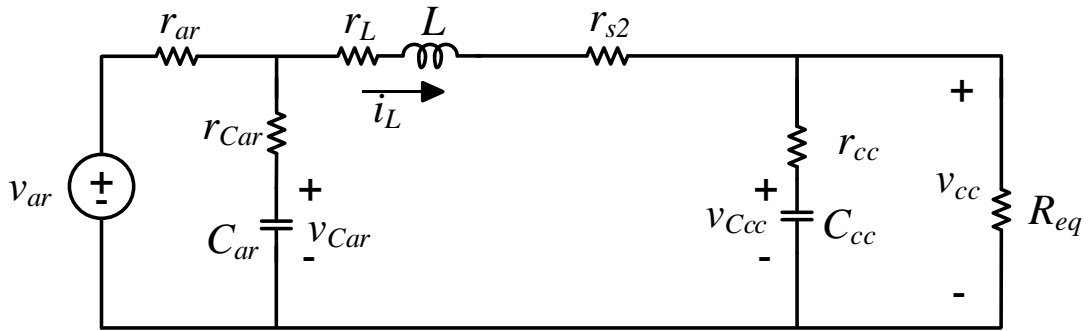
$$z_{b1} = \left(\frac{r_{ar} r_{Car}}{r_{ar} + r_{Car}} + r_L + r_{s1} \right).$$

Já as matrizes de saídas podem então ser escritas na forma $\mathbf{y} = \mathbf{C}_1 \mathbf{x} + \mathbf{D}_1 \mathbf{u}$ e são representadas por

$$\begin{bmatrix} v_{cc} \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{eq}}{R_{eq}+r_{cc}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Ccc} \\ v_{Car} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} [v_{ar}]. \quad (3.28)$$

Com base no procedimento adotado anteriormente para o segundo intervalo de chaveamento, considerando o semiconductor S_1 aberto e S_2 fechado durante o intervalo de operação dado por $(1-k)T_s$, foi possível encontrar o circuito demonstrado na Figura 3.17. Assim, ao aplicar novamente as leis de Kirchhoff de corrente e de tensão, são encontradas

Figura 3.17 – Conversor *Buck-Boost* considerando a chave S_1 aberta e a chave S_2 fechada.



Fonte: próprio autor.

as matrizes de estados na forma $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2\mathbf{x} + \mathbf{B}_2\mathbf{u}$:

$$\begin{bmatrix} \frac{dv_{Ccc}}{dt} \\ \frac{dv_{Car}}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{C_{cc}(r_{cc}+R_{eq})} & 0 & -\frac{R_{eq}}{C_{cc}(r_{cc}+R_{eq})} \\ 0 & -\frac{1}{C_{ar}(r_{ar}+r_{Car})} & -\frac{r_{ar}}{C_{ar}(r_{ar}+r_{Car})} \\ -\frac{R_{eq}}{L(r_{cc}+R_{eq})} & \frac{r_{ar}}{L(r_{ar}+r_{Car})} & -\frac{1}{L}(z_{b2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Ccc} \\ v_{Car} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{C_{ar}(r_{ar}+r_{Car})} \\ \frac{r_{Car}}{L(r_{ar}+r_{Car})} \end{bmatrix} [v_{ar}], \quad (3.29)$$

em que z_{b2} é dado por

$$z_{b2} = \left(\frac{r_{ar} r_{Car}}{r_{ar} + r_{Car}} + r_L + r_{s2} + \frac{r_{cc} R_{eq}}{r_{cc} + R_{eq}} \right).$$

Por sua vez, as matrizes de saídas para esse modo de operação podem então ser escritas na forma $\mathbf{y} = \mathbf{C}_2\mathbf{x} + \mathbf{D}_2\mathbf{u}$ e representadas por

$$\begin{bmatrix} v_{cc} \\ i_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{eq}}{R_{eq}+r_{cc}} & 0 & \frac{r_{cc} R_{eq}}{r_{cc}+R_{eq}} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Ccc} \\ v_{Car} \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} [v_{ar}]. \quad (3.30)$$

Conforme a metodologia adotada na obtenção do modelo do conversor *Boost*, é necessário ponderar as matrizes representadas em (3.27-3.30) afim de obter o modelo em pequenos sinais em torno do ponto de operação para o conversor *Buck-Boost*. Dessa forma, a mesma abordagem da Seção 3.1.2 é utilizada a seguir.

3.2.2 Modelo em Pequenos Sinais

Para a representação do conversor em modelo de pequenos sinais em torno do ponto de operação, será novamente considerado que as grandezas identificadas com letras minúsculas indicam valores instantâneos e grandezas representadas por letras maiúsculas denotam seus respectivos valores de regime permanente conforme foi adotado para a Seção 3.1.2.

Assumindo operação em modo de condução contínua, o modelo médio que representa o conversor é obtido através da combinação linear das matrizes ponderadas pelo período relativo a cada intervalo de chaveamento. Dessa forma, considerando que o semiconductor S_1 está fechado no período $k T_s$ e aberto no período $(1-k) T_s$, de forma complementar a S_2 , são obtidos precisamente os mesmos resultados descritos pelas equações (3.8-3.13).

Em seguida, é aplicada a transformada de Laplace e obtido o grupo $\mathbf{G}(s)$ de funções de transferência associadas, cujas relações de entrada e saída são mostradas na Tabela 3.11.

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}[\mathbf{BF}] + [\mathbf{DW}]. \quad (3.31)$$

Tabela 3.11 – Funções de transferência possíveis para o modelo do conversor *Buck-Boost*.

$G_{mn}(s) = \frac{\tilde{y}_m(s)}{\tilde{h}_n(s)}$	$\tilde{u}(s)$	$\tilde{k}(s)$
$\tilde{v}_{cc}(s)$	$G_{11}(s)$	$G_{12}(s)$
$\tilde{i}_L(s)$	$G_{21}(s)$	$G_{22}(s)$

Fonte: próprio autor.

Para o projeto do controlador do conversor *Buck-Boost* é necessária a planta que relaciona a corrente i_L ao ciclo de trabalho, dada por

$$G_{i_L}(s) = G_{22}(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{k}(s)} = \mathbf{C}_{i_L}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{F} + \mathbf{W}, \quad (3.32)$$

em que \mathbf{C}_{i_L} representa a segunda linha da matriz de saídas, descrita em (3.28) e (3.30).

3.2.3 Projeto dos Elementos Passivos

Para o dimensionamento dos elementos passivos do conversor *Buck-Boost*, foi utilizado novamente o *software* Matlab[®], da Mathworks[®]. Foram realizadas a modelagem matemática e dimensionamento do capacitor de entrada (C_{ar}) e do indutor (L) com o objetivo de analisar sua performance em regime permanente, nos mesmos moldes das análises realizadas para o conversor *Boost*, como disposto na Seção 3.1.3. Foram utilizados circuitos com cargas equivalentes, com limites de corrente e de potência de entrada incluindo, novamente, informações relevantes de outros dispositivos que integram o projeto do Eletroposto como IGBTs, diodos e banco de capacitores do elo CC. Mais uma vez, a segunda etapa, de validação do método, é realizada utilizando o *software* PSIM[®], da Powersim[®].

Utilizando as expressões que definem as oscilações das variáveis de interesse no tempo, dadas segundo a modelagem do conversor em espaços de estados na Seção 3.2.1, é possível computar os valores de *ripple* máximo de acordo com os dados da fonte de energia e do ganho de tensão necessário. Os dados considerados são mostrados na Tabela 3.12. Além

Tabela 3.12 – Dados de operação em regime do conversor *Buck-Boost*.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência máxima de entrada	P_{ar}^{max}	20 kW
Tensão de entrada máxima	v_{ar}^{max}	350 V
Tensão de entrada mínima	v_{ar}^{min}	250 V
Corrente de entrada máxima	i_{ar}^{max}	81 A
Tensão do elo CC	v_{cc}	400 V
Ganho máximo de tensão	mv	2,2
Resistência parasita do elo CC	r_{cc}	36 mΩ
Capacitância do elo CC	C_{cc}	3 mF
Resistência de condução da chave IGBT	r_s	3 mΩ
Frequência de chaveamento	f_{sw}	12 kHz

Fonte: próprio autor.

dos parâmetros considerados na Tabela 3.12, também tem relevância o funcionamento em modo de corrente contínua mesmo em cenários de baixo carregamento, a redução de peso e volume dos elementos passivos e a redução de eventuais ondulações na tensão de saída do conversor. Portanto, tomando como base todos os requisitos anteriormente mencionados, para o conversor e a bateria do eletroposto, foram definidos os limites aceitáveis de *ripple* para corrente e tensão dos painéis e para a corrente no indutor, observados na Tabela 3.13. Realizadas as análises, usando a mesma abordagem anteriormente explicitada para o

Tabela 3.13 – Limites aceitáveis de *ripple* para o conversor *Buck-Boost*.

Parâmetro	Valor(%)	Valor absoluto
<i>Ripple</i> máximo na tensão de entrada	0,5	1,75 V
<i>Ripple</i> máximo na corrente de entrada	2	1,62 A
<i>Ripple</i> máximo na corrente do indutor	5	4,05 A

Fonte: próprio autor.

conversor *Boost*, foram calculados os requisitos mínimos para os elementos passivos que atendem as condições aceitáveis. Estes são mostrados na Tabela 3.14.

Tabela 3.14 – Requisitos mínimos computados no dimensionamento de elementos passivos para o conversor *Buck-Boost*

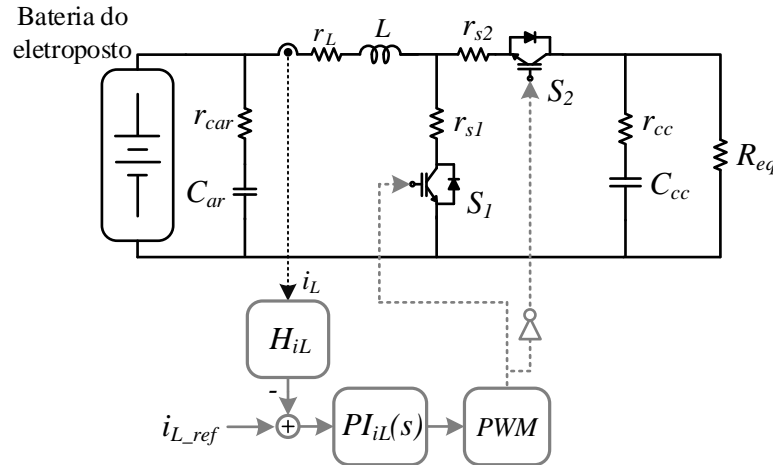
Componente	Valor	Resistência série
Indutor (L)	1,1 mH	≤ 100 mΩ
Capacitor (C_{ar})	47 μF	50 mΩ

Fonte: próprio autor.

3.2.4 Projeto do Controlador

Uma vez computada a função de transferência da corrente no indutor em relação ao ciclo de trabalho e calculados os elementos passivos, a obtenção das constantes do controlador PI ocorre utilizando a ferramenta Matlab[®] e considera as especificações da Tabela 3.15. A Figura 3.18 evidencia o sistema de controle do conversor *Buck-Boost*.

Figura 3.18 – Sistema de controle do conversor *Buck-Boost*.



Fonte: próprio autor.

Tabela 3.15 – Parâmetros de projeto do controlador de corrente do conversor *Buck-Boost*.

Parâmetro	Valor
Frequência de chaveamento	12 kHz
Margem de fase	60°
Frequência de corte	1200 Hz
Ganho de realimentação (H_{iL})	1/160

Fonte: próprio autor.

Utilizando a malha de controle de corrente demonstrada pela Figura 3.19 e os parâmetros considerados, obtém-se o controlador $PI_{iL}(s)$:

$$PI_{iL}(s) = 2,4771 + \frac{10770,0}{s}. \quad (3.33)$$

As variáveis representadas na Figura 3.18 são descritas como:

i_L : corrente do indutor do conversor *Buck-Boost*;

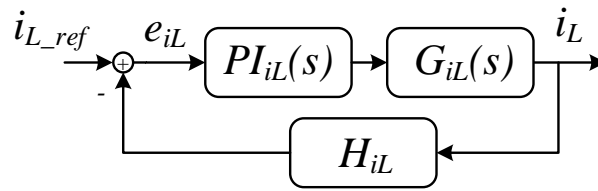
H_{iL} : ganho de realimentação para a malha de corrente no indutor do conversor;

i_{L_ref} : corrente de referência;

$PI_{iL}(s)$: controlador PI para a corrente;

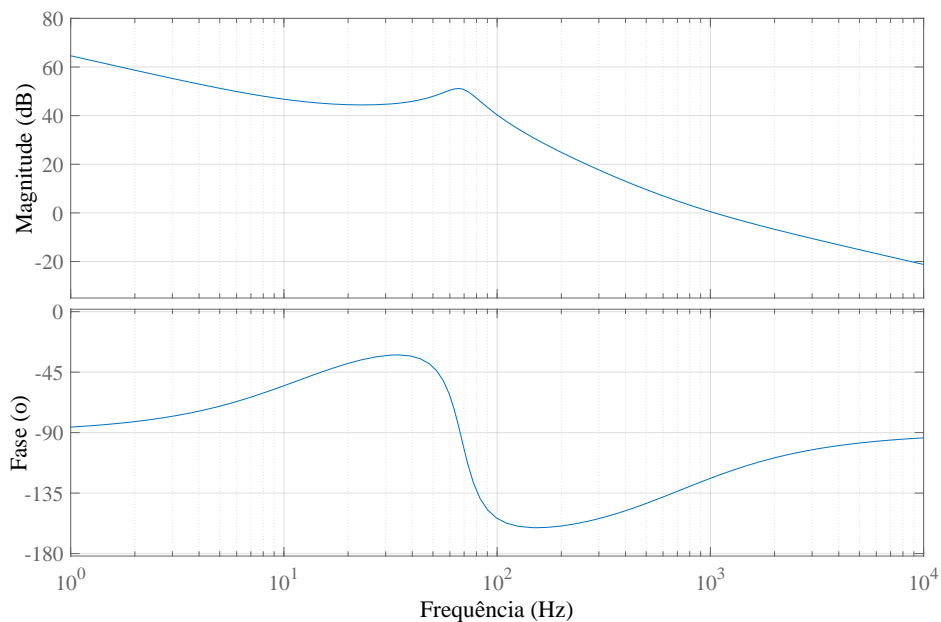
PWM : modulação resultante do controle para a referência.

Na Figura 3.19, e_{iL} é o erro de corrente. Por fim, as Figuras 3.20 e 3.21 mostram os diagramas de Bode para a malha aberta e a malha fechada.

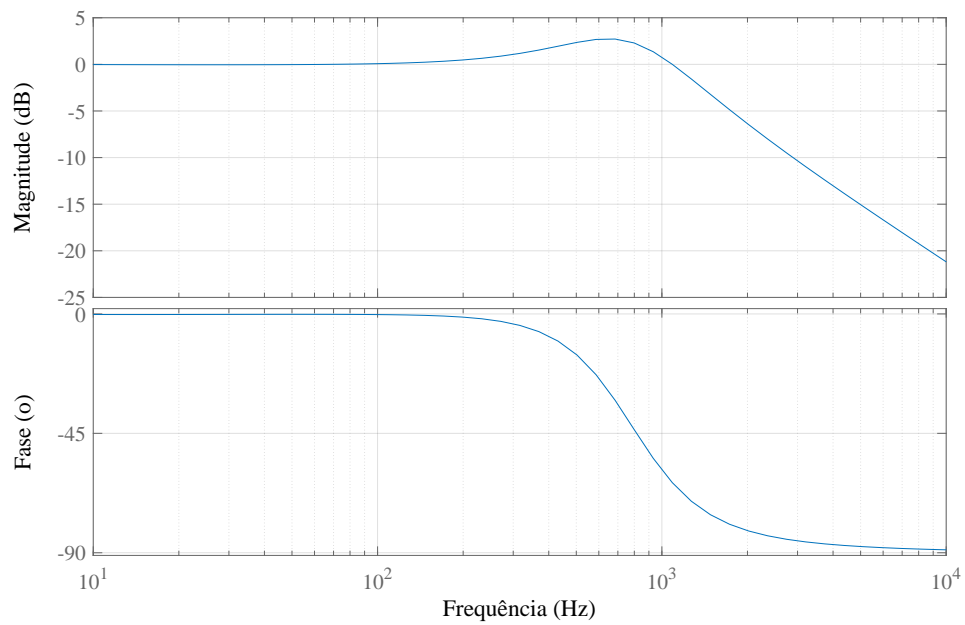
Figura 3.19 – Malha de controle do conversor *Buck-Boost*.

Fonte: próprio autor.

Através da Figura 3.20 podemos observar um comportamento análogo ao observado para o controlador de corrente do conversor *Boost*. É possível observar uma magnitude de 65 dB nas frequências mais baixas consideradas e que esta decresce a uma taxa de aproximadamente -20dB/década até um ponto de ressonância localizado em 70 Hz. Seguindo através das frequências consideradas na análise, ocorre um aumento na razão de descida da magnitude, para aproximadamente -40 dB/década que se mantém nas frequências mais altas, até depois do ponto de cruzamento que se localiza em 1 kHz. Através da comparação entre as Figuras 3.20 e 3.21 podemos observar os efeitos após o fechamento da malha de controle. A magnitude foi levada a aproximadamente zero para as frequências abaixo de 200 Hz restando um pico de 2,5 dB localizado em 700 Hz, antes do ponto de cruzamento. Após o ponto de cruzamento, a magnitude é atenuada de forma constante, a uma razão de aproximadamente -20 dB/década.

Figura 3.20 – Resposta em frequência da malha aberta para a planta de corrente do conversor *Buck-Boost*.

Fonte: próprio autor.

Figura 3.21 – Resposta em frequência da malha fechada para a planta de corrente do conversor *Buck-Boost*.

Fonte: próprio autor.

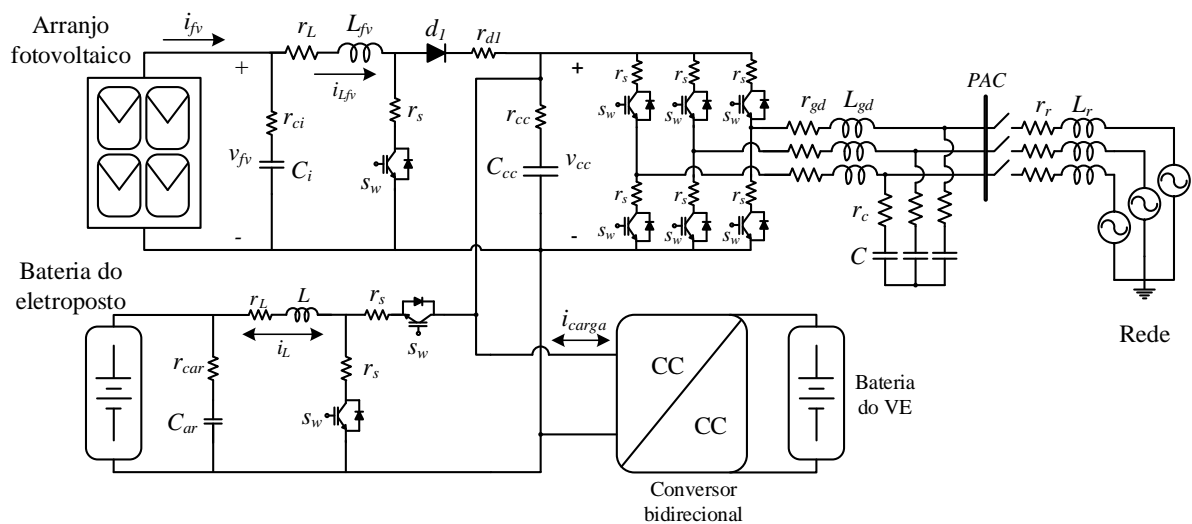
3.3 Considerações Finais

Este capítulo apresentou um estudo relacionado aos conversores CC-CC cujos projetos fazem parte dos objetivos desse trabalho. Ambos foram modelados em espaço de estados e tiveram aplicação de pequenos sinais para que o controle possa ser realizado. No Capítulo 4, a estratégia para o gerenciamento do eletroposto é apresentada. No mesmo capítulo, as malhas de controle dos conversores são unidas às funções responsáveis pelas regras de compartilhamento de carga e manutenção da estabilidade da microrrede CC.

Gerenciamento do Eletroposto

Neste capítulo a estratégia de gerenciamento do eletroposto, cujo circuito é visto na Figura 4.1, é descrita em detalhes, considerando os dois modos de operação (ilhado e conectado). Para fins de simplificação, os valores das perdas resistivas dos indutores do estágio CC foram iguados. Da mesma forma, as perdas de condução de todos os semicondutores (IGBTs) também foram consideradas iguais, conforme é observado nas Tabelas 4.1 e 4.2 onde são resumidas as especificações do eletroposto e dos componentes dos circuitos.

Figura 4.1 – Circuito do eletroposto.



Fonte: próprio autor.

Neste contexto, o texto elenca premissas básicas para o funcionamento, que incluem regras sobre o SoC da bateria do eletroposto, sobre o regime de operação dos conversores e sobre os limites de operação da microrrede, sendo as mesmas válidas em ambos os modos ilhado ou conectado. Em seguida são discutidas as estratégias aplicadas a cada conversor e ao eletroposto para os dois modos de operação acima mencionados. Posteriormente, são

detalhadas as regras matemáticas (curvas sigmóides) que atuarão sobre os controladores dos conversores.

Tabela 4.1 – Especificações de operação do eletroposto.

Parâmetro	Valor
Frequência nominal no PAC	60 Hz
Tensão <i>rms</i> no PAC (por fase)	127 V
Tensão de referência do elo CC	400 V
Limite de erro de tensão do elo CC	10 %
Capacidade da bateria do eletroposto	64,8 Ah
Tensão máxima da bateria do eletroposto	357 V
Região de operação do SoC da bateria do eletroposto	10 - 90%
Potência nominal do arranjo fotovoltaico	10 kW
Tensão máxima do arranjo fotovoltaico	347,2 V
Potência nominal do VSI	20 kW
Frequência de chaveamento dos conversores	12 kHz

Fonte: próprio autor.

Tabela 4.2 – Especificações dos componentes da microrrede CC.

Componente	Descrição	Valor	Perda	Valor da perda
C_i	Capacitor de entrada (<i>Boost</i>)	1 mF	r_{ci}	50 m Ω
L_{fv}	Indutor (<i>Boost</i>)	920 uH	r_L	100 m Ω
C_{ar}	Capacitor de entrada (<i>Buck-Boost</i>)	47 uF	r_{car}	50 m Ω
L	Indutor (<i>Buck-Boost</i>)	1,11 mH	r_L	100 m Ω
C_{cc}	Capacitor do elo CC	3 mF	r_{cc}	36 m Ω
L_{gd}	Indutância do filtro LCL	500 uH	r_{gd}	9 m Ω
C	Capacitância do filtro LCL	10 uF	r_c	2 Ω
L_r	Indutância equivalente da rede	500 uH	r_r	100 m Ω
d_1	Diodo do conversor <i>Boost</i>	N.A.	r_{d1}	3 m Ω
S_w	IGBT	N.A.	r_s	3 m Ω

Fonte: próprio autor.

