

Universidade Federal de Uberlândia
Faculdade de Engenharia Elétrica
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica



**Estudos em Controle de Microrredes de
Corrente Contínua: Impedância Virtual e
Droop Adaptativo**

Beatriz Cristina Moura

Uberlândia
2024

Beatriz Cristina Moura

**Estudos em Controle de Microrredes de
Corrente Contínua: Impedância Virtual e
Droop Adaptativo**

Dissertação de mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestra em Engenharia Elétrica, na Área de Eletrônica de Potência.

Área de concentração: Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Pedro José dos Santos Neto

Coorientador: Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes Freitas

Uberlândia

2024

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

M929
2024

Moura, Beatriz Cristina, 1997-
Estudos em Controle de Microrredes de Corrente
Contínua: Impedância Virtual e Droop Adaptativo [recurso
eletrônico] / Beatriz Cristina Moura. - 2024.

Orientador: Pedro José dos Santos Neto.

Coorientador: Luiz Carlos Gomes Freitas.

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

Modo de acesso: Internet.

Disponível em: <http://doi.org/10.14393/ufu.di.2024.339>

Inclui bibliografia.

Inclui ilustrações.

1. Engenharia elétrica. I. Santos Neto, Pedro José
dos, 1991-, (Orient.). II. Freitas, Luiz Carlos Gomes,
1976-, (Coorient.). III. Universidade Federal de
Uberlândia. Pós-graduação em Engenharia Elétrica. IV.
Título.

CDU: 621.3

Bibliotecários responsáveis pela estrutura de acordo com o AACR2:

Gizele Cristine Nunes do Couto - CRB6/2091
Nelson Marcos Ferreira - CRB6/3074



UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
 Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia
 Elétrica
 Av. João Naves de Ávila, 2121, Bloco 3N - Bairro Santa Mônica, Uberlândia-MG, CEP
 38400-902
 Telefone: (34) 3239-4707 - www.posgrad.feelt.ufu.br - copel@ufu.br



ATA DE DEFESA - PÓS-GRADUAÇÃO

Programa de Pós-Graduação em:	Engenharia Elétrica				
Defesa de:	Dissertação de Mestrado, 793, PPGEELT				
Data:	Vinte e quatro de junho de dois mil e vinte e quatro	Hora de início:	14:00	Hora de encerramento:	16:30
Matrícula do Discente:	12222EEL001				
Nome do Discente:	Beatriz Cristina Moura				
Título do Trabalho:	Estudos em controle de Microrredes CC: Impedância Virtual e Droop Adaptativo				
Área de concentração:	Sistemas de Energia Elétrica				
Linha de pesquisa:	Eletrônica Industrial, Sistemas e Controles Eletrônicos				
Projeto de Pesquisa de vinculação:	Coordenador do projeto: Luiz Carlos Gomes Freitas. Título do projeto: Desenvolvimento de Conversores Estáticos Inteligentes para Conexão de Microrredes e Recursos Energéticos Distribuídos ao Sistema Elétrico de Potência. Agência financiadora: Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico(CNPQ), Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior(CAPES), Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG). Número do processo na agência financiadora: CNPQ (406881/2022-7), CAPES/FAPEMIG (APQ-04929-22). Vigência do projeto: 2022-atual.				

Reuniu-se no Anfiteatro do Bloco 1E, a Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, assim composta:

Professores Doutores: Ernane Antônio Alves Coelho (UFU), Adeon Cecílio Pinto (UNIVASF), via videoconferência, e Pedro José dos Santos Neto, orientador da discente.

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

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

APROVADA.

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

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



Documento assinado eletronicamente por **Pedro José dos Santos Neto, Usuário Externo**, em 24/06/2024, às 16:35, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Ernane Antonio Alves Coelho, Professor(a) do Magistério Superior**, em 24/06/2024, às 16:35, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



Documento assinado eletronicamente por **Adeon Cecilio Pinto, Usuário Externo**, em 25/06/2024, às 17:13, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 6º, § 1º, do [Decreto nº 8.539, de 8 de outubro de 2015](#).



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://www.sei.ufu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **5429937** e o código CRC **5FD0A4C5**.

DECLARAÇÃO DE AUTORIA PRÓPRIA

Eu, **BEATRIZ CRISTINA MOURA**, discente do curso de Mestrado do Programa de Pós-graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, regularmente matriculado sob o número 12222EEL001, declaro que sou autor da dissertação de mestrado intitulada **ESTUDOS EM CONTROLE DE MICRORREDES DE CORRENTE CONTÍNUA: IMPEDÂNCIA VIRTUAL E DROOP ADAPTATIVO**, desenvolvida durante o período de 03/08/2022 a 24/06/2024 sob a orientação do PROFESSOR PEDRO JOSÉ DOS SANTOS NETO e COORIENTAÇÃO DO PROFESSOR LUIZ CARLOS GOMES DE FREITAS, ora submetida à Universidade Federal de Uberlândia, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de mestre em Ciências, e que a mesma foi por mim elaborada e integralmente redigida, não tendo sido copiado ou extraído, seja parcial ou integralmente, de forma ilícita de nenhuma fonte além daquelas públicas consultadas e corretamente referenciadas ao longo do trabalho ou daquelas cujos dados resultaram de investigações empíricas por mim realizadas para fins de produção deste trabalho.