4.0.1 Limites de Tensão para o Elo CC

A tensão do elo CC (v_{cc}) e sua variação podem ser associadas à estabilização e ao balanço de potência da microrrede (DRAGIĀEVIĆ et al., 2016). Considerando que v_{cc} está estável, uma carga que drene a corrente (i_{carga}) fará com que a tensão v_{cc} tenha seu nível reduzido, gerando um erro de tensão (e_{cc}). Portanto, o próprio erro de tensão pode servir como um indicativo do carregamento do elo CC. Para manter o balanço de potência, fontes conectadas devem aumentar a quantidade de corrente injetada no elo CC para mantê-lo estável. A mesma ideia pode ser utilizada na situação oposta, ou seja, quando i_{carga} é

injetada no elo CC, fontes conectadas devem aumentar a quantidade de corrente absorvida para mantê-lo estável.

Portanto, o comportamento da planta do elo CC é conhecido e está ligado às correntes que fluem por ele. Conseqüentemente, no caso do eletroposto, em que todas as cargas e fontes são conectadas ao elo CC através de conversores de potência e que o VE possui seus limites de operação conhecidos (ou padronizados), é possível manter o balanço de potência do elo CC através do controle das correntes dos conversores. Neste caso, não há necessidade de restaurar a tensão do elo CC.

Todavia, existe a necessidade de manter os níveis de tensões dentro de limites previamente estabelecidos, de acordo com o projeto de todos os conversores. Por exemplo, tratando do funcionamento do conversor *Boost*, a tensão do elo CC pode variar desde que continue em níveis acima da tensão do arranjo de painéis fotovoltaicos e desde que o limite de ganho máximo projetado para a operação do conversor não seja ultrapassado.

Dessa forma, de forma análoga ao caso das microrredes com controle descentralizado, o gerenciamento proposto calcula os valores de referência com regras independentes (neste caso, descritas matematicamente através de curvas sigmóides), sendo o estado de operação (ilhado ou conectado) a única informação disseminada a todos os controladores. Conseqüentemente, o balanço de potência pode ser mantido pelo conjunto de conversores ou por apenas um dos conversores bidirecionais (neste caso, *Buck-Boost* ou VSI).

Uma vez que o elo CC é mantido em 400 V e considerando as tensões máximas das fontes de energia conectadas, foi escolhido o seu limite de variação em 10%. Portanto, para quaisquer circunstâncias, a tensão do elo CC pode variar dentro da faixa pré-estabelecida que para esse projeto é de 360-440 V.

4.0.2 Limites de Operação para a Bateria do Eletroposto

É necessário monitorar o SoC da bateria do eletroposto para evitar que sua capacidade de armazenamento seja excedida ou exaurida. Com isso, o gerenciamento é projetado para operação com SoC na faixa de 10-90%. Além disso, é vantajoso, considerar a vida útil da bateria, manter as correntes de carga e descarga da bateria em valores reduzidos quando possível, como demonstrado por Lawder et al. (2014) e Tan et al. (2019).

4.0.3 Operação em Regime de Condução Contínua

O gerenciamento deve atuar de forma a sempre manter os conversores CC-CC em modo de condução contínua (MCC). Portanto, existem cenários que podem forçar o desligamento do conversor *Boost* quando a microrrede se encontra em modo ilhado para evitar que o mesmo opere em modo de condução descontínua (MCD), o que prejudicaria a vida útil dos painéis fotovoltaicos.

4.0.4 Capacidade de Atuação dos Conversores

Considerando o circuito do eletroposto, demonstrado através da Figura 4.1, é necessário observar que somente os conversores *Buck-Boost* e VSI possuem capacidade de atuar bidirecionalmente. Dessa forma, a energia injetada no eletroposto em operações do tipo V2G e a energia gerada pelo arranjo fotovoltaico devem ser utilizadas para a carga da bateria do eletroposto e enviada à rede de distribuição, de acordo com o estado de conexão com o PAC e com o SoC da mesma bateria. O conjunto formado pelos painéis e pelo conversor *Boost* atua apenas unidirecionalmente. Logo, o mesmo só pode contribuir ativamente para o balanço de energia do elo CC nos casos em que o VE injeta potência na microrrede. Neste caso, o gerenciamento deve reduzir a potência gerada, deixando de seguir o ponto de máxima potência.

Portanto, a responsabilidade de estabilizar a tensão do elo CC recai, em maior parte, sobre o gerenciamento dos conversores com capacidade bidirecional, ou seja, o conversor *Buck-Boost* e o VSI. O conjunto da geração fotovoltaica também contribui para esta estabilização mas sua capacidade de atuação é mais restrita quando comparada as limitações das demais fontes de energia e seus conversores.

Dessa forma, para que o eletroposto seja capaz de manter as operações de carga e descarga dos VEs, pelo menos um dos conversores com capacidade bidirecional deve atuar na estabilização do elo CC. Contudo, a operação do eletroposto também está sujeita à limitações ligadas ao modo de operação. Por exemplo, no modo ilhado, a operação da microrrede necessariamente depende do SoC da bateria do eletroposto. Neste caso, se o SoC alcançar o seu limite superior, o eletroposto não poderá atender a operações do tipo V2G e a geração fotovoltaica terá que ser desligada salvo os casos em que há um VE drenando uma de potência superior ao valor gerado.

Ainda considerando este exemplo, no modo ilhado, as operações de recarga do VE ficam impossibilitadas no caso em que o SoC da bateria do eletroposto atinge seu limite inferior. Por outro lado, quando o eletroposto opera ligado a rede de distribuição, pode haver maior compartilhamento de potência entre as fontes de energia e há menos dependência em relação ao SoC da bateria se comparamos este caso à operação ilhada.

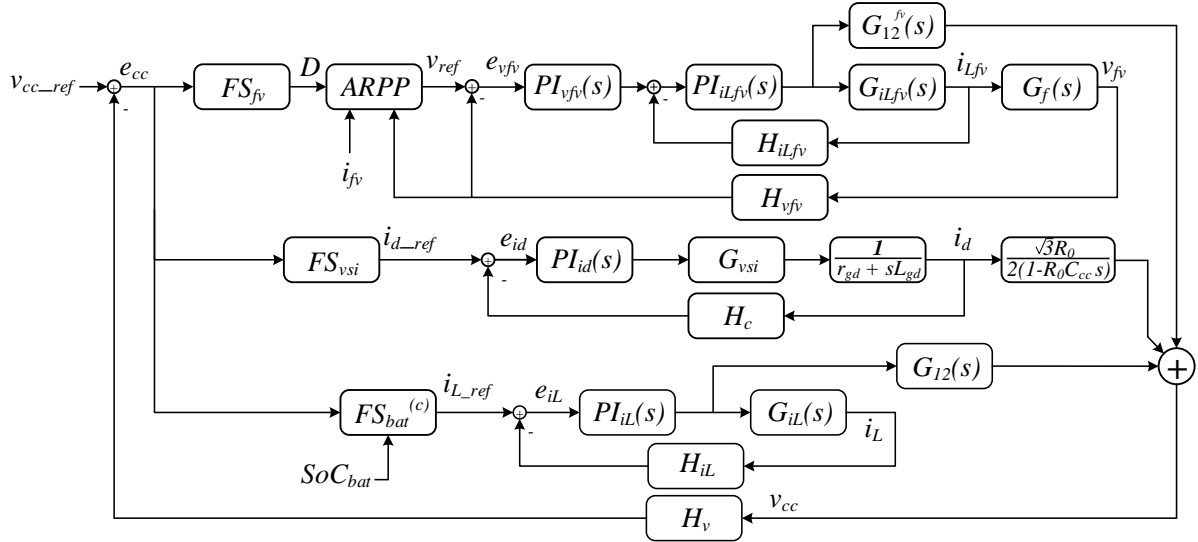
Todavia, seja para a operação em modo ilhado ou para o modo conectado, existem ainda os limites de potência dos próprios conversores e das fontes de energia. Assim para que a operação do eletroposto seja segura, os limites de potência dos conversores e das fontes de energia também tem que ser observados durante as operações de carga e descarga dos VEs, para evitar que haja deficit ou excesso de energia no elo CC.

4.1 Gerenciamento no Modo Conectado

Para a operação em modo conectado, a tensão no PAC é imposta pela rede de distribuição. Dessa forma, o VSI pode contribuir na estabilização da tensão no elo CC,

injetando ou drenando corrente do mesmo. Observando que as correntes do inversor são calculadas através da transformada de Park, é possível controlar o fluxo de potência ativa entre o VSI e o elo CC atuando sobre a corrente i_d , no referencial síncrono dq . A Figura 4.2 evidencia a estrutura de controle utilizada para a operação do eletroposto em modo conectado, onde os principais termos são descritos a seguir:

Figura 4.2 – Estrutura de controle para a operação em modo conectado.



Fonte: próprio autor.

v_{cc_ref} : tensão de referência do elo CC;

v_{cc} : tensão do elo CC;

e_{cc} : erro de tensão no elo CC;

FS_{fv} : função sigmoide para cálculo da demanda de potência fotovoltaica;

D : referência de potência demandada ao grupo de geração fotovoltaica;

$ARPP$: Algoritmo de Rastreamento de Ponto de Potência;

v_{ref} : referência da tensão de entrada do conversor *Boost*;

v_{fv} : tensão de entrada do conversor *Boost*;

e_{vfv} : erro de tensão de entrada do conversor *Boost*;

i_{Lfv} : corrente do indutor do conversor *Boost*;

e_{id} : erro de corrente i_d ;

i_{d_ref} : corrente de referência da malha de controle da corrente i_d ;

FS_{vsi} : função sigmoide para cálculo da corrente i_{d_ref} ;

SoC_{bat} : sinal do estado de carga da bateria do eletroposto;

i_L : corrente do indutor do conversor *Buck-Boost*;

$FS_{bat}^{(c)}$: função sigmoide para o cálculo da referência de corrente i_L ;

e_{iL} : erro de corrente do indutor do conversor *Buck-Boost*;

i_{L_ref} : referência de corrente do indutor do conversor *Buck-Boost*.

$G_{iLfv}(s)$: planta da corrente do indutor do conversor *Boost*;

$G_f(s)$: relação entre as plantas de corrente no indutor e tensão de entrada do conversor *Boost*;
 $G_{12}^{fv}(s)$: planta da tensão de entrada do conversor *Boost*;
 $G_{vsi}(s)$: Ganho do conversor VSI
 $G_{12}(s)$: planta da tensão de saída do conversor *Buck-Boost*;
 $G_{iL}(s)$: planta da corrente do indutor do conversor *Buck-Boost*;
 H_v : ganho de realimentação para a malha de tensão do elo CC;
 H_c : ganho de realimentação para a malha de corrente i_d ;
 H_{iL} : ganho de realimentação para a malha de corrente do indutor do conversor *Buck-Boost*;
 H_{iLfv} : ganho de realimentação para a malha de corrente no indutor do conversor *Boost*;
 H_{vfv} : ganho de realimentação para a malha de tensão do arranjo fotovoltaico;
 $PI_{vfv}(s)$: controlador PI para a tensão do arranjo de painéis fotovoltaicos;
 $PI_{iLfv}(s)$: controlador PI para a corrente no indutor do conversor *Boost*;
 $PI_{iL}(s)$: controlador PI para a corrente do indutor do conversor *Buck-Boost*.
 $PI_{id}(s)$: controlador PI para a corrente i_d do VSI.

4.1.1 Definição para $FS_{bat}^{(c)}$

Com o objetivo de reduzir o uso da bateria do eletroposto quando o SoC se encontra próximo de seus limites de operação e para utilizar a capacidade de compartilhamento de carga entre o conversor *Buck-Boost* e o VSI no modo conectado, uma função denominada de $FS_{bat}^{(c)}$ é definida por partes de acordo com o sinal do erro do elo CC e é utilizada de forma análoga ao que é demonstrado na Seção (2.4).

Para o uso desse tipo de modelagem, alguns parâmetros necessitam ser definidos como a variável b que representa o valor máximo para a saída (1 p.u.) e p que representaria o SoC_{bat} , ou seja, ele representa a porcentagem do estado de carga variando entre 0 a 1. No entanto, como o gerenciamento deve restringir o uso da bateria do eletroposto em uma região de segurança para a operação do armazenador de energia com $10\% \leq SoC \leq 90\%$, o parâmetro b é ajustado de 1 para 1,1, de forma que a corrente de referência máxima não exceda 1 p.u. e a mínima não seja menor que -1 p.u para operação com $0,1 \leq SoC_{bat} \leq 0,9$.

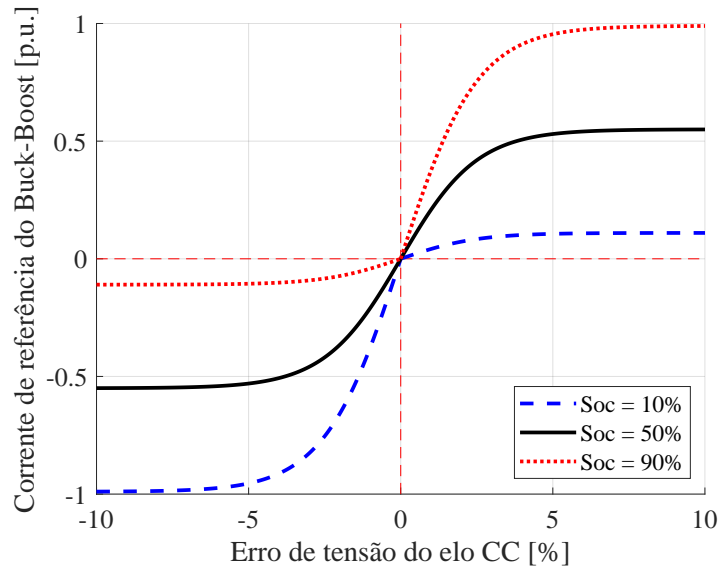
O valor do coeficiente de inclinação (a) foi escolhido de forma que o conversor *Buck-Boost* entregue sua potência máxima ao elo CC quando e_{cc} atinge seu limite superior (10%, ou 40 V) e SoC_{bat} se encontra em seu limite superior de operação, ou seja, 0,9. De forma análoga, o mesmo valor de a é utilizado para a operação de carga da bateria, e faz com que o conversor *Buck-Boost* absorva sua capacidade máxima de potência quando e_{cc} atinge seu limite inferior (-10%, ou -40 V) e SoC_{bat} se encontra em seu limite inferior de operação, ou seja, 0,1.

Assim, considerando que o sinal de erro (e_{cc}) é positivo quando a tensão do elo CC (v_{cc}) se encontra abaixo do valor de referência (v_{cc_ref}) e negativo quando v_{cc} possuir um

valor maior do que a referência v_{cc_ref} , e ainda considerando que i_L é positiva quando a bateria está sendo descarregada, $FS_{bat}^{(c)}$ é definida como

$$FS_{bat}^{(c)} \equiv \begin{cases} \frac{-2 (1,1) SoC_{bat}}{1+e^{(160 e_{cc})}} + (1, 1 SoC_{bat}), e_{cc} \geq 0, \\ \frac{-2 (1,1) (1-SoC_{bat})}{1+e^{(160 e_{cc})}} + (1, 1 (1 - SoC_{bat})), e_{cc} < 0. \end{cases} \quad (4.1)$$

Figura 4.3 – Corrente de referência para o controlador de corrente do conversor *Buck-Boost* computada através da função $FS_{bat}^{(c)}$.



Fonte: próprio autor.

Através da Figura 4.3 é possível observar que a saída de $FS_{bat}^{(c)}$ é restringida dinamicamente (de acordo com o valor de SoC_{bat}) e que seu comportamento depende do modo de operação da bateria do eletroposto. Em resumo, quando $SoC_{bat} = 0,9$, o conversor da bateria do eletroposto pode entregar até 1 p.u. de potência ao elo CC. Ao mesmo tempo, a quantidade de corrente que a bateria pode absorver para contribuir na estabilização do elo CC é restringida. Dessa forma, o VSI deve assumir a responsabilidade de absorver a potência injetada no elo no caso em que SoC_{bat} se encontra próximo de 0,9. Por outro lado, se $SoC_{bat} = 0,1$, o conversor *Buck-Boost* pode utilizar até 1 p.u. de potência para carregar a bateria do eletroposto. Ao mesmo tempo, a bateria tem sua capacidade de descarga restringida quando $SoC_{bat} = 0,1$. Portanto, se $SoC_{bat} = 0,1$, o gerenciamento garantirá que a bateria não assumirá responsabilidade sobre cargas que estejam drenando potência do elo CC (novamente, um VE sendo carregado, por exemplo).

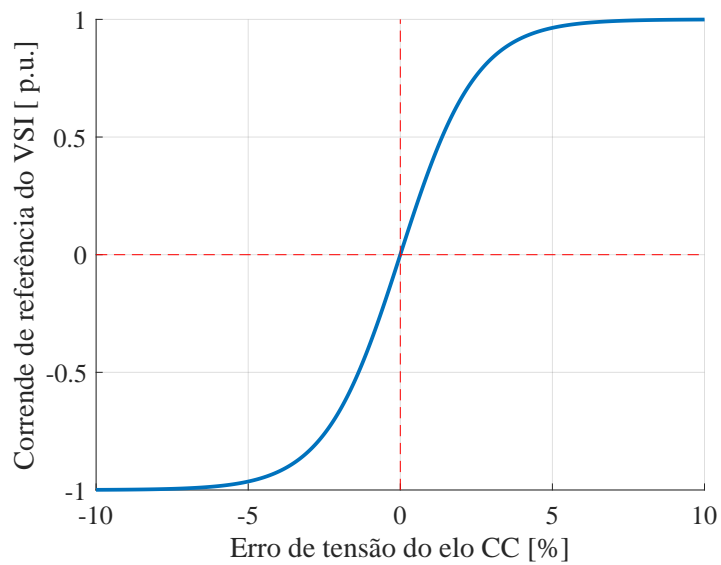
4.1.2 Definição para FS_{vsi}

Para a definição de FS_{vsi} , considera-se apenas o limite de potência do inversor (e dessa forma, seu limite de corrente) como restrição em sua operação. Dessa forma, FS_{vsi} é definida como

$$FS_{vsi} \equiv \left(-\frac{2}{1 + e^{(160 e_{cc})}} + 1 \right). \quad (4.2)$$

A Figura 4.4 evidencia a representação gráfica de (4.2).

Figura 4.4 – Corrente de referência do VSI de acordo com o erro de tensão do elo CC.



Fonte: próprio autor.

4.1.3 Definição para FS_{fv} e Rastreamento de Ponto de Potência

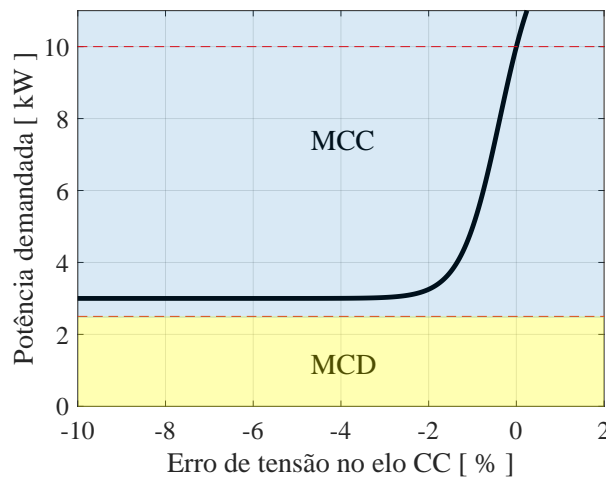
É prática comum na maioria das aplicações manter a geração de energia elétrica do arranjo de painéis fotovoltaicos em sua capacidade máxima. Uma vez que sua produção é dependente de condições ambientais imprevisíveis como irradiação solar e temperatura, é necessário monitorar e controlar constantemente o ponto de operação (TANG; CHEN; CHEN, 2015). Existem vários métodos descritos na literatura para tal aplicação, nomeados genericamente como algoritmos de busca de máxima potência (PODDER et al., 2019). Todavia, neste projeto é preciso não apenas buscar o ponto de máxima potência quando conveniente mas também, reduzir a quantidade de energia gerada no caso em que a tensão do elo CC (v_{cc}) se encontra próxima do limite superior definido. Do mesmo modo, é preciso fazê-lo sem que haja a necessidade de chaveamento entre controladores. Esse objetivo é alcançado através da função FS_{fv} em conjunção com o ARPP, desenvolvidos neste trabalho para gerar a referência v_{ref} , enviada ao controlador $PI_{v_{fv}}(s)$.

Portanto, no caso em que o erro de tensão do barramento (e_{cc}) é negativo, FS_{fv} deve reduzir a potência demandada ao grupo de geração fotovoltaica (D), que é mais tarde enviada ao ARPP. Do contrário (e_{cc} positivo), a potência demandada deve ser mantida na capacidade máxima do arranjo fotovoltaico. Esta regra é descrita através da equação

$$FS_{fv} \equiv 13 - \frac{10}{1 + e^{(380 e_{cc})}} [\text{kW}] \quad (4.3)$$

que considera a necessidade de manter o conversor *Boost* em MCC. Dessa forma, FS_{fv} leva em conta que existe o limite mínimo de carregamento do conversor para evitar que o mesmo entre em MCD, como evidenciado na Figura 4.5.

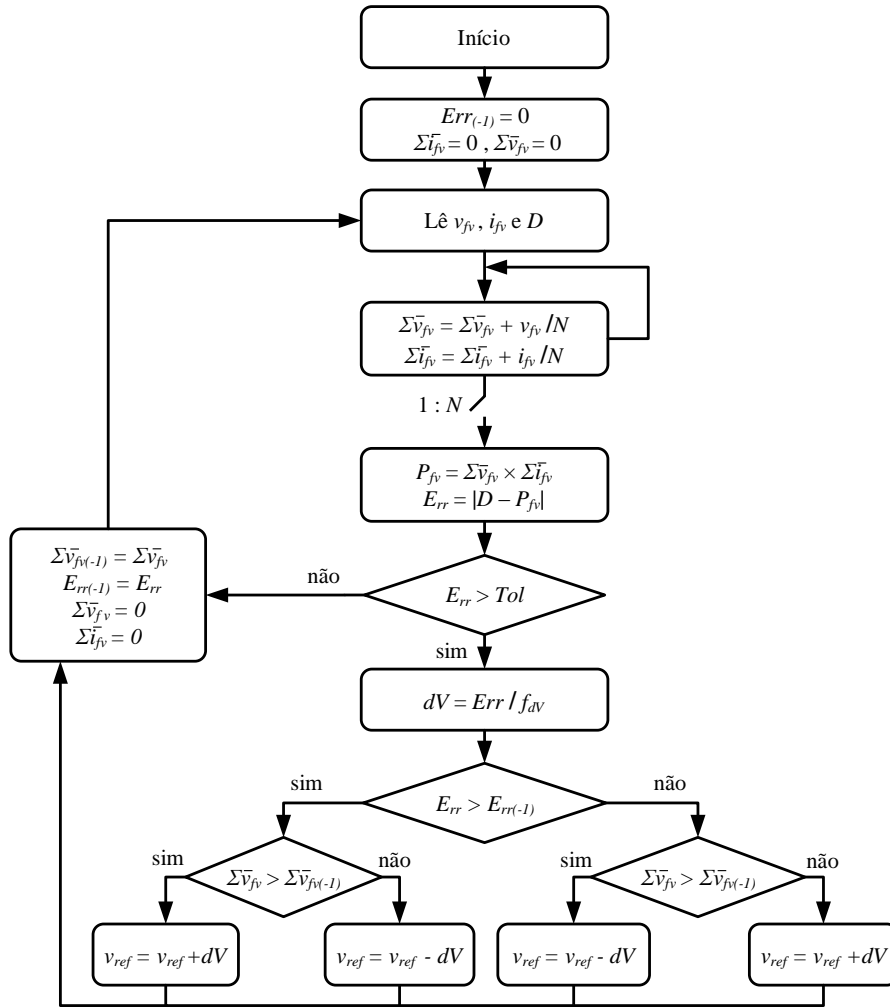
Figura 4.5 – Potência demandada de acordo com o erro de tensão do elo CC.