Assim, firmo a presente declaração, demonstrando minha plena consciência dos seus efeitos civis, penais e administrativos, e assumindo total responsabilidade caso se configure o crime de plágio ou violação aos direitos autorais.

Desta forma, na qualidade de titular dos direitos de autor, autorizo a Universidade Federal de Uberlândia a publicar, durante tempo indeterminado, o texto integral da obra acima citada, para fins de leitura, impressão e/ou download, a título de divulgação do programa de pós-graduação supracitado e ou da produção científica brasileira, a partir desta data.

Por ser verdade, firmo a presente.

Uberlândia, 19 de julho de 2024.



BEATRIZ CRISTINA MOURA

Agradecimentos

Gostaria de expressar minha profunda gratidão, em primeiro lugar, à minha mãe, Nidalva Terezinha Moreira. Pelo seu apoio emocional e esperança. Te amo. Agradeço também aos meus familiares: Cleide de Fátima Moreira, Cleusa Abadia Moreira, Alípio José Arantes e Maria Helena Moreira. Pelo incentivo e apoio que sempre me ofereceram. E, acima de tudo, sou grata a Deus, por proporcionar saúde e esperança em todos os momentos.

Desejo expressar minha gratidão ao meu namorado e companheiro, Joison de Paula Muniz, pelo incentivo, apoio e auxílio em todos os momentos ao longo desses mais de nove anos. Muito obrigado. Te amo. À Adriana Medeiros, Aline e Gabriela, meu sincero agradecimento pela amizade, companheirismo e apoio em todo esse processo.

Agradeço aos meus colegas de laboratório do Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP), que foram fundamentais em todo o processo, principalmente, Érico e Prof. Dr. Danillo.

Ao coorientador, Prof. Dr. Luiz Carlos Gomes Freitas, meu profundo agradecimento pelo incentivo, orientação e pela oportunidade de desenvolver pesquisas no NUPEP.

Ao orientador, Prof. Dr. Pedro José dos Santos Neto, agradeço pela ajuda no cotidiano, pelo estímulo constante, pela oportunidade de estudo e por todo o apoio dedicado ao longo desta jornada.

À equipe do programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPGELT) da Universidade Federal de Uberlândia (UFU) pela orientação, e à Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais (FAPEMIG), pelo apoio financeiro. Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ) e à Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES), meu sincero agradecimento pelo suporte concedido. Todos os professores do PPGELT que participaram desta trajetória, em especial ao Prof. Luiz Carlos de Freitas, que proporcionou o início desta jornada com seu incentivo. Quero agradecer também aos professores Gilzimar, Elci e Késia.

*“Não se amoldem ao padrão deste mundo,
mas transformem-se pela renovação da sua mente,
para que sejam capazes de experimentar
e comprovar a boa, agradável e perfeita vontade de Deus.”
(Bíblia Sagrada, Romanos 12:2)*

Resumo

Esta dissertação de mestrado investiga o crescente destaque das microrredes elétricas de corrente contínua (CC) em relação às redes convencionais de corrente alternada (CA), enfatizando a eliminação das perdas de conversão CA/CC e a flexibilidade dessas estruturas. Identificam-se desafios como padronização, normatização e questões técnicas relacionadas ao gerenciamento, controle, proteção e integração de tecnologias, incluindo sistemas de armazenamento de energia (SAE) e geração distribuída (GD). A pesquisa foca em duas abordagens principais de controle: impedância virtual e *droop* adaptativo. A primeira abordagem visa melhorar a estabilidade, reduzindo oscilações dinâmicas na tensão do barramento CC, com a avaliação de quatro estratégias diferentes. Análises paramétricas demonstram a faixa de valores aplicáveis no projeto de elementos específicos, como filtro passa-baixas e indutor virtual usados nessas estratégias. A estabilidade do sistema é validada através do mapeamento de polos e zeros, assim como, pela tabela de Routh-Hurwitz. Simulações e testes no *controller hardware-in-the-loop (C-HIL)* são realizados para identificar a estratégia com melhor desempenho, beneficiando a microrrede CC. O controle *droop* adaptativo proposto visa corrigir desequilíbrios no compartilhamento de potência entre conversores formadores de rede. Análises paramétricas confirmam as equações utilizadas no controle proposto. Simulações e testes utilizando o C-HIL comprovam a eficácia do método, além de contribuir para manter o desvio entre os estados de carga dos SAEs. Os resultados destacam a eficácia dessas estratégias de controle, demonstrando seu potencial para aprimorar as microrredes CC e integrar sistemas elétricos distribuídos de forma mais eficiente ao sistema convencional.