Fonte: próprio autor.

O ARPP foi desenvolvido modificando o método clássico de perturbação e observação (P&O), descrito em (PODDER et al., 2019). Na Figura 4.6, as variáveis utilizadas são:

Figura 4.6 – Fluxograma do Algoritmo de Rastreamento de Ponto de Potência (ARPP).



Fonte: próprio autor.

 Tol : tolerância para o erro de potência; E_{rr} : erro de potência atual; $E_{rr(-1)}$: erro de potência anterior; v_{fv} : tensão do arranjo de painéis fotovoltaicos; i_{fv} : corrente do arranjo de painéis fotovoltaicos; N : número de amostras utilizadas no filtro de média fixa; Σv_{fv} : tensão filtrada do arranjo de painéis; $\Sigma v_{fv(-1)}$: tensão anterior filtrada do arranjo de painéis; Σi_{fv} : corrente filtrada do arranjo de painéis; P_{fv} : potência gerada pelo arranjo fotovoltaica; D : potência demandada ao grupo de geração fotovoltaica; f_{dV} : fator de passo de tensão; dV : magnitude do passo de tensão;

v_{ref} : tensão de referência do controlador $PI_{v_{fv}}$.

Como demonstrado no fluxograma da Figura 4.6, o algoritmo começa com a leitura da tensão do arranjo de painéis v_{fv} , da corrente do mesmo arranjo i_{fv} e da saída de FS_{fv} (D). Os valores de corrente e tensão são armazenados e divididos por N ciclos, o que filtra os sinais. Esta etapa reduz os efeitos das componentes de alta frequência presentes em v_{fv} e i_{fv} . Dessa forma, os valores filtrados da tensão (Σv_{fv}^-) e da corrente (Σi_{fv}^-) são multiplicados, resultando na potência gerada, nomeada $P_{fv}(s)$. Prosseguindo, o erro de potência (E_{rr}) é calculado, sendo o módulo da subtração entre D e P_{fv} . Se a magnitude do erro é maior que um certo valor de tolerância (Tol), o algoritmo prossegue comparando E_{rr} com seu valor anterior ($E_{rr(-1)}$) e alterando a referência de tensão (a ser enviada ao controlador $PI_{v_{fv}}$) em $\pm dV$. Se o erro diminuiu, o mesmo sinal do último passo de tensão é aplicado. Caso contrário, o sinal é invertido. Por outro lado, se E_{rr} for igual ou menor que Tol , não há necessidade de alterar o ponto de operação do conversor e a tensão de referência anterior é mantida. Para acelerar o algoritmo nos casos em que E_{rr} varia drasticamente, a magnitude de dV é calculada dividindo o próprio erro E_{rr} por um fator de passo f_{dV} .

Utilizando esta estratégia, o conversor *Boost* é desativado apenas quando FS_{fv} alcança sua saída mínima e a tensão do elo CC está prestes a cruzar o limite superior definido, sem necessidade de alternar entre controladores diferentes.

4.2 Gerenciamento no Modo Ilhado

Quando o eletroposto opera em modo ilhado, o conversor VSI deve impor a tensão no PAC, podendo então ser tratado como uma carga ligada ao elo CC. Neste caso, a estabilização da tensão do elo CC fica sob responsabilidade do conversor *Buck-Boost*.

A operação em modo ilhado é possível até que o SoC atinja seu limite inferior. Nos casos em que não existem VEs ligados ao elo CC, toda a energia gerada pelo arranjo fotovoltaico é direcionada para a carga da bateria do eletroposto. No entanto, neste caso, se o SoC atinge o limite superior, não há opção exceto o desligamento do conversor *Boost*.

A Figura 4.7 evidencia a estrutura de controle utilizada para a operação do eletroposto em modo ilhado, onde os principais termos são descritos a seguir:

v_{cc_ref} : tensão de referência do elo CC;

v_{cc} : tensão do elo CC;

e_{cc} : erro de tensão no elo CC;

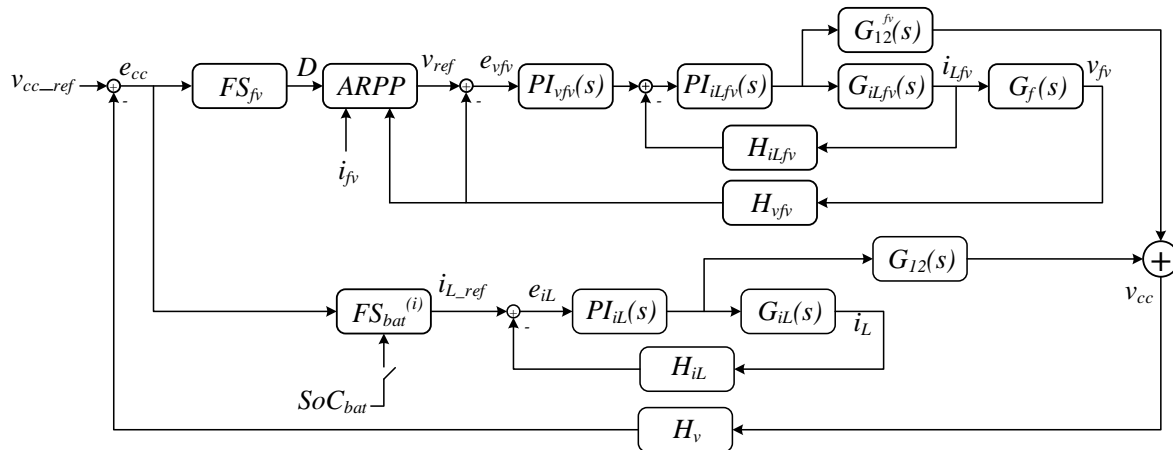
FS_{fv} : função sigmoide para cálculo da demanda de potência fotovoltaica;

D : referência de potência demandada ao grupo de geração fotovoltaica;

ARPP: Algoritmo de Rastreamento de Ponto de Potência;

v_{ref} : referência da tensão de entrada do conversor *Boost*;

Figura 4.7 – Estrutura de controle para a operação em modo ilhado.



Fonte: próprio autor.

v_{fv} : tensão de entrada do conversor *Boost*;

e_{vfv} : erro de tensão de entrada do conversor *Boost*;

i_{Lfv} : corrente do indutor do conversor *Boost*;

SoC_{bat} : sinal do estado de carga da bateria do eletroposto;

i_L : corrente do indutor do conversor *Buck-Boost*;

$FS_{bat}^{(c)}$: função sigmoide para o cálculo da referência de corrente i_L ;

e_{iL} : erro de corrente do indutor do conversor *Buck-Boost*;

i_{L-ref} : referência de corrente do indutor do conversor *Buck-Boost*.

$G_{iLfv}(s)$: planta da corrente do indutor do conversor *Boost*;

$G_f(s)$: relação entre as plantas de corrente no indutor e tensão de entrada do conversor *Boost*;

$G_{12}^{fv}(s)$: planta da tensão de entrada do conversor *Boost*;

$G_{vsi}(s)$: Ganho do conversor VSI

$G_{12}(s)$: planta da tensão de saída do conversor *Buck-Boost*;

$G_{iL}(s)$: planta da corrente do indutor do conversor *Buck-Boost*;

H_v : ganho de realimentação para a malha de tensão do elo CC;

H_{iL} : ganho de realimentação para a malha de corrente do indutor do conversor *Buck-Boost*;

H_{iLfv} : ganho de realimentação para a malha de corrente no indutor do conversor *Boost*;

H_{vfv} : ganho de realimentação para a malha de tensão do arranjo fotovoltaico;

$PI_{vfv}(s)$: controlador PI para a tensão do arranjo de painéis fotovoltaicos;

$PI_{iLfv}(s)$: controlador PI para a corrente no indutor do conversor *Boost*;

$PI_{iL}(s)$: controlador PI para a corrente do indutor do conversor *Buck-Boost*.

Na Figura 4.7, $FS_{bat}^{(i)}$ descreve a função sigmoide para o cálculo de i_{L-ref} no modo ilhado.

Como pode ser observado na Figura 4.7 e através da Seção 4.1.3, FS_{fv} não precisa sofrer modificações para o gerenciamento no modo ilhado, sendo capaz de sair do ponto de

máxima potência quando conveniente. Para o controle do fluxo de energia da bateria no entanto, é conveniente fazer com que a operação do conversor *Buck-Boost*, para o modo ilhado, não fique restrita a condições do SoC. Dessa forma, define-se $FS_{bat}^{(i)}$ de forma que a mesma não adapte a saída de acordo com SoC_{bat} mas ainda limite a saída de acordo com o limite de corrente do conversor *Buck-Boost*. O resultado é que a resposta será neste caso idêntica a curva FS_{vsi} , utilizada no modo conectado. Ou seja,

$$FS_{bat}^{(i)} \equiv \left(-\frac{2}{1 + e^{(160 e_{cc})}} + 1 \right). \quad (4.4)$$

4.3 Considerações Finais

Este capítulo apresentou a estratégia de gerenciamento utilizada neste trabalho. Os modos de operação conectado e ilhado foram desenvolvidos de forma a atender as premissas básicas discutidas e apresentam uma alternativa para inclusão de regras na camada de controle dos conversores, utilizando curvas sigmóides.

Para este trabalho, no modo conectado, a estratégia adotada pode restringir o uso da energia armazenada no eletroposto quando o SoC da bateria se encontra próximo aos limites de operação, o que reduz a degradação da vida útil da bateria. Para ambos os modos ilhado e conectado, o conversor *Boost* utiliza os mesmos controladores, com possibilidade de mudar seu ponto de operação, e assim sair do ponto de máxima potência quando necessário. No próximo capítulo, é apresentada a análise de estabilidade da microrrede CC.

Análise de Estabilidade

5.1 Introdução

A associação entre uma microrrede CC cuja operação leve à instabilidade e elementos armazenadores de energia com grande capacidade de descarga poderia, em último caso, levar a operação a modos de funcionamento não desejados e a atuação dos elementos de proteção do circuito. Dessa forma, a análise de estabilidade da planta de controle tem grande importância para o projeto de microrredes CC. Considerando o eletroposto proposto neste trabalho e as funções utilizadas para o gerenciamento de seus conversores, a análise de estabilidade é utilizada para observar o comportamento por parte de seu algoritmo de gerenciamento a medida que seu ponto de operação é influenciado pelo SoC da bateria estacionária.

Dentre várias estratégias para análise de estabilidade encontradas na literatura, grande parte das pesquisas utilizam metodologias baseadas no uso do modelo em pequenos sinais de microrredes (WEI et al., 2017; AMIN; MOLINAS, 2017; IYER et al., 2019; HOSSEINIPOUR; HOJABRI, 2020). Seguindo esta metodologia, o modelo para análise deve englobar os conversores e respectivos controladores.

Uma vez que a estratégia de gerenciamento desenvolvida para o controle dos conversores de potência e para a solução do compartilhamento de energia utiliza de funções não-lineares, é preciso que a estabilidade da planta seja avaliada com ferramentas matemáticas e aproximações adequadas. Levando em consideração a complexidade do problema, com vários conversores operando de forma paralela, a análise de estabilidade é feita neste capítulo usando as plantas de controle definidas nas seções 4.1 e 4.2 e ainda com auxílio da ferramenta de linearização do Simulink (Linear Analysis Tool).

Com o intuito de simplificar a análise, o grupo de geração fotovoltaica é mantido no ponto de máxima potência utilizando os valores de corrente e tensão indicados nas Tabelas 3.1 e 3.2, ou seja, desconsiderando a atuação do ARPP. Essa simplificação pode ser feita sem que a análise dinâmica seja prejudicada uma vez que o algoritmo de rastreamento desenvolvido atualiza sua saída em uma frequência muito menor que a referência de

corrente do conversor *Boost*.

Além da linearização da planta e da supressão do ARPP, a função adaptativa $FS_{bat}^{(c)}$ (definida na Seção 4.1.1, utilizada no modo conectado), precisa primeiramente de uma aproximação, uma vez que é originalmente definida por partes, o que impossibilitaria a análise por parte do software. Em outras palavras, é preciso descrever $FS_{bat}^{(c)}$ usando uma única função. Dessa forma, essa aproximação é descrita na próxima seção.

5.2 Aproximação para $FS_{bat}^{(c)}$

Se consideradas as partes da função $FS_{bat}^{(c)}$, descritas em (4.1), observa-se que ambas são contínuas, definidas para qualquer valor do erro de tensão do elo CC (e_{cc}) e que ambas valem zero na origem (0,0). Adicionalmente, SoC_{bat} só pode assumir valores no intervalo $[0,1]$. Renomeando-as f_1 e f_2 , tem-se

$$f_1 \equiv \frac{-2 (1, 1) SoC_{bat}}{1 + e^{(160 e_{cc})}} + (1, 1 SoC_{bat}); \quad (5.1)$$

$$f_2 \equiv \frac{-2 (1, 1) (1 - SoC_{bat})}{1 + e^{(160 e_{cc})}} + (1, 1 (1 - SoC_{bat})). \quad (5.2)$$

Para unir (5.1) e (5.2) em uma única função $FS_{bat}^{(c)'}$ que se aproxime de $FS_{bat}^{(c)}$, basta que f_1 seja multiplicada por um fator que torne sua saída igual a zero para todo e_{cc} menor que zero e que f_2 seja multiplicada por um segundo fator que torne sua saída igual a zero para todo e_{cc} maior que zero. Esses fatores poderiam ser representados através da função Sinal deslocada. No entanto, como a função Sinal também é definida por partes e possui descontinuidade na origem, é possível neste caso usar a aproximação

$$sinal(x) \approx \tanh(vx), \quad v \rightarrow +\infty, \quad (5.3)$$

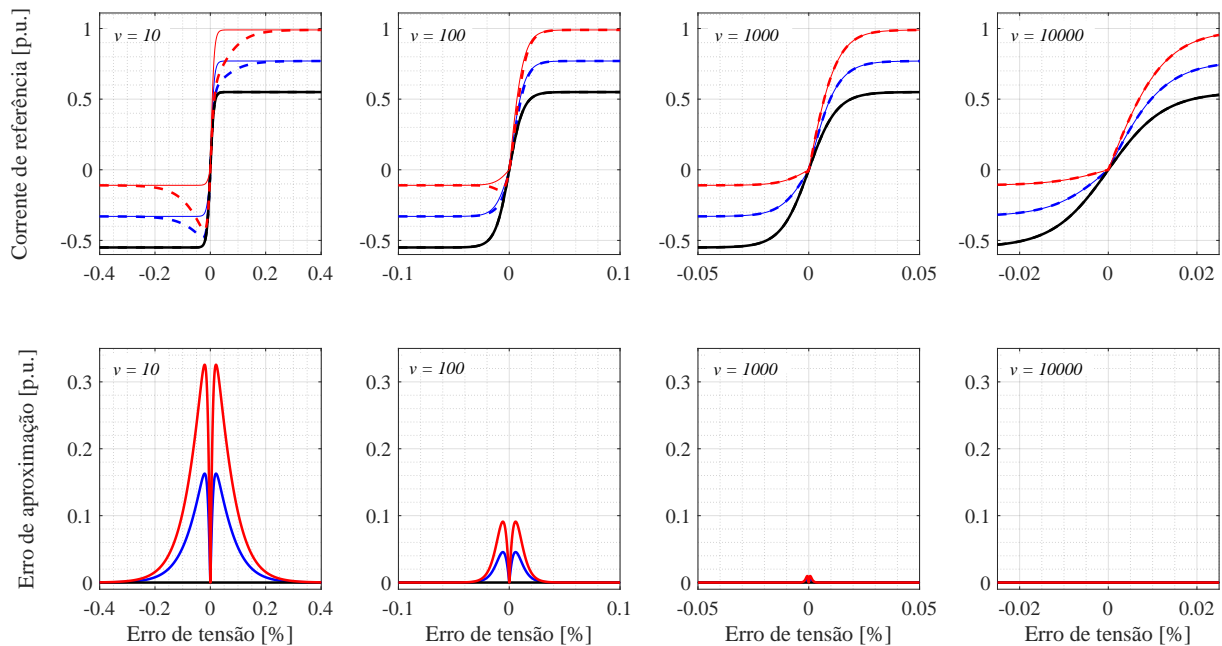
em que v é um parâmetro auxiliar tal que $v \in \mathbb{R}$. Dessa forma, uma aproximação adequada para $FS_{bat}^{(c)}$ pode ser descrita como

$$FS_{bat}^{(c)' } \equiv f_1 \left(\frac{\tanh(v e_{cc}) + 1}{2} \right) + f_2 \left(\frac{-\tanh(v e_{cc}) + 1}{2} \right), \quad v \rightarrow +\infty. \quad (5.4)$$

A Figura 5.1 evidencia a comparação entre a $FS_{bat}^{(c)}$ e $FS_{bat}^{(c)'}$ alinhado ao respectivo erro absoluto de aproximação para três valores de SoC_{bat} , à medida que o parâmetro de aproximação v é incrementado em décadas (da esquerda para a direita). Nesta Figura, o eixo das abscissas em todos os gráficos representa o erro de tensão. Zoom também é aplicado ao eixo das abscissas para facilitar a distinção do erro de aproximação à medida que v é incrementado.

Como pode ser observado na Figura 5.1, o erro de aproximação entre $FS_{bat}^{(c)}$ e $FS_{bat}^{(c)'}$ é nulo em todo o domínio para $SoC_{bat} = 0,5$, independente do valor de v utilizado. No

Figura 5.1 – Comparação e erro absoluto de aproximação entre $FS_{bat}^{(c)}$ (linha contínua) e $FS_{bat}^{(c)'}$ (linha tracejada) para SoC = 0,5 (preto), SoC = 0,7 (azul) e SoC = 0,9 (vermelho) a medida que o parâmetro de aproximação v é incrementado de 10 à 10^4 (da direita para esquerda).



Fonte: próprio autor.

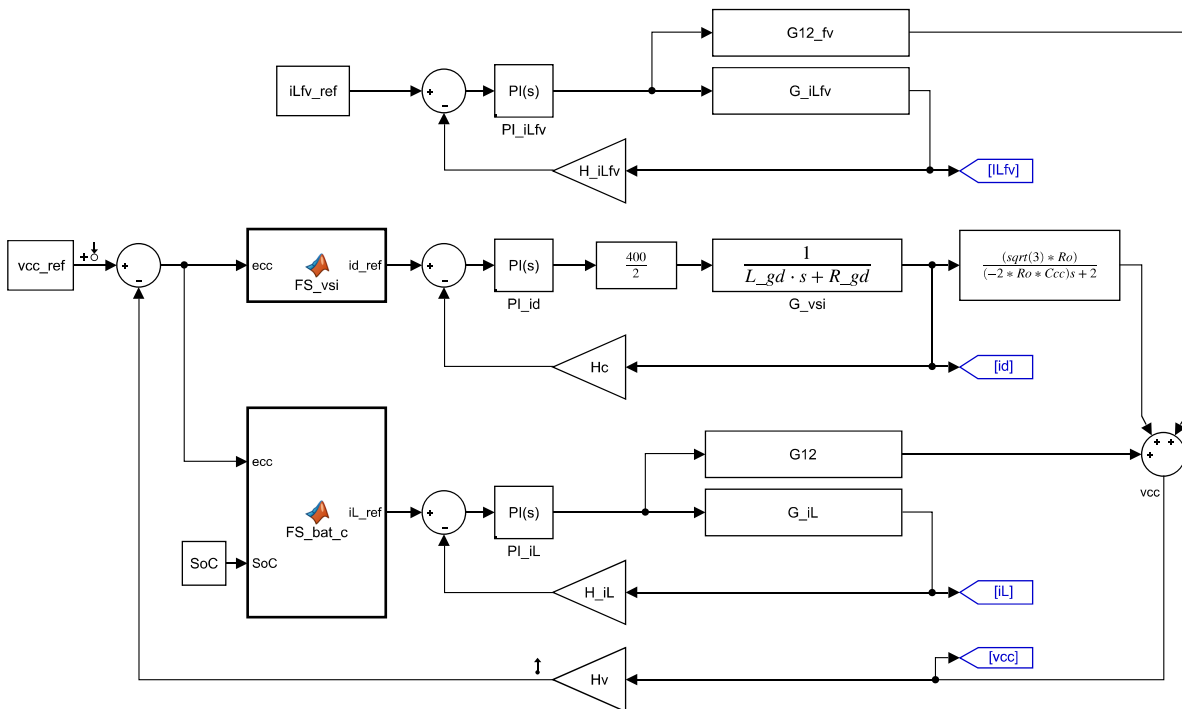
entanto, para qualquer caso em que $SoC_{bat} \neq 0,5$, o erro de aproximação é não-nulo, varia de acordo com o próprio SoC_{bat} e diminui à medida que v é incrementado. Dessa forma, para que $FS_{bat}^{(c)'}$ reflita o comportamento de $FS_{bat}^{(c)}$ na análise de estabilidade, o valor de v é mantido em 10^4 . Utilizando esse valor, o erro absoluto máximo de aproximação na saída é de $2,53 \times 10^{-4}$ [p.u.], ou 0,02 A, o que pode ser considerado tolerável para a finalidade objetivada. Portanto, uma aproximação para a função $FS_{bat}^{(c)}$ é alcançada à custo do aumento da complexidade de sua fórmula e de pequena distorção em sua saída.

Nas seções seguintes, é dado prosseguimento na análise de estabilidade para diferentes valores de SoC da bateria do eletroposto para o modo conectado e também é feita a análise de estabilidade para o modo desconectado.

5.3 Análise para o Modo Conectado

Nesta seção é feita análise de estabilidade para diferentes valores de SoC para o modo de controle conectado. Para esta análise, a estrutura de controle do modo conectado, anteriormente representada através da Figura 4.2, foi implementada no Simulink utilizando a aproximação alcançada na Seção 5.2, como mostrado na Figura 5.2. Como anteriormente mencionado na Seção 5.1, para as análises, o grupo de geração fotovoltaica foi mantido no ponto de máxima potência considerando os valores de corrente e tensão indicados nas Tabelas 3.1 e 3.2, ou seja, desconsiderando a atuação do ARPP. Os valores das cargas equivalentes das plantas do inversor conectado à rede e dos conversores CC-CC foram mantidos em valor nominal.

Figura 5.2 – Implementação da planta de controle do modo conectado para análise de estabilidade via Simulink.



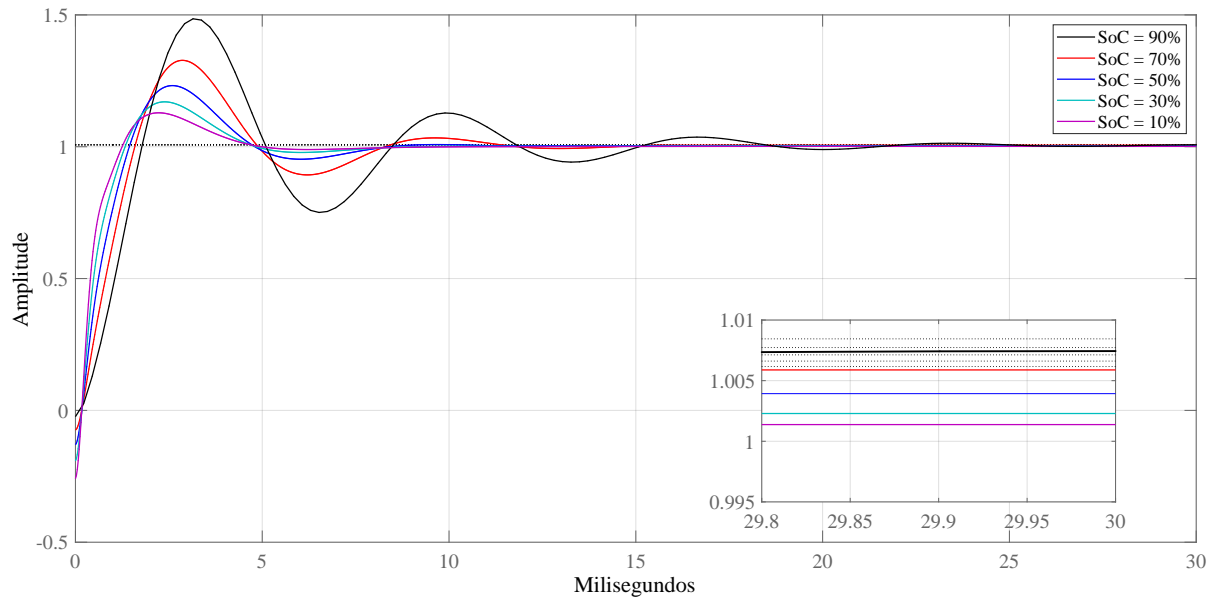
Fonte: próprio autor.

A Figura 5.3 mostra a resposta da estrutura de controle ao degrau para vários valores de SoC.

De acordo com os resultados na Figura 5.3, é possível observar que existe relação proporcional entre o valor do SoC, a máxima ultrapassagem (M_p), o tempo de subida (t_r), o tempo de acomodação (t_a) e o erro em regime permanente (e_{st}). A Tabela 5.1 sumariza as características da resposta de acordo com o respectivo valor de SoC.

A Figura 5.4 mostra a análise de polos dominantes para o modo conectado para vários valores de SoC. Como pode ser observado, a redução do SoC causa a movimentação dos

Figura 5.3 – Análise da resposta ao degrau através da ferramenta *Linear Analysis Tool* ao variar o SoC para o modo conectado.



Fonte: próprio autor.

Tabela 5.1 – Características da resposta ao degrau para o modo conectado.

SoC (%)	M_p (%)	t_r (ms)	t_a (ms)	e_{st} (%)
10	13,0	0,82	4,03	0,14
30	16,1	0,94	6,92	0,23
50	22,3	1,07	7,64	0,34
70	31,9	1,20	10,3	0,58
90	49,0	1,29	17,6	0,74

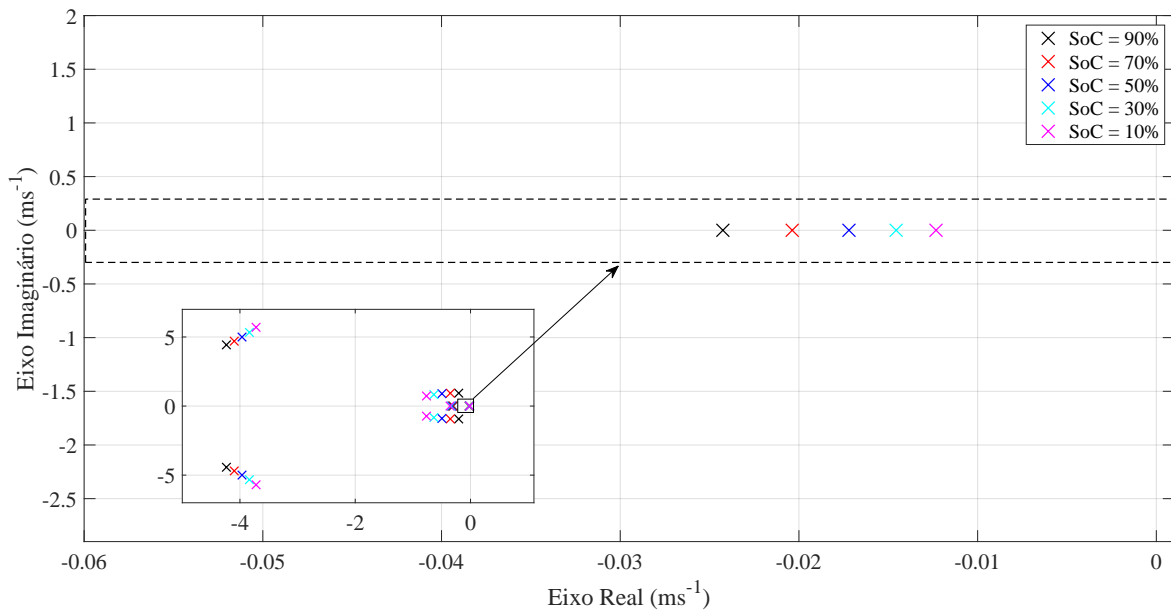
Fonte: próprio autor.

polos em direção ao semiplano direito. No entanto, para os valores de SoC testados, os polos da planta se mantêm no semiplano esquerdo, indicando que sua operação é estável mesmo com SoC= 10%.

As Figuras 5.5 e 5.6 mostram os resultados para as análises em frequência para a malha aberta e para a malha fechada, respectivamente. Nas mesmas, também foram considerados casos com valores de SoC entre 10% e 90%.

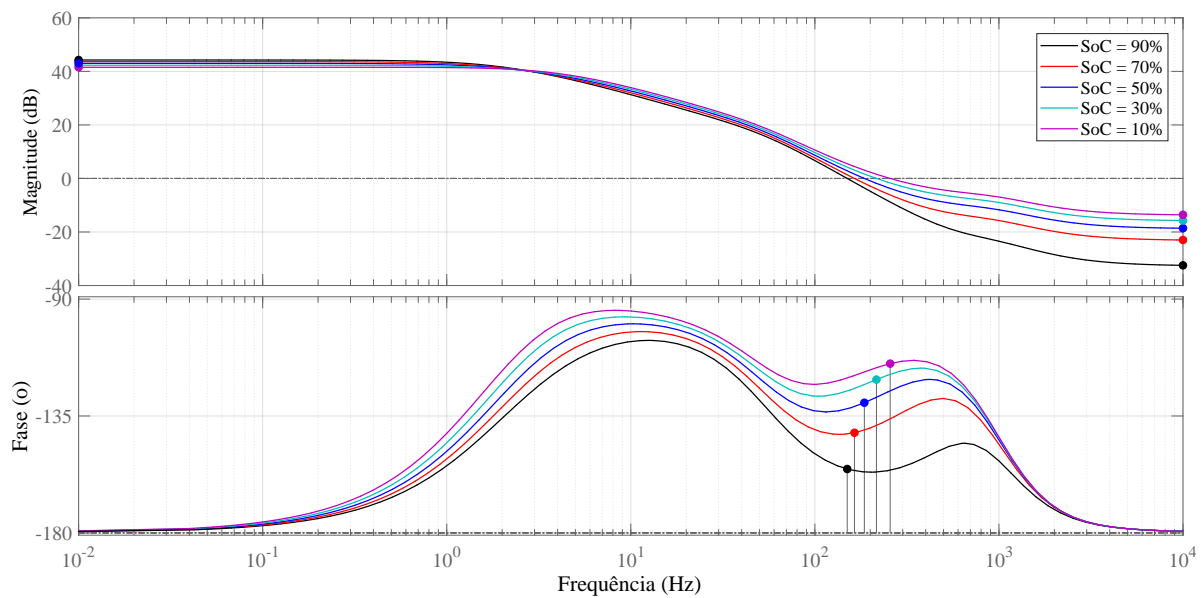
Através da Figura 5.5 podemos observar uma magnitude de cerca de 40 dB em baixas frequências para todos os valores de SoC considerados. Esta similaridade nos valores de magnitude diminui a medida que as frequências se aproximam e ultrapassam os respectivos pontos de cruzamento, localizados aproximadamente entre 150 e 250 Hz. É possível ainda observar que a margem de fase diminui progressivamente à medida que o SoC vai de 10 a 90%. Por fim, através da comparação entre as Figuras 5.5 e 5.6 podemos observar os efeitos após o fechamento da malha de controle. A magnitude foi levada a aproximadamente zero

Figura 5.4 – Análise dos polos dominantes pela ferramenta *Linear Analysis Tool* ao variar o SoC para o modo conectado.



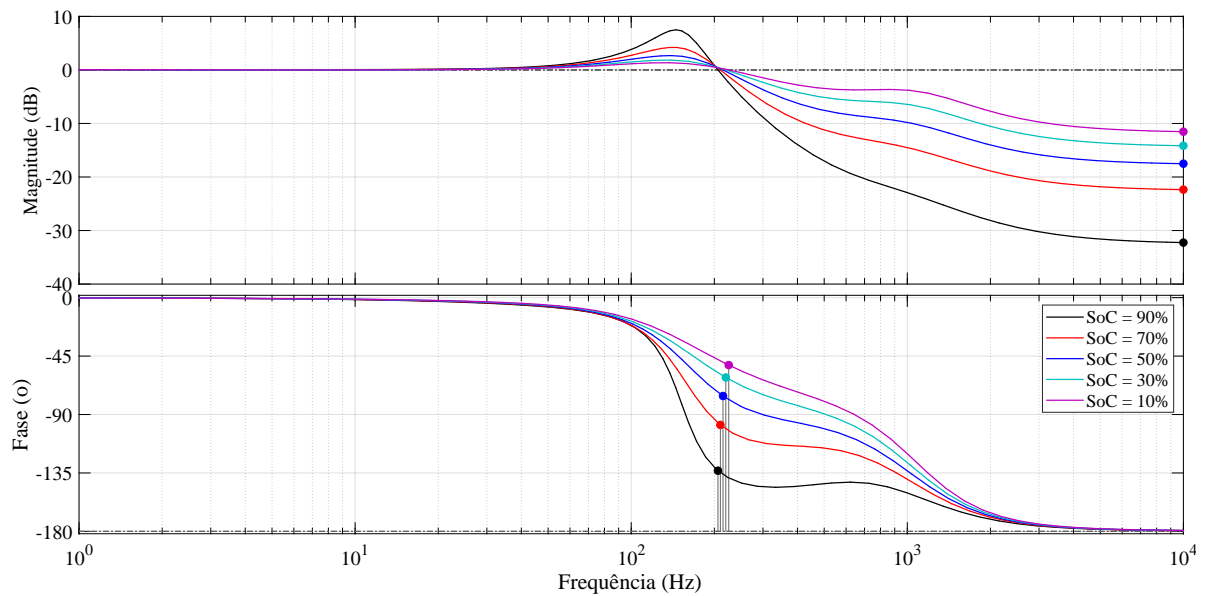
Fonte: próprio autor.

Figura 5.5 – Resposta em frequência da malha aberta para o modo conectado através da ferramenta *Linear Analysis Tool* ao variar o SoC para o modo conectado.



Fonte: próprio autor.

Figura 5.6 – Resposta em frequência da malha fechada para o modo conectado através da ferramenta *Linear Analysis Tool* ao variar o SoC para o modo conectado.



Fonte: próprio autor.

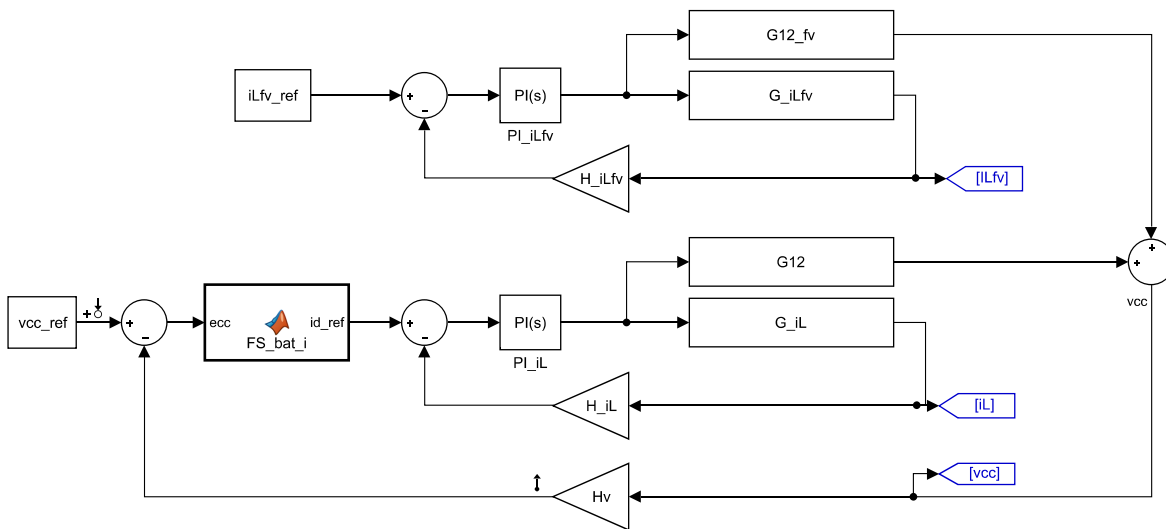
para as frequências abaixo de 60 Hz restando, no entanto, um pico antes da frequência de cruzamento, localizado em 145 Hz cujo valor varia entre 1,3 e 7,5 dB a medida que o SoC varia de 10 a 90%.

5.4 Análise para o Modo Ilhado

Nesta seção é feita análise de estabilidade para o modo de controle ilhado. A estrutura de controle do modo ilhado, anteriormente representada através da Figura 4.7, foi implementada no Simulink, como mostrado na Figura 5.7.

Assim como na Seção 5.3, o grupo de geração fotovoltaica é mantido no ponto de máxima potência considerando os valores de corrente e tensão indicados nas Tabelas 3.1 e 3.2, ou seja, desconsiderando a atuação do ARPP. Os valores das cargas equivalentes dos conversores CC-CC foram mantidos em valor nominal.

Figura 5.7 – Implementação da planta de controle do modo ilhado para análise de estabilidade via Simulink.



Fonte: próprio autor.

A Tabela 5.2 resume as características da resposta ao degrau para o modo ilhado.

Tabela 5.2 – Características da resposta ao degrau para o modo ilhado.

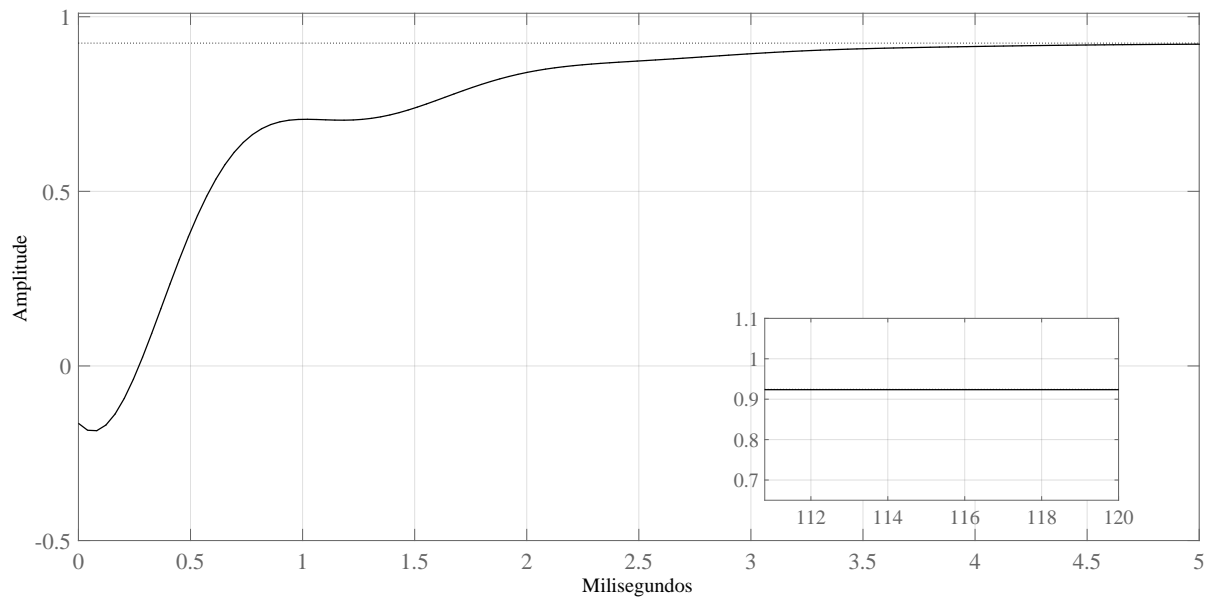
M_p (%)	t_r (ms)	t_a (ms)	e_{st} (%)
-	1,61	3,23	7,6

Fonte: próprio autor.

É observado a partir da comparação das respostas ao degrau obtidas para os diferentes modos de funcionamento, existem diferenças significativas na atuação da estrutura de controle para os modos conectado e ilhado. No modo ilhado a resposta é superamortecida, tem subida mais lenta, não há ultrapassagem do valor de referência e o erro em regime é consideravelmente maior.

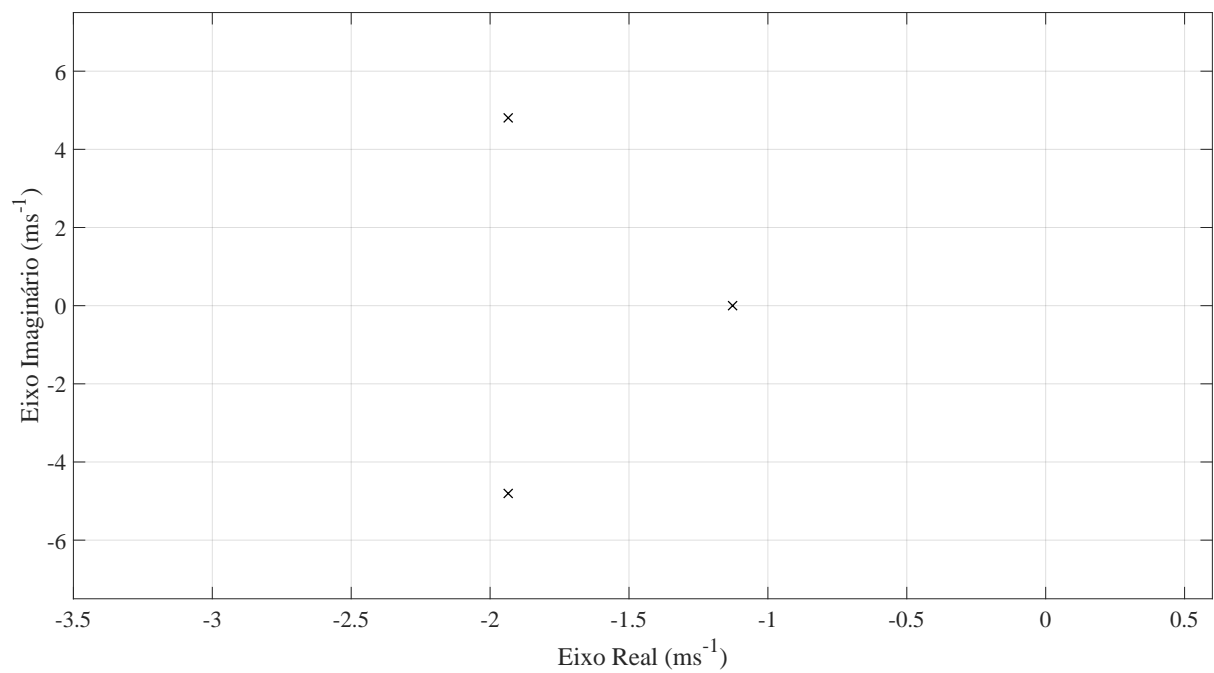
A Figura 5.9 mostra a análise de polos dominantes para o modo ilhado. A localização dos polos dominantes no semiplano esquerdo indica que a operação no modo ilhado é estável. Ao comparar os diferentes modos de funcionamento através das Figuras

Figura 5.8 – Análise da resposta ao degrau através da ferramenta *Linear Analysis Tool* para o modo ilhado.



Fonte: próprio autor.

Figura 5.9 – Análise dos polos dominantes para a tensão do elo CC pela ferramenta *Linear Analysis Tool* para o modo ilhado.

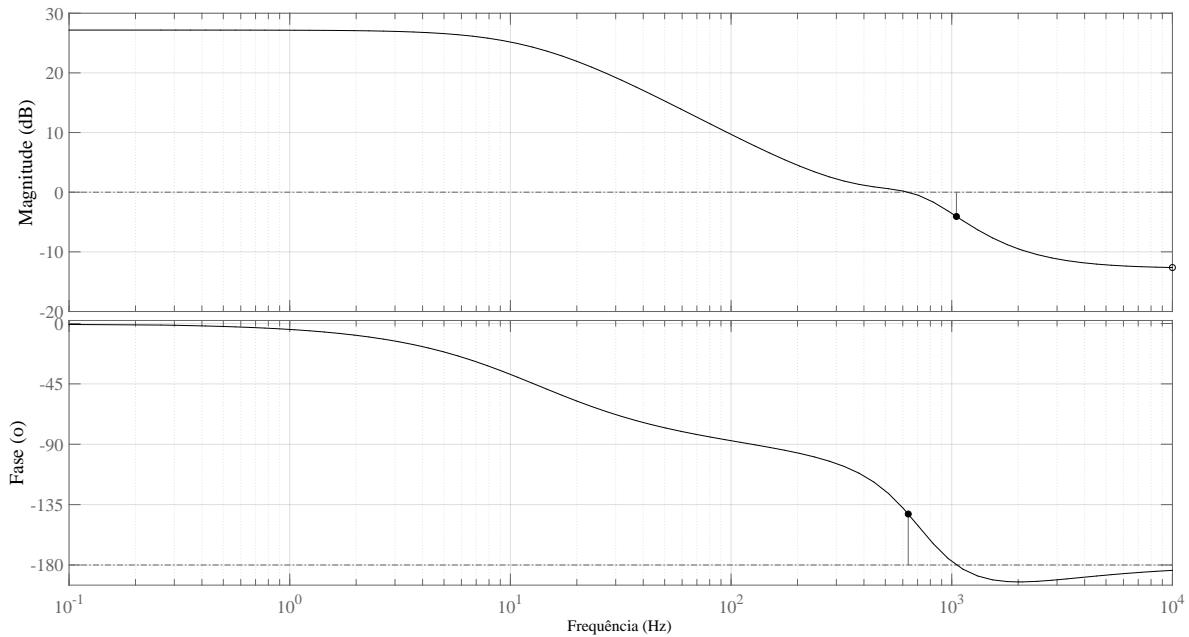


Fonte: próprio autor.

5.4 e 5.9 é possível observar que os polos dominantes estão localizados mais a esquerda para o modo ilhado, indicando uma condição de maior estabilidade.

As Figuras 5.10 e 5.11 mostram os resultados para as análises em frequência para a malha aberta e para a malha fechada, respectivamente.

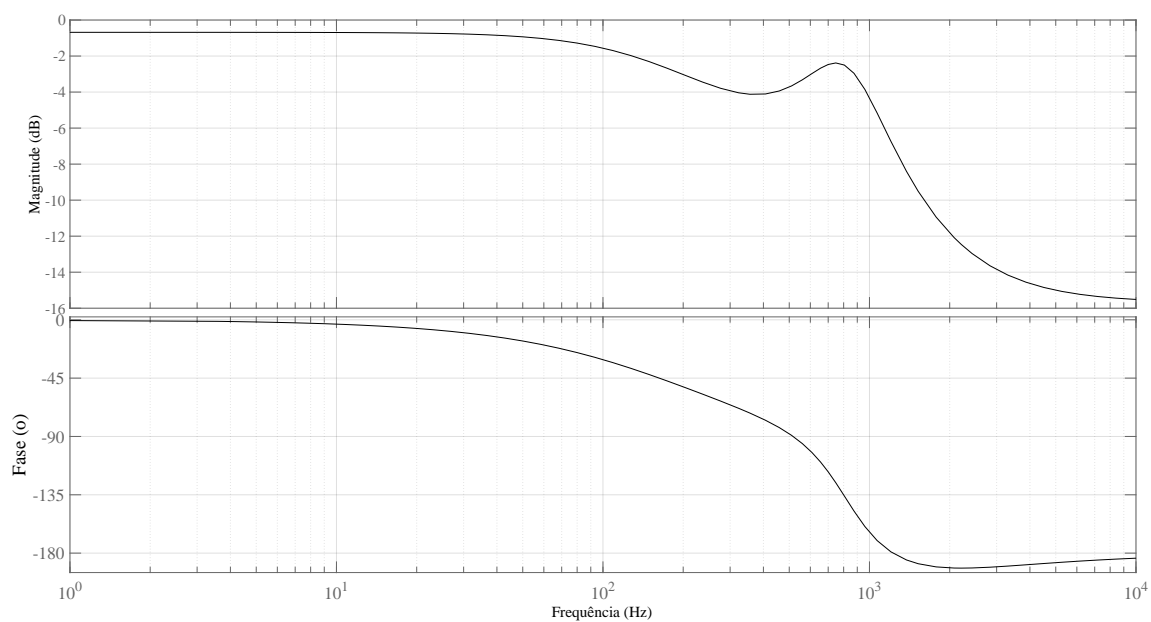
Figura 5.10 – Resposta em frequência da malha aberta através da ferramenta *Linear Analysis Tool* para o modo ilhado.



Fonte: próprio autor.

Através da Figura 5.10 podemos observar uma magnitude de cerca de 38 dB em baixas frequências, valor próximo à magnitude observada para a mesma faixa de frequência para o modo conectado (Figura 5.5). Através da comparação entre as Figuras 5.5 e 5.6 podemos observar os efeitos após o fechamento da malha de controle que fez com que a magnitude fosse reduzida a aproximadamente -0.5 dB para as frequências abaixo de 30 Hz.

Figura 5.11 – Resposta em frequência da malha fechada para o modo ilhado através da ferramenta *Linear Analysis Tool*.

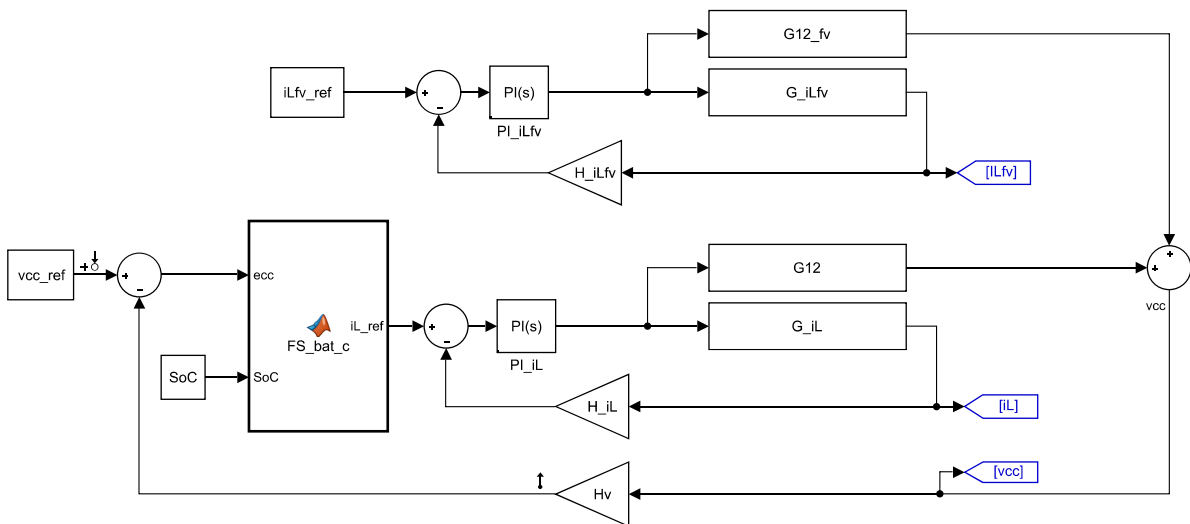


Fonte: próprio autor.

5.5 Análise Supondo $FS_{bat}^{(c)'}$ para o Modo Ilhado

Como descrito na Seção 4.2, para o modo de operação ilhado, é conveniente fazer com que a operação do conversor *Buck-Boost* não fique restrita a condições do SoC, uma vez que, neste modo de operação, a estabilização do elo CC não conta com auxílio do VSI. Dessa forma, nesta seção, a análise de estabilidade é realizada para o modo ilhado, porém, a função $FS_{bat}^{(i)}$ é substituída pela mesma função utilizada no modo de operação conectado ($FS_{bat}^{(c)'}$) para avaliar qual seria a resposta da estrutura de controle se o valor do SoC fosse utilizado para restringir a atuação do conversor *Buck-Boost* no modo ilhado. As análises foram conduzidas usando os mesmos métodos usados nas seções 5.3 e 5.4. A Figura 5.12 mostra a implementação da estrutura de controle realizada no Simulink.

Figura 5.12 – Implementação da planta de controle do modo ilhado para análise de estabilidade via Simulink supondo o uso de $FS_{bat}^{(c)'}$.

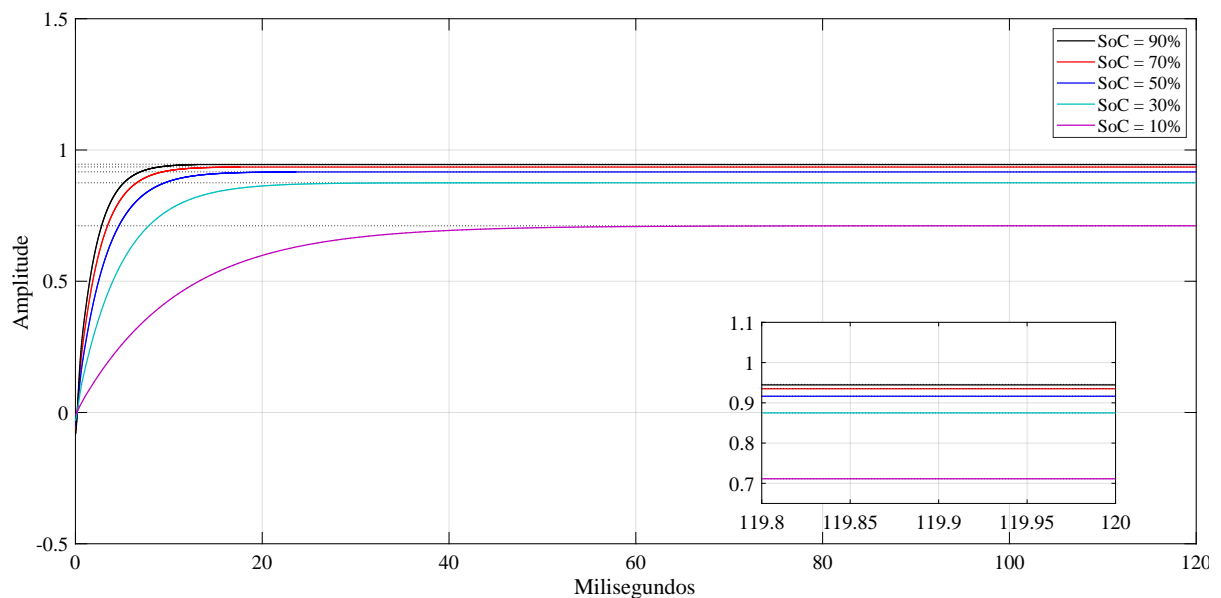


Fonte: próprio autor.

De acordo com os resultados ilustrados na Figura 5.13, é possível observar que existe relação inversamente proporcional entre o valor do SoC e o erro em regime permanente. A Tabela 5.3 sumariza as características da resposta de acordo com o respectivo valor de SoC. Ao comparar a resposta ao degrau da Figura 5.13 com as respostas observadas para os modos de operação (nas figuras 5.3 e 5.8) é possível observar um aumento significativo no erro em regime e no tempo de subida, especialmente para os casos com SoC mais próximos ao limite inferior de operação especificado (10%).

A Figura 5.14 mostra a análise de polos dominantes para o modo ilhado, supondo o uso da função $FS_{bat}^{(c)'}$ para vários valores de SoC. Como pode ser observado, a redução do SoC causa a movimentação dos polos em direção ao semiplano direito, um comportamento que também foi observado na análise de polos dominantes para o modo conectado (Figura

Figura 5.13 – Análise da resposta ao degrau através da ferramenta *Linear Analysis Tool* ao variar o SoC para o modo ilhado supondo o uso de $FS_{bat}^{(c)'}$.



Fonte: próprio autor.

Tabela 5.3 – Características da resposta ao degrau para o modo desconectado supondo o uso de $FS_{bat}^{(c)'}$.

SoC (%)	M_p (%)	t_r (ms)	t_a (ms)	e_{st} (%)
10	-	23,8	42,3	28,9
30	-	10,2	18,1	12,5
50	-	6,67	11,9	8,30
70	-	5,10	9,17	6,40
90	-	4,22	7,65	5,40

Fonte: próprio autor.

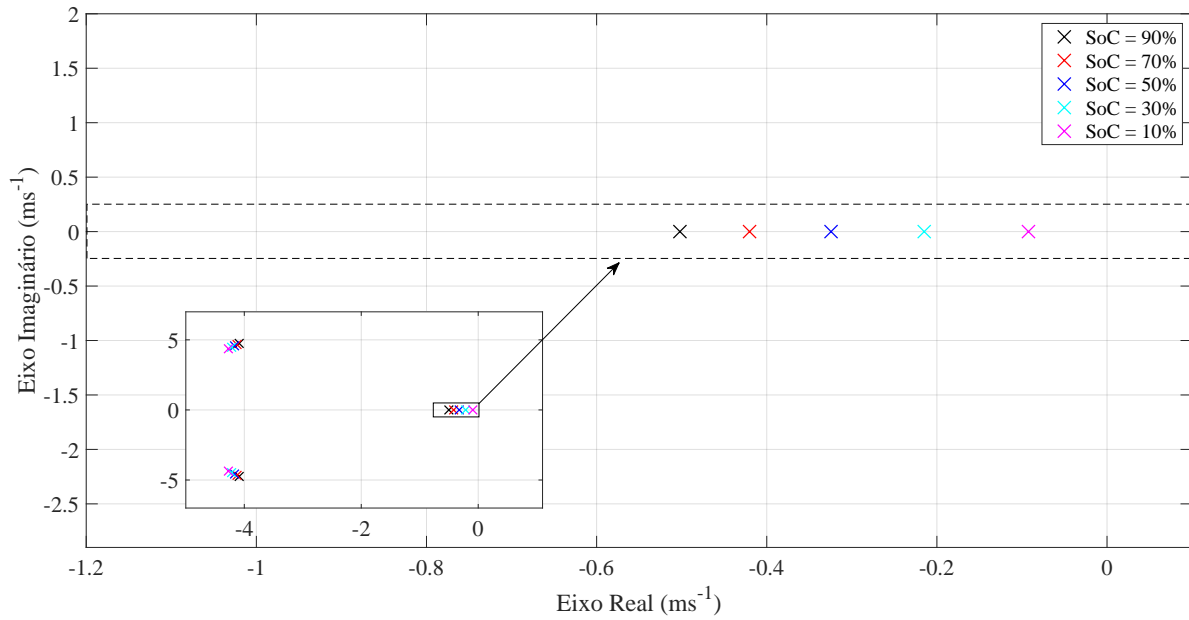
5.4). Para os valores de SoC testados, que estão dentro da faixa de operação prevista para a bateria, os polos da planta se mantêm no semiplano esquerdo, indicando que sua operação é estável mesmo com SoC= 10%.

As Figuras 5.15 e 5.16 mostram os resultados para as análises em frequência para a malha aberta e para a malha fechada, respectivamente, ainda considerando casos com valores de SoC entre 10% e 90%.

Através da Figura 5.15 vemos que a magnitude da resposta é proporcional ao valor do SoC, variando entre aproximadamente 7 e 25 dB para as frequências mais baixas do intervalo avaliado. Podemos observar ainda na mesma Figura que a diferença entre as magnitudes para estes casos se mantém praticamente constante ao longo da faixa de frequência avaliado o que de fato difere consideravelmente do comportamento visto para o modo de operação conectado (Figura 5.5).

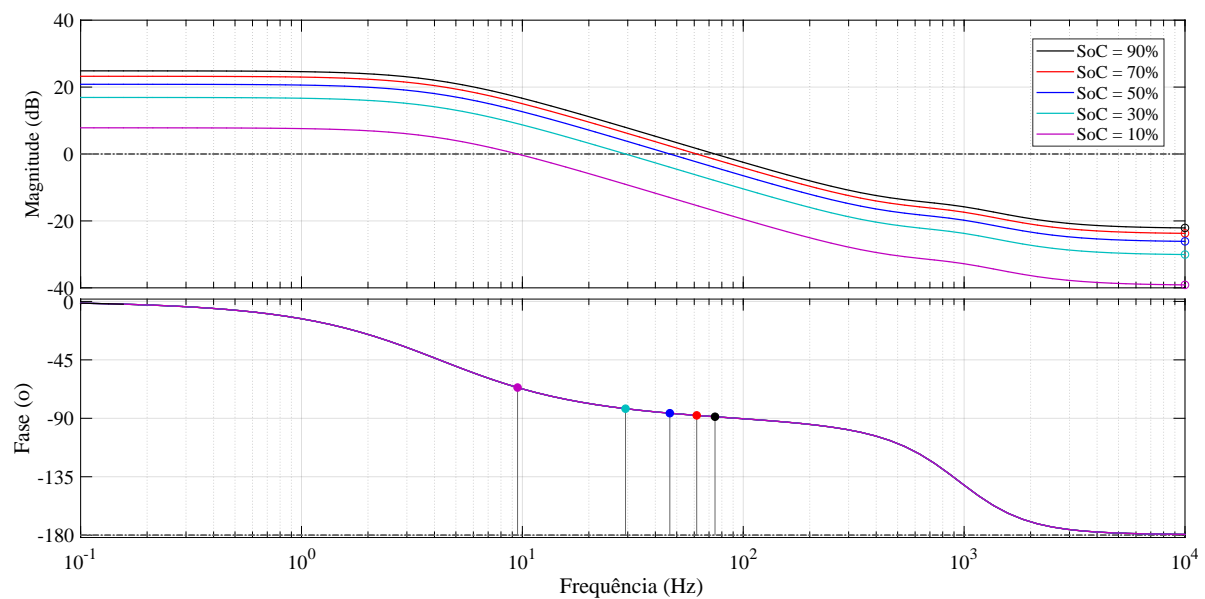
Ainda na Figura 5.15 é possível observar que a margem de fase diminui progressivamente

Figura 5.14 – Análise dos polos dominantes para a tensão do elo CC pela ferramenta *Linear Analysis Tool* ao variar o SoC supondo o uso de $FS_{bat}^{(c)'}$ para o modo ilhado.



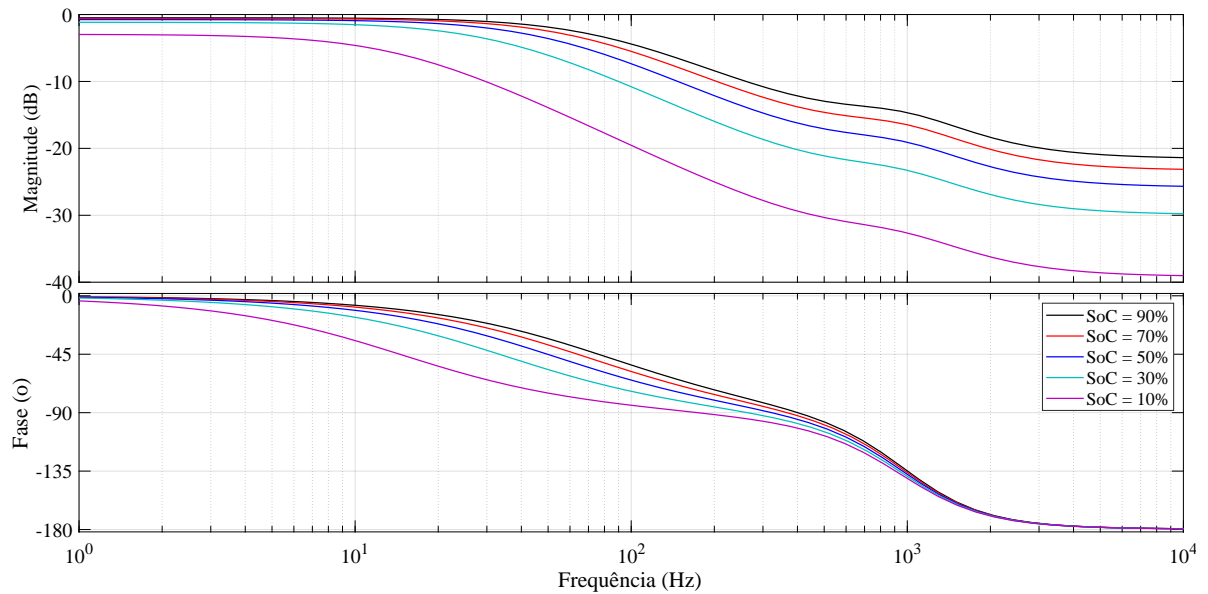
Fonte: próprio autor.

Figura 5.15 – Resposta em frequência da malha aberta através da ferramenta *Linear Analysis Tool* ao variar o SoC supondo o uso de $FS_{bat}^{(c)'}$ para o modo ilhado.



Fonte: próprio autor.

Figura 5.16 – Resposta em frequência da malha fechada para o modo ilhado através da ferramenta *Linear Analysis Tool* supondo o uso de $FS_{bat}^{(c)'}$.



Fonte: próprio autor.

à medida que o SoC vai de 10 a 90%. Por fim, através da comparação entre as Figuras 5.15 e 5.16 podemos observar que após o fechamento da malha de controle a magnitude das respostas para todos os casos avaliados é levada a valores negativos ainda abaixo da frequência de 20 Hz, indicando que a estrutura adquire uma característica de atenuação mesmo para entradas com frequência baixa, característica esta que se torna ainda mais preponderante a medida que o valor do SoC é reduzido.

5.6 Considerações Finais

Este capítulo apresentou as análises de estabilidade para as estruturas de controle e modos de operação (conectado e ilhado) previstos no Capítulo 4. As análises foram executadas através da ferramenta de linearização do Simulink (*Linear Analysis Tool*) havendo, para esta finalidade, o desenvolvimento de uma aproximação para a função $FS_{bat}^{(c)}$ que é utilizada no modo conectado.

Os resultados das análises, que levaram em conta cenários com diferentes valores de SoC para o modo conectado, mostraram que a operação é estável para ambos os modos de operação avaliados. No entanto, os resultados evidenciaram diferenças significativas entre as respostas das estruturas de controle para os modos de operação conectado e ilhado que apresentaram respostas subamortecida e superamortecida, respectivamente. Adicionalmente, uma última análise supondo o uso da função $FS_{bat}^{(c)'}$ para o modo ilhado mostrou que, neste cenário, a restrição gerada pela diminuição do SoC afetaria a resposta

da estrutura de controle de forma negativa, tornando sua resposta mais lenta e aumentando consideravelmente o erro em regime.

Resultados Simulados

6.1 Introdução

Para que a estratégia de controle e gerenciamento apresentada no Capítulo 4 seja analisada, o circuito é simulado usando o software PSIM[®]. A camada de controle é desenvolvida utilizando o *C Block*, que emula o comportamento de um controlador em loop, com sinais de entrada amostrados a 12 kHz. Desta forma, para cada passo da simulação, o código em linguagem C é executado, sinais de saída do bloco de controle são computados e enviados aos moduladores PWM, sendo em seguida enviados aos semicondutores na simulação.

Em todos os cenários, o VE é tratado como uma fonte bidirecional, capaz de injetar ou drenar corrente no elo CC. Nos mesmos, todas as correntes CC são consideradas positivas quando fluem da sua respectiva fonte para o elo CC.

Para todos os cenários simulados, a radiação solar incidente varia entre 700 e 800 W/m². Simultaneamente, a temperatura ao qual o modelo dos painéis fotovoltaicos estão sujeitos varia entre 20°C e 30°C. O valor do parâmetro de tolerância (*Tol*) para o ARPP é de 10 W.

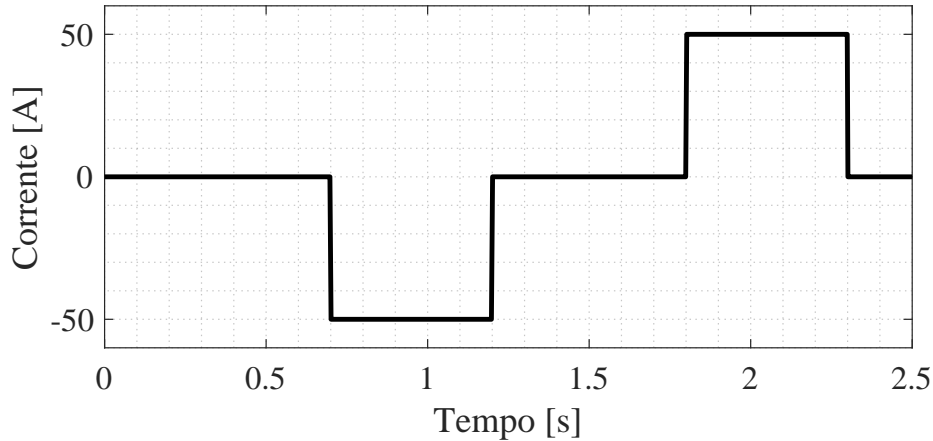
Nos cenários com funcionamento em modo conectado, a rotina de sincronização e conexão do VSI à rede é finalizada no tempo de 0,651 s. No entanto, sua performance não é objetivo de avaliação deste trabalho. Também não será avaliada a rotina de pré-carga do elo CC e demais capacitores.

6.2 Cenário 1

O primeiro cenário tem como objetivo principal verificar o resultado do gerenciamento no que tange à função FS_{fv} e o ARPP. Durante a simulação, o eletroposto é mantido no modo ilhado e o SoC da bateria do eletroposto é inicializado em 50%. Neste cenário também são evidenciadas as correntes dos indutores e as tensões das fontes de energia de ambos os conversores CC, permitindo uma verificação dos respectivos valores de *ripple*.

A corrente de carga aplicada ao elo CC é mostrada na Figura 6.1. São aplicados dois degraus com duração de 0,5 s e amplitude de 50 A cada. O primeiro é aplicado no instante 0,7 s e faz com que energia seja drenada do eletroposto. O segundo emula a injeção de potência no eletroposto, aplicado no instante 1,8 s. Os resultados para o cenário 1 são

Figura 6.1 – Corrente i_{carga} aplicada no elo CC para o cenário 1.



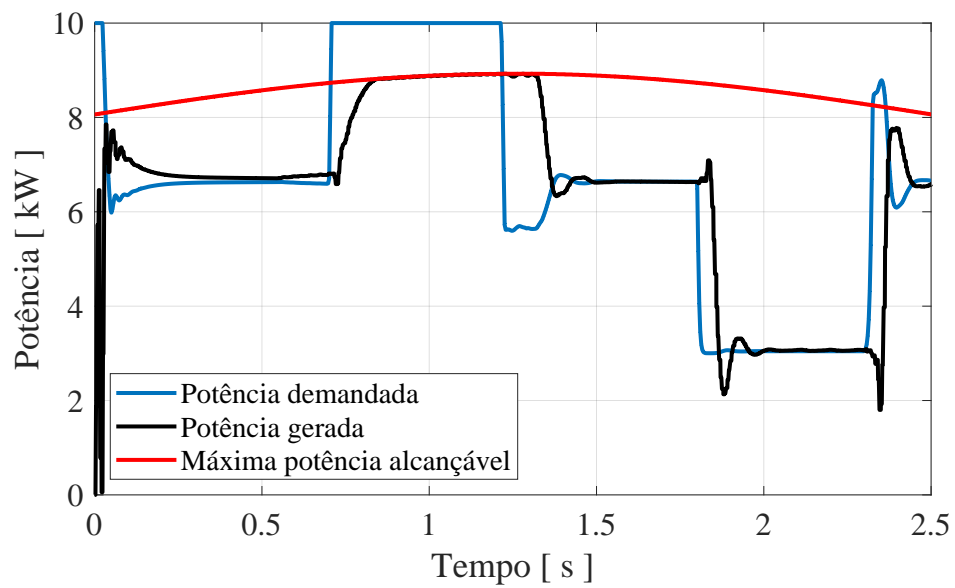
Fonte: próprio autor.

mostrados através das Figuras 6.2, e 6.3. Na primeira, a comparação entre as curvas de potência gerada e potencia demandada (D) mostra um tempo de reação de cerca de 0,3 s para a mudança do ponto de operação.

Inicialmente, como i_{carga} é nula, toda a energia gerada pelo arranjo de painéis fotovoltaicos é utilizada no carregamento da bateria do eletroposto. Neste instante, a tensão do elo CC (v_{cc}) se encontra acima do valor de referência. Logo, FS_{fv} força a redução da geração de energia da fonte fotovoltaica para aproximadamente 6,6 kW, ainda nos instantes iniciais da simulação. Como pode ser observado, no instante que o primeiro degrau é aplicado, no tempo $t = 0,7$ s, D excede o máximo valor alcançável para as condições ambientais utilizadas, fazendo com que o algoritmo busque o ponto de máxima geração. No tempo $t = 1,8$ s, i_{carga} se torna positiva. Neste instante, uma vez que e_{cc} passa a ser negativo, a função sigmoide FS_{fv} reduz o valor de D , fazendo com que o algoritmo de busca reduza a tensão de referência v_{ref} .

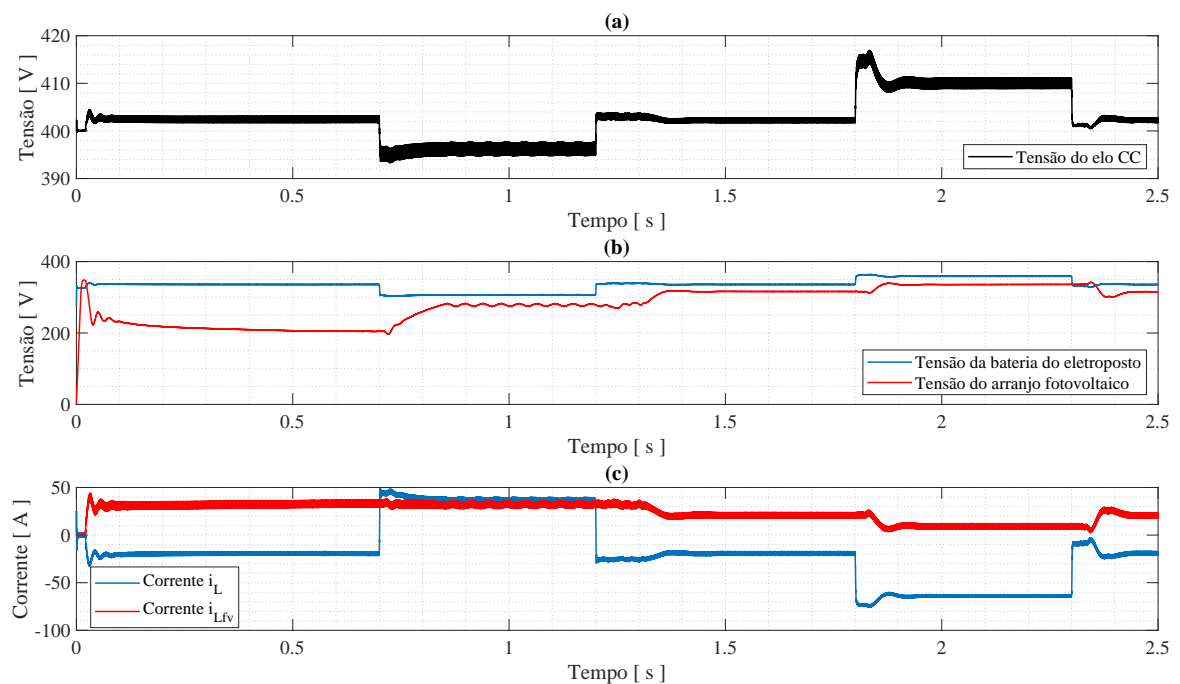
A Figura 6.3 mostra a tensão do elo CC, as tensões das fontes de energia e as correntes dos indutores de ambos os conversores *Boost* e *Buck-Boost* para o cenário 1. Dessa forma é percebido na comparação das figuras que o conversor *Buck-Boost* é responsável por compensar a maior parte da energia drenada ou injetada pela carga, havendo no entanto contribuição do arranjo fotovoltaico. No tempo $t = 0,7$ s ocorre a inversão da corrente do conversor *Buck-Boost*, passando de -20 A para 50 A, fazendo com que a bateria entre em modo de descarga. Neste instante, o ponto de potência do arranjo de painéis é elevado ao máximo para que o conversor *Boost* possa aumentar sua contribuição na estabilização do

Figura 6.2 – Resultados para o Algoritmo de Rastreamento de Ponto de Potência.



Fonte: próprio autor.

Figura 6.3 – Resultados para o cenário 1. (a) Tensão no elo CC. (b) Tensões das fontes de energia. (c) Correntes nos indutores dos conversores CC-CC.



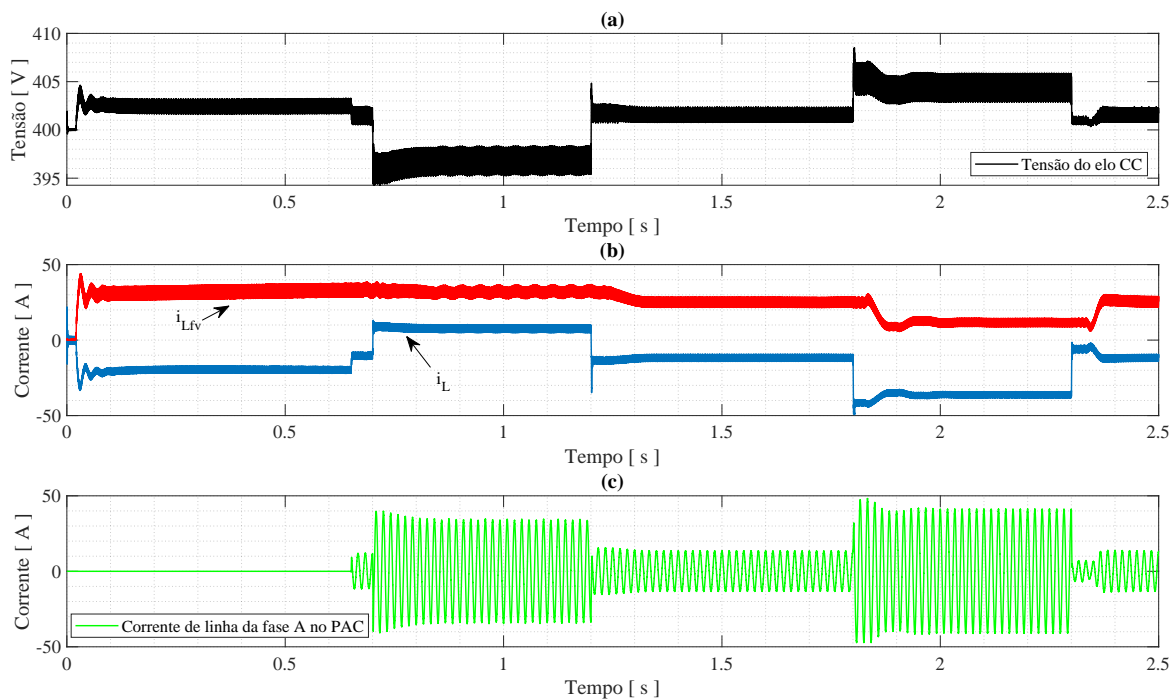
Fonte: próprio autor.

elo CC. Simultaneamente à mudança no ponto de operação do arranjo fotovoltaico, ocorre o reajuste da corrente do conversor da bateria que reduz sua corrente para aproximadamente 40 A. Dessa forma, o efeito total da contribuição do conversor *Boost* só é observado alguns instantes após cada degrau de carga. Esse comportamento fica ainda mais evidente ao observar as Figuras 6.3(a) e 6.3(c) a partir do instante $t = 1,8$ s, com o segundo degrau de carga. Inicialmente, tensão do elo CC alcança 415 V. Após a mudança do ponto de operação do arranjo, a tensão do elo CC se estabiliza em aproximadamente 410 V. Os resultados das Figuras 6.3(b) e 6.3(c) evidenciam ainda que os valores de *ripple* de corrente nos indutores e das tensões das fontes de energia mantiveram-se nos limites projetados no Capítulo 3. Ao mesmo tempo, o regime de condução contínua é mantido para ambos os conversores, mesmo com grandes variações dos respectivos pontos de operação.

6.3 Cenário 2

O segundo cenário tem como objetivo principal verificar os resultados do gerenciamento no modo conectado, observados através das Figuras 6.4 e 6.5. O SoC da bateria do eletroposto é inicializado em 20%. A curva de carga utilizada é mantida, sendo a mesma demonstrada na Figura 6.1. Comparando as Figuras 6.4(a), 6.4(b) e 6.4(c) é possível

Figura 6.4 – Resultados para o cenário 2. (a) Tensão no elo CC. (b) Corrente nos indutores dos conversor CC-CC *Buck-Boost*. (c) Corrente de linha da fase A no PAC.



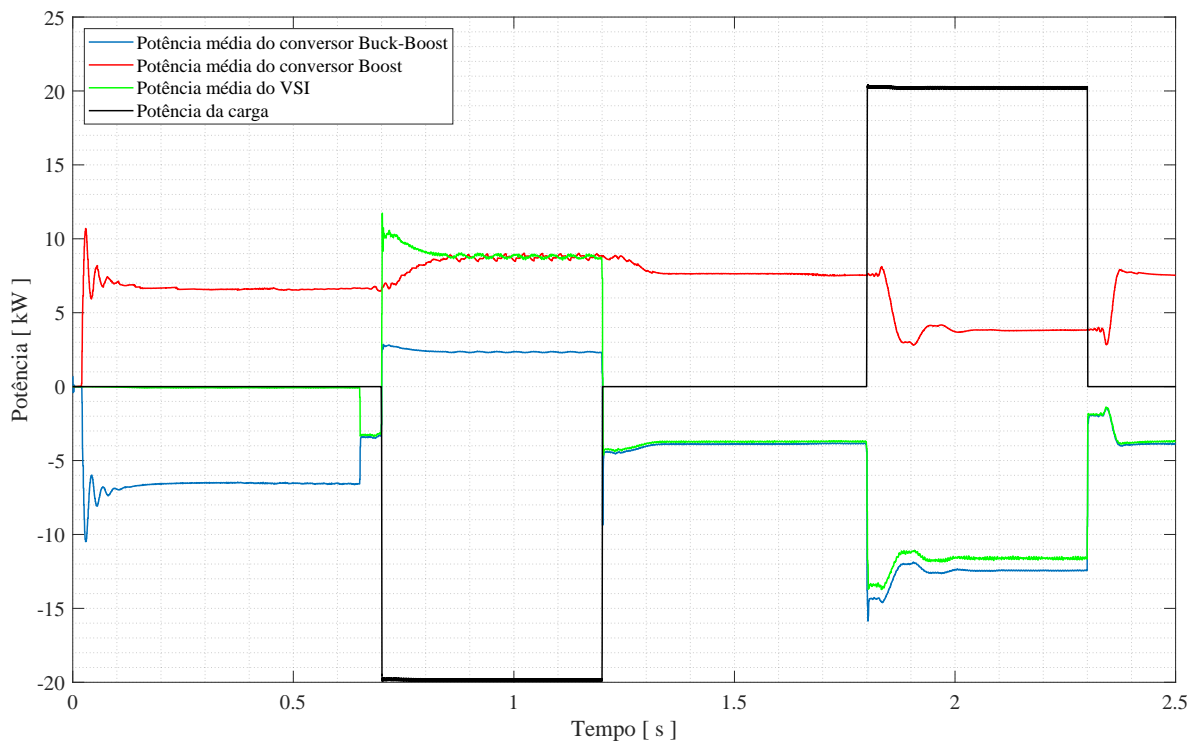
Fonte: próprio autor.

observar o momento da conexão à rede de distribuição em $t = 0,65$ s. Neste instante, a energia gerada pelo arranjo fotovoltaico, que antes era utilizada somente para a carga da bateria, passa a ser compartilhada. Com isso, parte da potência gerada passa a ser enviada à rede de distribuição, enquanto a bateria continua em modo de carga. O primeiro degrau de carga é aplicado em $t = 0,7$ s, instantes após a conexão do eletroposto à rede. Como o nível do SoC se encontra perto do limite inferior de operação, o gerenciamento limita a corrente do conversor *Buck-Boost* a aproximadamente 9 A, restando aos demais conversores maior responsabilidade sobre a estabilização do elo CC. Como esperado, o reajuste da corrente do conversor *Buck-Boost* após a mudança do ponto de operação do conversor *Boost* também é menor para o primeiro degrau de carga quando comparado ao cenário anterior (1 A, contra 10 A no cenário 1). Ao mesmo tempo, o mesmo efeito de reajuste do ponto de operação do conversor *Boost* é facilmente notado na corrente de pico do PAC, visto na Figura 6.4(c).

Como esperado, o gerenciamento fez com que a amplitude da corrente do conversor *Buck-Boost* fosse mais elevada no segundo degrau de carga em comparação ao primeiro, como pode ser observado na Figura 6.4(b). No instante $t = 1,8$ s o gerenciamento inverte o sentido da corrente, fazendo com que a bateria entre em modo de carga e sua corrente atinja cerca de -42 A, sendo reajustada para -36 A após a mudança do ponto de operação do conversor *Boost*.

A Figura 6.5 evidencia a potência média entregue pelos conversores ao elo CC juntamente a potência da carga para o cenário 2. Assim, como nos resultados observados na Figura 6.4, é possível observar que o compartilhamento de carga entre os conversores CC-CC e a rede de distribuição se inicia imediatamente após a conexão do PAC. Novamente, é possível observar o efeito do ajuste do ponto de operação do conversor *Boost* após as mudanças da potência de carga. Dos 20 kW requeridos pela carga na duração do primeiro degrau, somente 2,2 kW são fornecidos pelo conversor *Buck-Boost* graças a regra utilizada no gerenciamento. O restante é suprido pelos conversores *Boost* e VSI. Após o segundo degrau de carga, no instante $t = 1,8$ s, o gerenciamento força o conversor *Boost* a mudar o ponto de operação do arranjo de painéis, reduzindo a quantidade de energia gerada de 7,5 kW para 3,9 kW. Estes, somados aos 20 kW injetados pela carga são então compartilhados entre a bateria e a rede distribuição.

Figura 6.5 – Potência média dos conversores no cenário 2.



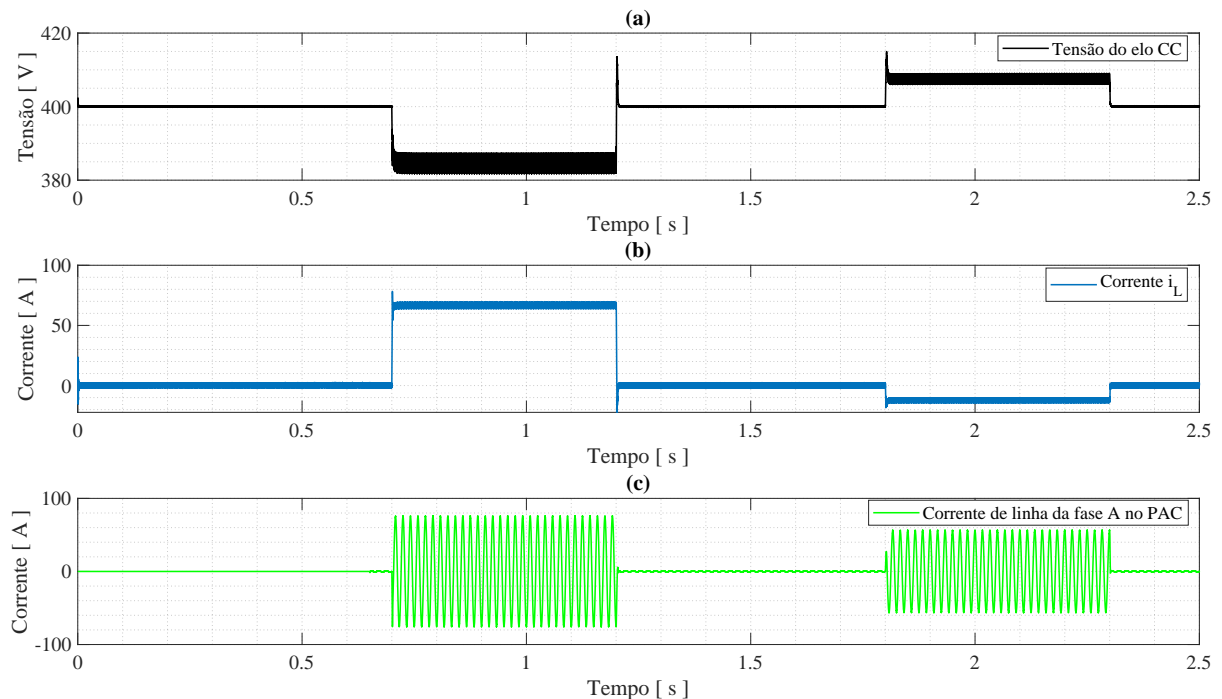
Fonte: próprio autor.

6.4 Cenário 3

O cenário 3 tem como objetivo principal verificar o compartilhamento de carga entre o conversor *Buck-Boost* e o VSI, para que a interação entre os conversores bidirecionais sejam avaliados sem influência do conversor *Boost*. Dessa forma, o mesmo é desligado do eletroposto, que funciona em modo conectado à rede de distribuição. A curva de carga utilizada possui característica idêntica à curva dos cenários 1 e 2 exceto pela amplitude do primeiro degrau, elevada para 100 A, convenientemente ultrapassando a potência de cada conversor. O SoC é inicializado em 80%, ou seja, próximo do limite superior de operação da bateria do eletroposto.

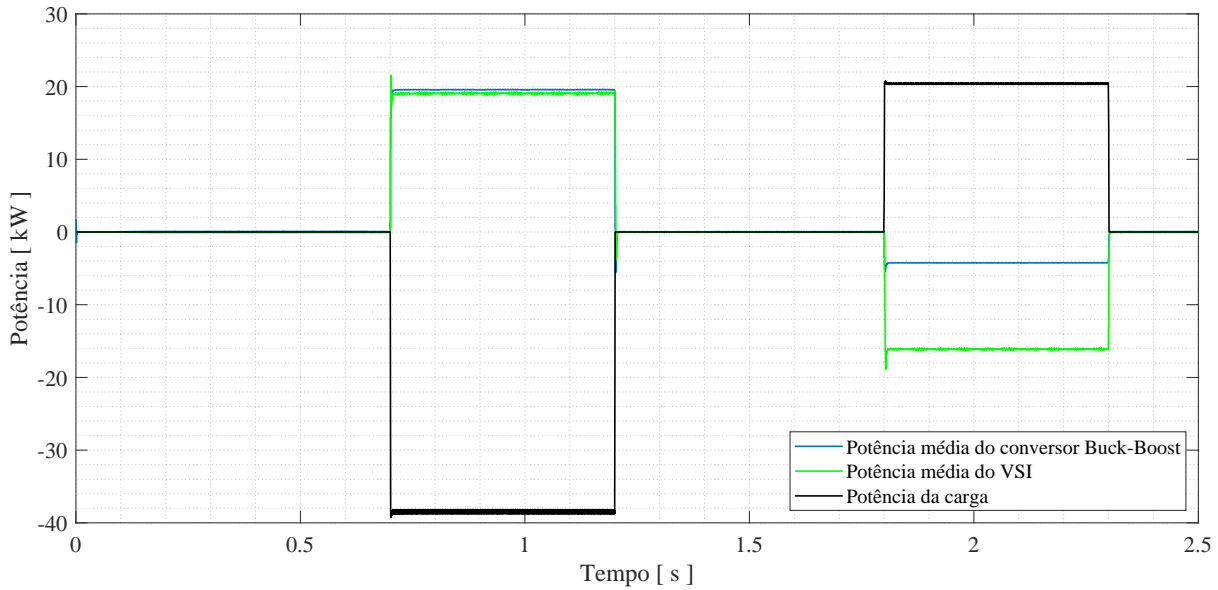
Como pode ser observado através das Figuras 6.6 e 6.7, o compartilhamento de potência também permite que cargas de potência nominal superior às potências nominais de cada conversor sejam conectadas ao elo CC. Novamente, graças a regra utilizada no gerenciamento, é possível observar que a corrente do conversor *Buck-Boost* é restringida ao valor de -12,5 A. Dessa forma, a rede de distribuição absorve a maior parte da energia, elevando o valor da corrente de pico para aproximadamente 57 A.

Figura 6.6 – Resultados para o cenário 3. (a) Tensão no elo CC. (b) Corrente no indutor do conversor *Buck-Boost*. (c) Corrente de linha da fase A no PAC.



Fonte: próprio autor.

Figura 6.7 – Potência média dos conversores no cenário 3.



Fonte: próprio autor.

6.5 Considerações Finais

Este capítulo expôs os resultados simulados para o funcionamento do eletroposto e para sua estratégia de gerenciamento, concentrados em três cenários executados no software PSIM[®]. Nos resultados foram analisados principalmente os efeitos do compartilhamento de carga e das mudanças do ponto de operação do conversor *Boost* em resposta ao ARPP.

Em todos os cenários, foi possível observar que as regras do gerenciamento fizeram com que o eletroposto se comportasse de acordo com as premissas desenvolvidas no Capítulo 4, permitindo o compartilhamento de carga e ainda restringindo a operação com base nos limites estabelecidos.

Os resultados também permitem observar que apesar de ainda contribuir para a estabilização do elo CC, o grupo fotovoltaico apresenta dinâmica mais lenta graças a mudança do ponto de operação dos painéis, fazendo com que a responsabilidade durante os transientes de carga recaiam majoritariamente sobre os demais conversores.

No capítulo seguinte, a estratégia de controle e gerenciamento proposta é novamente testada, através de simulações em tempo real.

Resultados de Simulação em Tempo Real

7.1 Introdução

Neste capítulo, a solução proposta é testada utilizando simulação em tempo real através da plataforma Typhoon[®] HIL602+. Os resultados são então analisados e comparados aos resultados simulados, demonstrados no Capítulo 6.

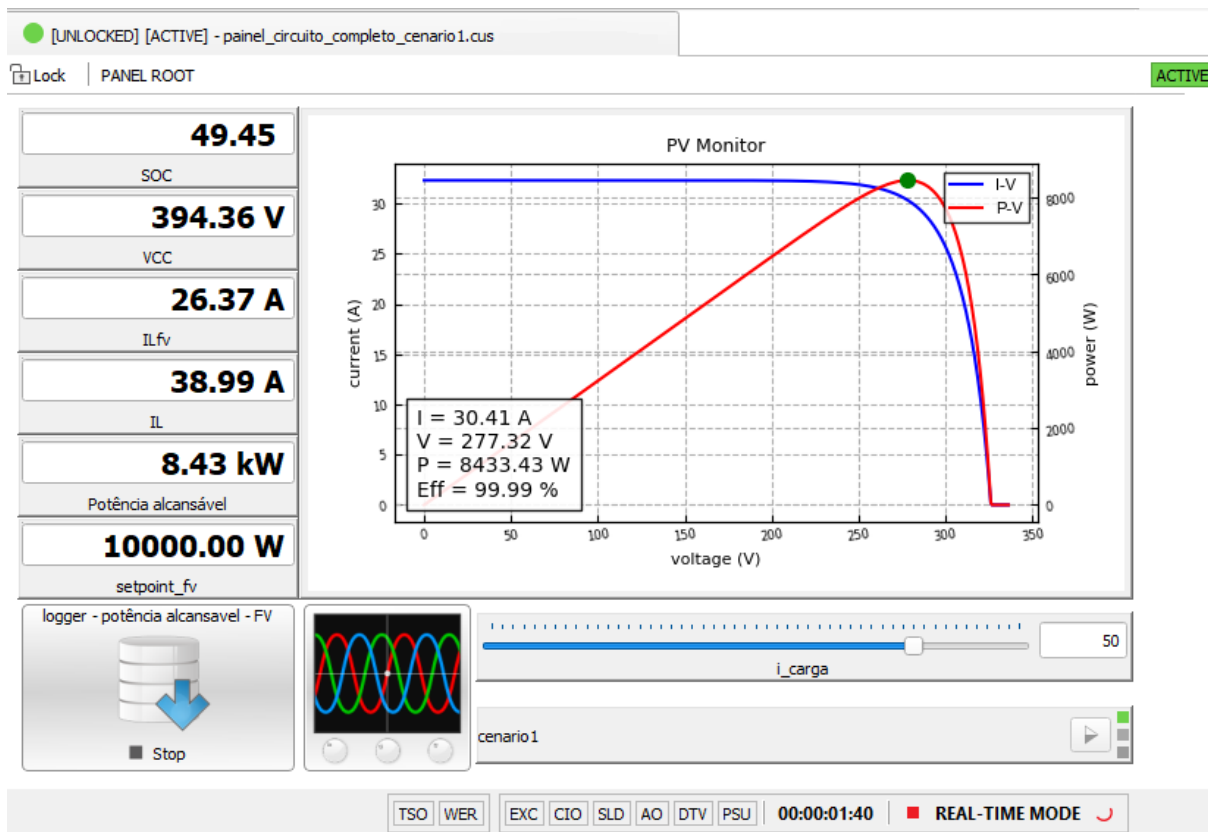
A tecnologia para o uso de *Hardware-in-the-Loop* (HIL) foi introduzida nas últimas décadas e seu uso vem se tornando padrão em etapas de design e otimização no desenvolvimento de sistemas de controle automático. Esta tecnologia é especialmente útil para a implementação e teste de estruturas de controle para sistemas de energia onde, na prática, a capacidade de reposição de equipamentos é baixa e os testes podem envolver riscos de tipos variados. Além destas motivações, em muitos casos, testes utilizando simulações em tempo real com HIL exigem menos tempo e gastam menos recursos financeiros quando comparados aos testes práticos (MORELLO et al., 2018), o que também é válido para este trabalho.

A simulação em tempo real, utilizando HIL, difere de uma simulação executada por inteiro em ambiente virtual (ou seja, somente através de resolução do modelo matemático por via de software) devido a alta capacidade de processamento utilizada obtida principalmente através do uso de *Field-programable Gate Arrays* (FPGAs). Estes são utilizados para execução de operações em hardware, o que diminui consideravelmente seu tempo de execução e a latência. Essa característica faz com que o HIL use grande capacidade em termos de computação paralela e permite o particionamento do modelo matemático tratado entre várias unidades de processamento.

A plataforma utilizada neste trabalho conta com seis unidades de processamento sendo que cada uma é equipada também com dois núcleos com tecnologia ARM[®] (TYPHOON HIL INC, 2022). Destas, três unidades foram utilizadas para execução dos conversores, do processamento de sinais e da camada de controle. Durante a execução dos testes o hardware

se comunica com o seu próprio sistema de supervisão e aquisição de dados (SCADA) utilizando uma conexão do tipo *Universal Serial Bus* (USB). No caso dos experimentos desse trabalho, além de monitorar e capturar as variáveis de interesse, como mostrado na Figura 7.1, o SCADA também é utilizado para configurar os valores iniciais das fontes de energia e fazer a entrada de valores da carga, através de *script* escrito na linguagem Python 3. Um segundo *script* é utilizado para a entrada de dados de temperatura e irradiação para o arranjo fotovoltaico. Os *scripts* fazem a leitura de arquivos de texto e são executados com passos de 250 ms.

Figura 7.1 – Tela de monitoramento implementada no SCADA.



Fonte: próprio autor.

A metodologia utilizada para os testes em tempo real é análoga a do Capítulo 6, com a utilização de 3 cenários, sendo que o VE é novamente tratado como uma fonte bidirecional, capaz de injetar ou drenar corrente no elo CC. Nos cenários com funcionamento em modo conectado, a rotina de sincronização e conexão do VSI à rede é finalizada no tempo de 0,47 s, ou seja, 0,24 s mais rápido do que o tempo obtido nos resultados do Capítulo 6.

7.2 Cenário 1

Assim como realizado na Seção 6.2, este cenário tem como objetivo principal verificar o funcionamento da função FS_{fv} e o ARPP. O eletroposto é mantido no modo ilhado e o SoC da bateria do eletroposto é inicializado em 50%. São aplicados dois degraus com duração de aproximadamente 0,5 s e amplitude de 50 A cada. O primeiro é aplicado no instante 0,52 s e faz com que energia seja drenada do eletroposto. O segundo emula a injeção de potência no eletroposto, aplicado no instante 1,53 s.

Os resultados para o cenário 1 são mostrados através das Figuras 7.2, e 7.3. Na primeira, a comparação entre as curvas de potência gerada média e potencia demandada (D) mostra um tempo de reação de cerca de 0,25 s para a mudança do ponto de operação, tempo ligeiramente menor do que o observado nos resultados de simulação do Capítulo 6.

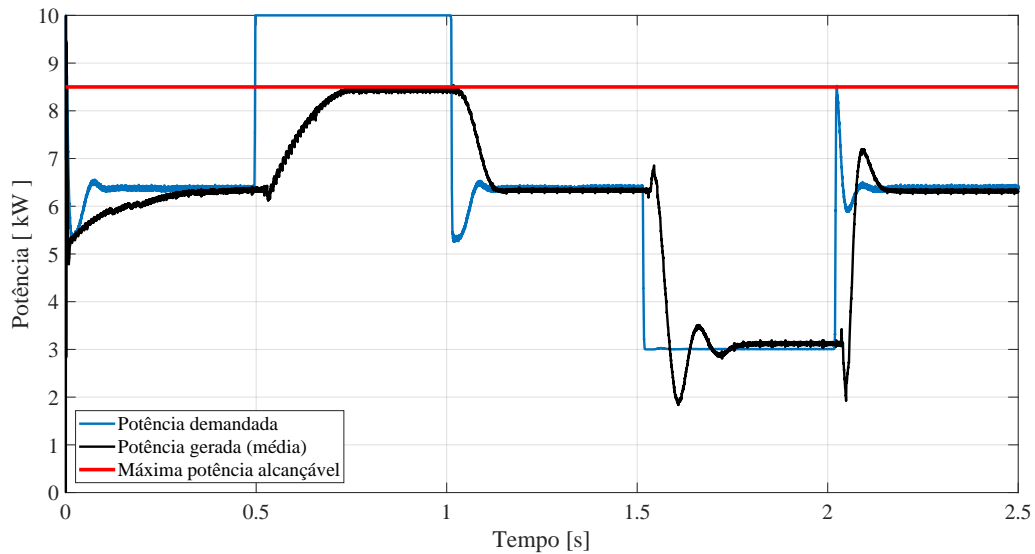
Até o acontecimento do primeiro degrau de carga, toda a energia gerada pelo arranjo de painéis fotovoltaicos é utilizada no carregamento da bateria do eletroposto. Neste período, a tensão do elo CC (v_{cc}) se encontra em 402 V, ou seja, acima do valor de referência (400 V). Com isso, o gerenciamento faz com que o valor demandado seja mantido em aproximadamente 6,4 kW nos instantes iniciais, ou seja, fora do ponto de máxima potência.

Como pode ser observado, no instante que o primeiro degrau é aplicado, no tempo $t = 0,52$ s, D excede o máximo valor alcançável para as condições ambientais utilizadas, fazendo com que o algoritmo busque o ponto de máxima geração. No tempo $t = 1,52$ s, i_{carga} se torna positiva. Neste instante, uma vez que e_{cc} passa a ser negativo, a função sigmoide FS_{fv} reduz o valor de D , fazendo com que a potência entregue pelo conversor *Boost* ao elo CC seja reduzida.

A Figura 7.3 mostra a tensão do elo CC, as tensões das fontes de energia e as correntes dos indutores de ambos os conversores *Boost* e *Buck-Boost* para o cenário 1.

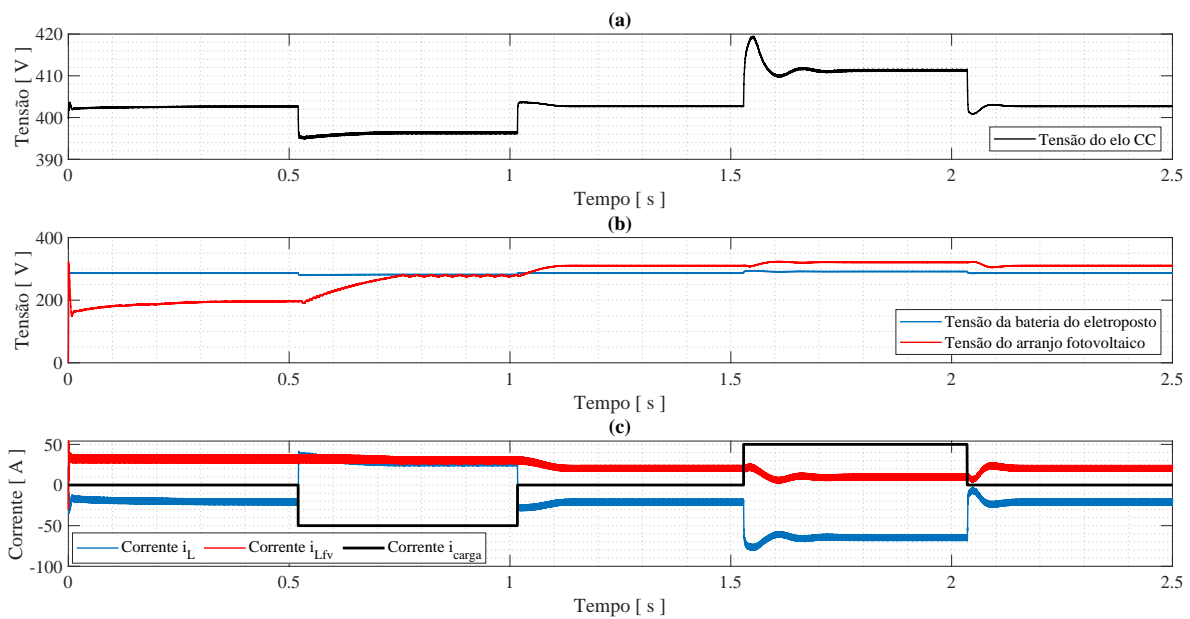
Ao comparar as figuras, é visto que o conversor *Buck-Boost* é responsável por compensar a maior parte da energia drenada ou injetada pela carga, havendo no entanto contribuição do arranjo fotovoltaico. No tempo $t = 0,52$ s ocorre a inversão da corrente do conversor *Buck-Boost*, passando de -20 A para cerca de 39 A, fazendo com que a bateria entre em modo de descarga. Com o ajuste do ponto de potência do arranjo de painéis, que é elevado ao máximo ocorre nova mudança na corrente do conversor da bateria que reduz sua corrente para aproximadamente 35 A. Dessa forma, o efeito total da contribuição do conversor *Boost* só é observado alguns instantes após cada degrau de carga. Esse comportamento fica ainda mais evidente ao observar as Figuras 7.3(a) e 7.3(c) a partir do instante $t = 1,52$ s, com o segundo degrau de carga. Inicialmente, tensão do elo CC alcança aproximadamente 420 V. Após a mudança do ponto de operação do arranjo, a tensão do elo CC se estabiliza em 411 V. Novamente, o regime de condução contínua é mantido para ambos os conversores, mesmo com grandes variações dos respectivos pontos de operação, mesmo comportamento observado nos resultados da Seção 6.3.

Figura 7.2 – Resultados de simulação em tempo real para o Algoritmo de Rastreamento de Ponto de Potência.



Fonte: próprio autor.

Figura 7.3 – Resultados de simulação em tempo real para o cenário 1. (a) Tensão no elo CC. (b) Tensões das fontes de energia. (c) Correntes nos indutores dos conversores CC-CC.

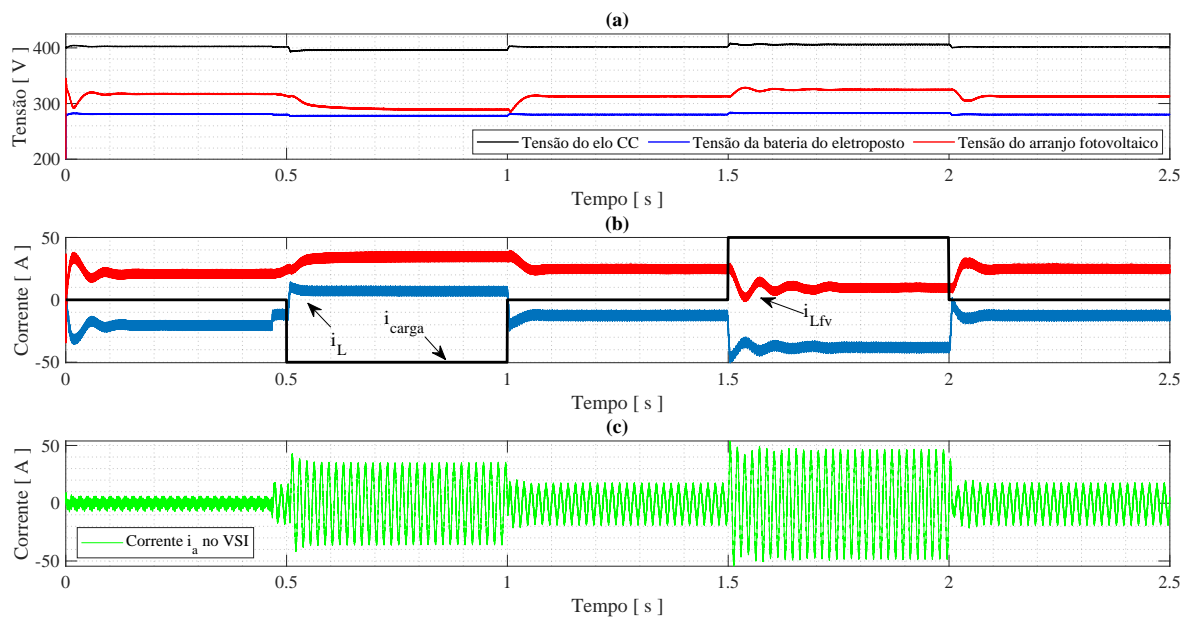


Fonte: próprio autor.

7.3 Cenário 2

O segundo cenário tem como objetivo principal verificar os resultados do gerenciamento no modo conectado, observados através das Figuras 7.4 e 7.5. Assim como no capítulo anterior, o SoC da bateria do eletroposto é inicializado em 20%. A curva de carga é a mesma utilizada na Seção 7.2, com degraus de carga de aproximadamente 20 kW e -20 kW.

Figura 7.4 – Resultados de simulação em tempo real para o cenário 2. (a) Tensão no elo CC e nas fontes de energia. (b) Corrente nos indutores dos conversor CC-CC *Buck-Boost*. (c) Corrente de linha da fase A do VSI.



Fonte: próprio autor.

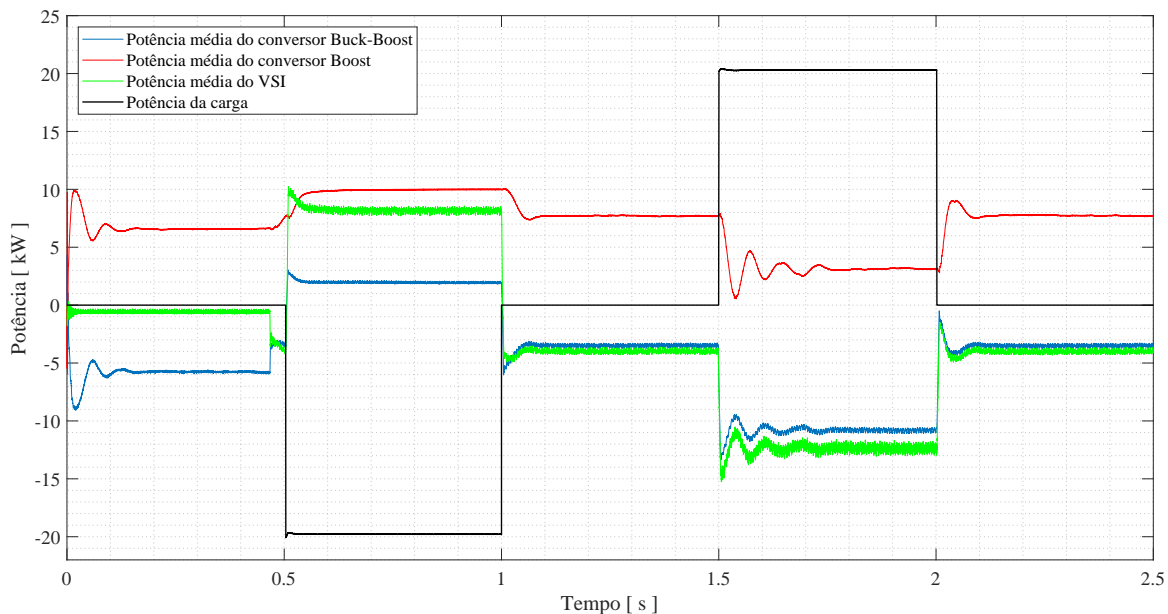
Comparando as Figuras 7.4(a), 7.4(b) e 7.4(c) é possível observar o momento da conexão à rede de distribuição em $t = 0,47$ s. No momento da conexão, a energia gerada pelo arranjo fotovoltaico passa a ser compartilhada entre a carga da bateria do eletroposto e a rede de distribuição. O primeiro degrau de carga é aplicado em $t = 0,52$ s, instantes após a conexão do eletroposto à rede. Como o nível do SoC se encontra perto do limite inferior de operação, o gerenciamento limita a corrente do conversor *Buck-Boost* a aproximadamente 11 A, restando aos demais conversores maior responsabilidade sobre a estabilização do elo CC. Em seguida, o reajuste da corrente do conversor *Buck-Boost* após a mudança do ponto de operação do conversor *Boost* faz com que a corrente do primeiro seja reduzida a 8 A. Ao mesmo tempo, o mesmo efeito de reajuste do ponto de operação do conversor *Boost* é notado na corrente de pico do VSI, visto na Figura 7.4(c).

Novamente, como visto no capítulo anterior, o gerenciamento fez com que a amplitude da corrente do conversor *Buck-Boost* fosse mais elevada no segundo degrau de carga em

comparação ao primeiro, como pode ser observado na Figura 7.4(b). No instante $t= 1,52$ s o gerenciamento inverte o sentido da corrente, fazendo com que a bateria entre em modo de carga e sua corrente atinja cerca de -45 A, sendo reajustada para -40 A após a mudança do ponto de operação do conversor *Boost*.

A Figura 7.5 evidencia a potência média entregue pelos conversores ao elo CC juntamente a potência da carga para o cenário 2. Assim, como nos resultados observados na Figura 7.4, é possível observar que o compartilhamento de carga entre os conversores CC-CC e a rede de distribuição se inicia imediatamente após a conexão ao PAC no instante $t= 0,47$ s. Novamente, é possível observar o efeito do ajuste do ponto de operação do conversor *Boost* após as mudanças da potência de carga. Dos cerca de 20 kW requeridos pela carga na duração do primeiro degrau, somente 2,2 kW são fornecidos pelo conversor *Buck-Boost* graças a regra utilizada no gerenciamento. O restante é suprido pelos conversores *Boost* e VSI. Após o segundo degrau de carga, no instante $t= 1,52$ s, o gerenciamento força o conversor *Boost* a mudar o ponto de operação do arranjo dos painéis, reduzindo a quantidade de energia gerada de 7,6 kW para 3,2 kW. Estes, somados aos quase 20 kW injetados pela carga são então compartilhados entre a bateria e a rede distribuição.

Figura 7.5 – Resultados de simulação em tempo real para potência média dos conversores no cenário 2.



Fonte: próprio autor.

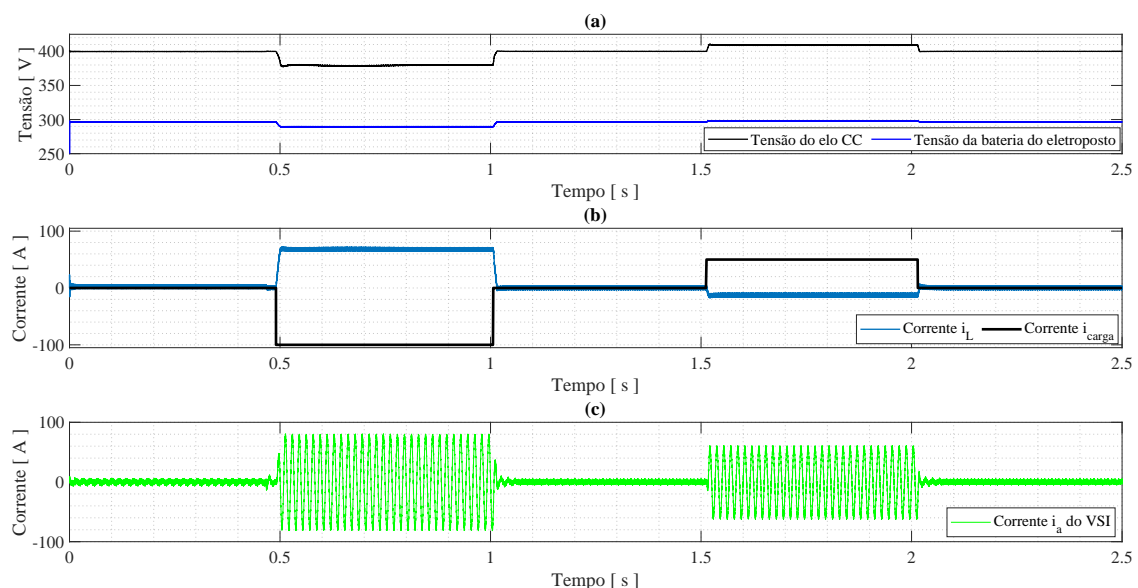
7.4 Cenário 3

O cenário 3 tem como objetivo principal verificar o compartilhamento de carga entre o conversor *Buck-Boost* e o VSI, para que a interação entre os conversores bidirecionais sejam avaliados sem influência do conversor *Boost*, assim como executado na Seção 6.4. Dessa forma, o mesmo é desligado do eletroposto, que funciona em modo conectado à rede de distribuição. A curva de carga utilizada possui característica idêntica à curva dos cenários 1 e 2 exceto pela amplitude do primeiro degrau, elevada para 100 A, novamente, ultrapassando a potência de cada conversor. O SoC é inicializado em 80%, ou seja, próximo do limite superior de operação da bateria do eletroposto.

Como pode ser observado através das Figuras 7.6 e 7.7, novamente, durante o primeiro degrau de carga, a energia drenada do elo CC através de i_{carga} é provida pela rede de distribuição e pela bateria, sendo que, neste caso, a bateria fornece uma porcentagem ligeiramente maior que a rede de distribuição.

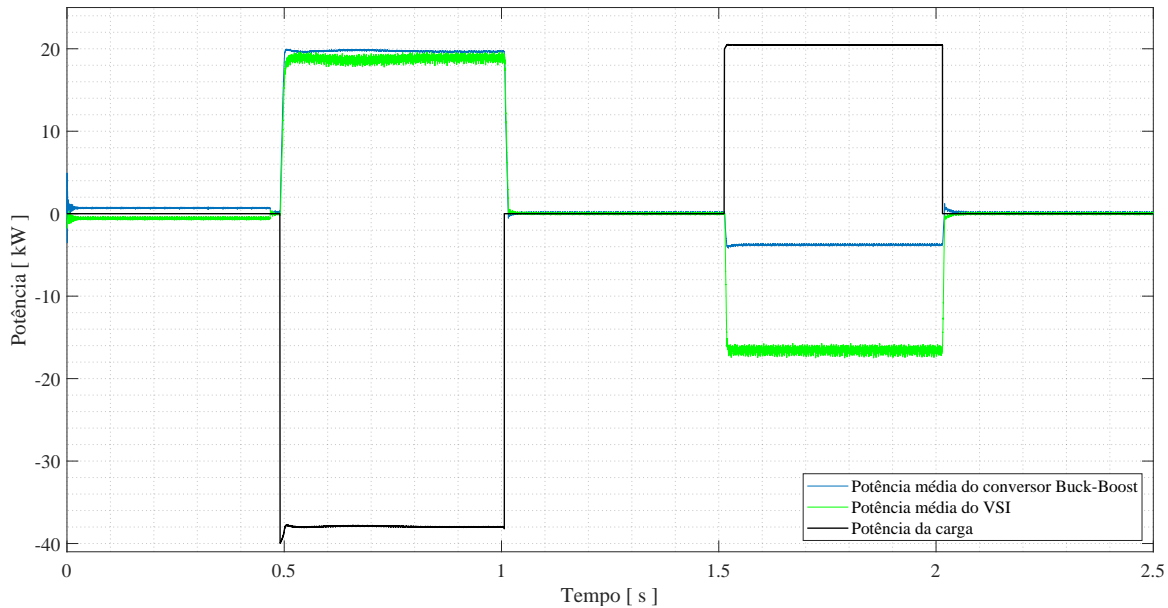
Durante o segundo degrau de carga, graças a regra utilizada no gerenciamento, a corrente do conversor *Buck-Boost* é restringida ao valor de -12,5 A. Dessa forma, a rede de distribuição absorve a maior parte da energia no período do segundo degrau, elevando o valor da corrente de pico para aproximadamente 57 A.

Figura 7.6 – Resultados de simulação em tempo real para o cenário 3. (a) Tensão no elo CC. (b) Corrente no indutor do conversor *Buck-Boost*. (c) Corrente de linha da fase A do VSI.



Fonte: próprio autor.

Figura 7.7 – Resultados de simulação em tempo real para a potência média dos conversores no cenário 3.



Fonte: próprio autor.

7.5 Considerações Finais

Este capítulo expôs os resultados simulados para o funcionamento do eletroposto e para sua estratégia de gerenciamento, concentrados em três cenários executados na plataforma Typhoon[®] HIL602+. Através dos resultados foi possível observar que as regras do gerenciamento fizeram com que o eletroposto se comportasse de acordo com as premissas desenvolvidas no Capítulo 4 assim como observado nos resultados das simulações executadas na plataforma PSIM[®]. Novamente, foi possível observar que o grupo fotovoltaico apresenta dinâmica mais lenta e que a responsabilidade sobre a estabilização do elo CC recai majoritariamente sobre os demais conversores.

Ao comparar os resultados observados no Capítulo 6 e os resultados para simulação em tempo real, vemos que o comportamento esperado para a estrutura de controle e gerenciamento foi mantido. Ainda assim, é possível observar algumas diferenças entre os resultados obtidos nas duas plataformas. A principal diferença observada foi a de que houve menos *ripple* para a tensão do elo CC na simulação em tempo real em todos os cenários. Essa diferença pode estar relacionada a divisão do circuito entre as unidades de processamento do hardware uma vez que a mesma exige o uso de *snubbers* para o particionamento. Outra diferença observada, porém em menor grau, foi a de que houve menor variação na tensão nos terminais da bateria nos testes executados em tempo real, apesar de que os dados utilizados para o modelo da bateria foram os mesmos.

Considerações Finais

8.1 Conclusões

Neste trabalho é proposta uma alternativa para o gerenciamento e controle de microrredes CC nas quais as aplicações integram VEs, fontes de energia alternativa e a rede de distribuição, permitindo o compartilhamento de carga por parte das fontes conectadas ao elo CC.

A revisão do estado da arte demonstrou que a maioria das estratégias de gerenciamento local tem capacidade de enquadramento em uma hierarquia de controle multinível. As mais utilizadas aplicam soluções com compartilhamento ativo de corrente, técnicas do tipo *bus signaling* ou *droop*.

O texto, além de abordar a modelagem e o dimensionamento dos conversores CC-CC, apresenta a estratégia de gerenciamento composta através de funções do tipo sigmoide, utilizadas nas malhas de controle dos conversores, possibilitando a inclusão de fatores como o SoC e a demanda de energia para o arranjo fotovoltaico. Também é elaborada uma modificação do algoritmo de busca P&O para que o ponto de operação do conversor *Boost* seja retirado do ponto de máxima potência sem que ocorra chaveamento entre controladores, em detrimento de métodos de corrente ou potência fixa, aplicadas na literatura atual.

Como forma de análise da eficácia do gerenciamento e dos controladores per-si, foram elaboradas simulações em tempo real apresentando os resultados mais expressivos através de três cenários, detalhadamente discutidos. Nos mesmos, através da aplicação de degraus de carga, podem ser observados todos os efeitos objetivados na elaboração do gerenciamento, descrito no quarto capítulo, habilitando inclusive a alimentação de cargas de capacidade superior à capacidade de cada conversor bidirecional.

8.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Junto aos resultados e conclusões obtido neste projeto, são listados possibilidades para a continuidade do trabalho:

- Estender a proposta, juntamente à mesma análise de estabilidade, aos casos com microrredes com n fontes de energia e respectivos conversores de potência;
- Estudar o efeito de equalização dos estados de carga quando a estratégia de compartilhamento SoC-Adaptativo deste trabalho é utilizada em microrredes com múltiplos bancos de baterias por longos períodos de operação;
- Estender a proposta de compartilhamento SoC-Adaptativo deste trabalho aos casos em que as fontes de energia renovável estão ligadas ao elo CC por linhas de transmissão de distância considerável;
- Desenvolver estudos sobre os possíveis marcos regulatórios a serem implementados no intuito de normatizar a interação entre os possíveis agentes envolvidos em operações do tipo V2G;
- Desenvolver estudos, simulações e projeções que incluam os aspectos mercadológicos relevantes para implementação de operações V2G em um contexto que considere contratos de compra e venda de energia em curtos períodos de tempo.

8.3 Publicações

Os trabalhos em que o autor detém participação são listados na sequência.

8.3.1 Trabalhos em revisão para publicação em periódicos

1. GODINHO, MARCELO O.; LEAL, WAGNER C.; MORETO, RAPHAEL F., DE AGUIAR, CASSIUS R.; MACHADO, RICARDO Q.. *SoC-Adaptive Power Sharing Strategy Applied to DC Microgrids Supplied by Multiple Energy Storage Systems*. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics**. Aceito para etapa de revisão em dezembro de 2022.

8.3.2 Trabalhos completos aceitos para publicação em periódicos

1. LEAL, WAGNER C.; GODINHO, MARCELO O.; BASTOS, RENAN F.; DE AGUIAR, CASSIUS R.; FUZATO, GUILHERME H. F.; MACHADO, RICARDO Q.. *Cascaded Interleaved dc-dc Converter for a Bidirectional Electric Vehicle Charging Station*. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**. Aceito para publicação em abril de 2023.

8.3.3 Trabalhos completos publicados em periódicos

1. LEAL, WAGNER C.; BASTOS, RENAN F.; DE AGUIAR, CASSIUS R.; GODINHO, MARCELO O.; FUZATO, GUILHERME H. F.; PIARDI, ARTUR B.; BRAGGIO, ALMIR A.; SONODA, DABIT G.; OTTO, RODRIGO B.; NADAL, ZENO L. I.; MACHADO, RICARDO Q.. Cascaded Interleaved DC-DC Converter Designed for Grid-to-Vehicle and Vehicle-to-Grid Technologies. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 32, p. 1, 2021.
2. AGUIAR, CASSIUS R. DE; AGUIAR, KELEN M. F. R. DE; BASTOS, RENAN F.; LEAL, WAGNER C.; GODINHO, MARCELO O.; FUZATO, GUILHERME H. F.; FAGUNDES, THALES A.; MACHADO, RICARDO Q.. Energy Management and Operation Control of Fuel Cells in Grid-Tied Operation. **Journal of Control, Automation and Electrical Systems**, v. 32, p. 1-12, 2021.

8.3.4 Trabalhos completos publicados em Anais de Eventos

1. LEAL, WAGNER C.; GODINHO, MARCELO O.; DE AGUIAR, CASSIUS R.; MACHADO, RICARDO Q.; FUZATO, GUILHERME H. F.; PIARDI, ARTUR B.; BRAGGIO, ALMIR A.; SONODA, DABIT G.; OTTO, RODRIGO B.; I. NADAL, ZENO L.. Management and Control of a Bidirectional Electric Station in DC Microgrids. In: **2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**, 2020, Buenos Aires.

Referências Bibliográficas

AGUIAR, C. R. d. **Contribuição ao gerenciamento e controle de células a combustível e armazenadores de energia para a operação em geração distribuída.** Tese (Doutorado) — Universidade de São Paulo, 2016.

AGUIAR, C. R. de; FUZATO, G. H. F.; MACHADO, R. Q.; GUERRERO, J. M. An adaptive power sharing control for management of dc microgrids powered by fuel cell and storage system. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 67, n. 5, p. 3726–3735, 2020. ISSN 1557-9948.

AMIN, M.; MOLINAS, M. Small-signal stability assessment of power electronics based power systems: A discussion of impedance- and eigenvalue-based methods. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 53, n. 5, p. 5014–5030, 2017.

ANGJELICHINOSKI, M. **Advanced Bus Signaling Methods for DC MicroGrids.** Tese (Doutorado) — Aalborg Universitetsforlag, 2017.

AZEVEDO, T. R. de; ANGELO, C.; RITTL, C. **Emissões de GEE no Brasil e suas implicações para políticas públicas e a contribuição brasileira para o Acordo de Paris: Documento de análise 2018.** [S.l.], 2018.

BALOG, R. S.; KREIN, P. T. Bus selection in multibus dc microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 3, p. 860–867, March 2011. ISSN 1941-0107.

BASTOS, R. F.; DRAGIČEVIĆ, T.; GUERRERO, J. M.; MACHADO, R. Q. Decentralized control for renewable dc microgrid with composite energy storage system and uc voltage restoration connected to the grid. In: **IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.** [S.l.: s.n.], 2016. p. 2016–2021.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. Digital control in power electronics. **Lectures on power electronics**, Morgan & Claypool Publishers, v. 1, n. 1, p. 1–158, 2006.

CHEN, F.; BURGOS, R.; BOROYEVICH, D. Output impedance comparison of different droop control realizations in dc systems. In: **2016 IEEE 17th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL).** [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.

CHEN, S.; YANG, B.; PU, T.; CHANG, C.; LIN, R. Active current sharing of a parallel dc-dc converters system using bat algorithm optimized two-dof pid control. **IEEE Access**, v. 7, p. 84757–84769, 2019. ISSN 2169-3536.

CPFL. **CPFL Energia prevê 80 mil eletropostos em 2030 para acompanhar expansão de veículos elétricos no Brasil**. <https://www.cpfl.com.br/releases/Paginas/cpfl-energia-preve-oitenta-mil-eletropostos-em-vinte-trinta-para-acompanhar-expansao-de-veiculos-eletricos-no-brasil.aspx>, 2018.

DRAGIČEVIĆ, T. et al. Dc microgrids—part i: A review of control strategies and stabilization techniques. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 7, p. 4876–4891, July 2016. ISSN 1941-0107.

FOROUZESH, M.; SIWAKOTI, Y. P.; GORJI, S. A.; BLAABJERG, F.; LEHMAN, B. Step-up dc–dc converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, 2017.

FU-CHENG, L. et al. Simulation of buck-boost torque ripple suppression technique for hoisting and conveying of motor. In: **2018 Chinese Control And Decision Conference (CCDC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 2677–2681. ISSN 1948-9447.

FUZATO, G. H.; AGUIAR, C. R.; OTTOBONI, K. d. A.; BASTOS, R. F.; MACHADO, R. Q. Voltage gain analysis of the interleaved boost with voltage multiplier converter used as electronic interface for fuel cells systems. **IET Power Electronics**, IET, v. 9, n. 9, p. 1842–1851, 2016.

GORJI, S. A. et al. Topologies and control schemes of bidirectional dc–dc power converters: An overview. **IEEE Access**, v. 7, p. 117997–118019, 2019. ISSN 2169-3536.

HAN, Y.; NING, X.; YANG, P.; Xu, L. Review of power sharing, voltage restoration and stabilization techniques in hierarchical controlled dc microgrids. **IEEE Access**, v. 7, p. 149202–149223, 2019. ISSN 2169-3536.

HART, D. W. **Power electronics**. [S.l.]: McGraw-Hill New York, 2011. v. 166.

HEIDARI, M. et al. A single-switch single-magnetic core high conversion ratio converter with low input current ripple and wide soft-switching range for photovoltaic applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, 2019.

HONG, Y.; PHAM, S. N.; YOO, T.; CHAE, K.; BAEK, K.-H.; KIM, Y. S. Efficient maximum power point tracking for a distributed pv system under rapidly changing environmental conditions. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 30, n. 8, p. 4209–4218, 2015.

HOSSEINIPOUR, A.; HOJABRI, H. Small-signal stability analysis and active damping control of dc microgrids integrated with distributed electric springs. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 11, n. 5, p. 3737–3747, 2020.

IYER, V. M. et al. Small-signal stability assessment and active stabilization of a bidirectional battery charger. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 55, n. 1, p. 563–574, 2019.

JAVED, K.; VANDEVELDE, L.; BELIE, F. D. Efficiency and transfer function calculation of the buck-boost converter with ideal flow control. In: **2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'21 ECCE Europe)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–10.

- JIAN, Z. H.; HE, Z. Y.; JIA, J.; XIE, Y. A review of control strategies for dc micro-grid. In: **2013 Fourth International Conference on Intelligent Control and Information Processing (ICICIP)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 666–671.
- KHATEB, A. E.; RAHIM, N. A.; SELVARAJ, J.; WILLIAMS, B. W. The effect of input current ripple on the photovoltaic panel efficiency. In: IEEE. **2013 IEEE Conference on Clean Energy and Technology (CEAT)**. [S.l.], 2013. p. 478–481.
- LAM, A. Y. S. et al. Electric vehicle charging station placement: Formulation, complexity, and solutions. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 5, n. 6, p. 2846–2856, Nov 2014. ISSN 1949-3061.
- LANGELLA, R. et al. **IEEE recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems**. [S.l.]: IEEE, 2014.
- LASSETER, R. H. Microgrids. In: **2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37309)**. [S.l.: s.n.], 2002. v. 1, p. 305–308 vol.1.
- LAWDER, M. T.; SUTHAR, B.; NORTHROP, P. W. C.; DE, S.; HOFF, C. M.; LEITERMANN, O.; CROW, M. L.; SANTHANAGOPALAN, S.; SUBRAMANIAN, V. R. Battery energy storage system (bess) and battery management system (bms) for grid-scale applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 102, n. 6, p. 1014–1030, 2014.
- LEE, S.-W.; DO, H.-L. Quadratic boost dc–dc converter with high voltage gain and reduced voltage stresses. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 3, p. 2397–2404, 2019.
- MAZELAN, F. N.; KANNAN, R.; HASAN, K. N. M.; ALI, A. Multi-input power converter for renewable energy sources using active current sharing schemes. In: **2019 IEEE Student Conference on Research and Development (SCORED)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 275–279. ISSN 2643-2439.
- MEHTA, R. et al. Smart charging strategies for optimal integration of plug-in electric vehicles within existing distribution system infrastructure. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 9, n. 1, p. 299–312, Jan 2018. ISSN 1949-3061.
- MENG, L.; SHAFIEE, Q.; TRECATE, G. F.; KARIMI, H.; FULWANI, D.; LU, X.; GUERRERO, J. M. Review on control of dc microgrids and multiple microgrid clusters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 3, p. 928–948, Sep. 2017. ISSN 2168-6785.
- MOKHTAR, M. et al. An adaptive droop control scheme for dc microgrids integrating sliding mode voltage and current controlled boost converters. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 10, n. 2, p. 1685–1693, March 2019. ISSN 1949-3061.
- MONTEIRO, V. et al. Operation modes for the electric vehicle in smart grids and smart homes: Present and proposed modes. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 65, n. 3, p. 1007–1020, March 2016. ISSN 1939-9359.
- MORELLO, R.; RIENZO, R. D.; RONCELLA, R.; SALETTI, R.; BARONTI, F. Hardware-in-the-loop platform for assessing battery state estimators in electric vehicles. **IEEE Access**, v. 6, p. 68210–68220, 2018.

- PAINULI, S. et al. A comprehensive review on electric vehicles operation, development and grid stability. In: **2018 International Conference on Power Energy, Environment and Intelligent Control (PEEIC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 807–814.
- PATERAKIS, N. G. et al. Coordinated operation of a neighborhood of smart households comprising electric vehicles, energy storage and distributed generation. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 7, n. 6, p. 2736–2747, Nov 2016. ISSN 1949-3061.
- PODDER, A. K. et al. Mppt methods for solar pv systems: a critical review based on tracking nature. **IET Renewable Power Generation**, v. 13, n. 10, p. 1615–1632, 2019. ISSN 1752-1424.
- PRODIST, A. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional, Módulo 8-Qualidade da Energia Elétrica**. [S.l.]: Revisão 9, 2016.
- RADWAN, A. A. A.; MOHAMED, Y. A. I. Networked control and power management of ac/dc hybrid microgrids. **IEEE Systems Journal**, v. 11, n. 3, p. 1662–1673, Sep. 2017. ISSN 2373-7816.
- RAHMANI-ANDEBILI, M. Vehicle-for-grid (vfg): a mobile energy storage in smart grid. **IET Generation, Transmission Distribution**, v. 13, n. 8, p. 1358–1368, 2019. ISSN 1751-8695.
- RISEN ENERGY. **RSM144 High Performance Monocrystalline PERC Module – Photovoltaic Module Datasheet**. [S.l.], 2020.
- ROSAS-CARO, J. C.; MANCILLA-DAVID, F.; MAYO-MALDONADO, J. C.; GONZALEZ-LOPEZ, J. M.; TORRES-ESPINOSA, H. L.; VALDEZ-RESENDIZ, J. E. A transformer-less high-gain boost converter with input current ripple cancelation at a selectable duty cycle. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 10, p. 4492–4499, 2013.
- SAFT. **Rechargeable lithium-ion battery VL34570 Datasheet**. [S.l.], 2007.
- SAHU, B.; RINCON-MORA, G. A high-efficiency, dual-mode, dynamic, buck-boost power supply ic for portable applications. In: **18th International Conference on VLSI Design held jointly with 4th International Conference on Embedded Systems Design**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 858–861.
- TAN, X.; QU, G.; SUN, B.; LI, N.; TSANG, D. H. K. Optimal scheduling of battery charging station serving electric vehicles based on battery swapping. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 10, n. 2, p. 1372–1384, March 2019. ISSN 1949-3061.
- TANG, C.; CHEN, Y.; CHEN, Y. Pv power system with multi-mode operation and low-voltage ride-through capability. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 12, p. 7524–7533, Dec 2015. ISSN 1557-9948.
- TYPHOON HIL INC. **Typhoon HIL602+ Brochure**. [S.l.], 2022.
- WANG, K.; GENG, L.; MENG, Q. Efficiency improvement in buck-boost converter aimed at soc utilization. In: **2008 IEEE International Conference on Industrial Technology**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–5.

- WEI, S. et al. Synchronous motor-generator pair to enhance small signal and transient stability of power system with high penetration of renewable energy. **IEEE Access**, v. 5, p. 11505–11512, 2017.
- WU, D.; TANG, F.; DRAGICEVIC, T.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. Coordinated control based on bus-signaling and virtual inertia for islanded dc microgrids. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 6, n. 6, p. 2627–2638, Nov 2015. ISSN 1949-3061.
- ZAPART, M.; MACHETA, J.; KUBASZEK, M.; WOREK, C. A high power led supply based on gan synchronous boost converter. In: **2018 International Conference on Signals and Electronic Systems (ICSSES)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 263–266.
- ZHANG, H.; HU, Z.; XU, Z.; SONG, Y. Optimal planning of pev charging station with single output multiple cables charging spots. **IEEE Transactions on Smart Grid**, IEEE, v. 8, n. 5, p. 2119–2128, 2017.
- ZHAO, X. et al. Energy management strategy of multiple supercapacitors in a dc microgrid using adaptive virtual impedance. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 4, p. 1174–1185, Dec 2016. ISSN 2168-6785.
- ZHAOXIA, X.; HAODONG, F.; GUERRERO, J. M.; HONGWEI, F. Hierarchical control of a photovoltaic/battery based dc microgrid including electric vehicle wireless charging station. In: **IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 2522–2527.
- ZHOU, W.; XU, Z. Asymmetric fuzzy preference relations based on the generalized sigmoid scale and their application in decision making involving risk appetites. **IEEE Transactions on Fuzzy Systems**, v. 24, n. 3, p. 741–756, June 2016. ISSN 1941-0034.