Palavras-chave: Controle *droop* adaptativo. Controle por impedância virtual. *Controller hardware-in-the-loop* (C-HIL). Microrredes em corrente contínua..

Abstract

This master's thesis examines the increasing prominence of DC microgrids compared to conventional alternating current (AC) grids, enhancement the elimination of AC/DC conversion losses and the flexibility of these structures. Challenges such as standardization, regulation, and technical issues related to management, control, protection, and the integration of technologies as energy storage systems (ESS) and distributed generation (DG) are identified. The research focuses on two main control approaches: virtual impedance and adaptive droop. The virtual impedance approach aims to enhance stability by reducing transient dynamic oscillations in DC bus voltage, evaluating four different strategies. Parametric analyses demonstrate the range of values that can be used in the design of specific elements, including low-pass filters and virtual inductors used in these strategies. System stability is validated through pole-zero mapping and the Routh-Hurwitz criterion. Simulations and tests using controller hardware-in-the-loop (C-HIL) are conducted to determine which strategy performs best for the DC microgrid. The proposed adaptive droop control aims to correct power-sharing imbalances among grid-forming converters. Parametric analyses validate the equations used in the proposed control. Simulations and tests using C-HIL demonstrate the effectiveness of the method and its contribution to maintaining the deviation between the states of charge of the ESS. The results highlight the effectiveness of these control strategies, demonstrating their potential to advance DC microgrids and efficiently integrate distributed electrical systems into the conventional grid.

Keywords: Adaptive droop control. Controller hardware-in-the-loop (C-HIL). DC microgrids. Virtual impedance control..

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Capacidade mundial de geração de energia a partir de fontes de energia renováveis.	2
Figura 2.1 – Estrutura da microrrede CC.	7
Figura 2.2 – Modelo elétrico Rint simplificado.	9
Figura 2.3 – Curva Característica da tensão de saída da bateria versus SoC; a) Carga; b) Descarga.	11
Figura 2.4 – Conversor CC-CC bidirecional não isolado.	12
Figura 2.5 – Diagrama de controle dos conversores bidirecionais CC-CC não isolados.	16
Figura 2.6 – Diagrama de Bode das malhas de controle do sistema de armazenamento de energia; a) Malha interna de corrente com compensação; b) Malha externa de tensão com compensação.	17
Figura 2.7 – Conversor CC-CC <i>boost</i>	19
Figura 2.8 – Diagrama de controle do conversor <i>boost</i> utilizado para o controle da geração distribuída.	20
Figura 2.9 – Diagrama de Bode da malha de corrente do controle da geração distribuída.	20
Figura 2.10 – Conversor CC-CC <i>buck</i>	21
Figura 2.11 – Diagrama de controle do conversor CC-CC <i>buck</i>	23
Figura 2.12 – Diagrama de Bode das malhas de controle da carga; a) Malha interna de corrente com compensação; b) Malha externa de tensão com compensação.	24
Figura 3.1 – Implementação dos controles por impedância virtual; a) Sistema 1 (S1); b) Sistema 2 (S2); c) Sistema 3 (S3); d) Sistema 4 (S4).	29
Figura 3.2 – Definição do controle <i>droop</i>	30
Figura 3.3 – Diagramas de bode da avaliação paramétrica; a) S2; b) S3; c) S4.	32
Figura 3.3 – Diagramas de bode da avaliação paramétrica; a) S2; b) S3; c) S4.	33
Figura 3.4 – Diagrama de blocos do controle por impedância virtual.	34
Figura 3.5 – Circuito simplificado do sistema.	35

Figura 3.6 – Mapeamento de polos e zeros para variação da frequência de corte ω_c ; a) S2; b) S3; c) S4.	37
Figura 3.6 – Mapeamento de polos e zeros para variação da frequência de corte ω_c ; a) S2; b) S3; c) S4.	38
Figura 3.7 – Mapeamento de polos e zeros com variação do indutor virtual; a) S3; b) S4.	39
Figura 3.8 – Resultados da tabela de Routh-Hurwitz para o coeficientes de S3; a) brh_{23} ; b) crh_{23} c) drh_{13}	42
Figura 3.8 – Resultados da tabela de Routh-Hurwitz para o coeficientes de S3; a) brh_{23} ; b) crh_{23} c) drh_{13}	43
Figura 3.9 – Resultados da tabela de Routh-Hurwitz para o coeficientes de S4; a) crh_{24} ; b) drh_{14} c) erh_{04}	44
Figura 3.9 – Resultados da tabela de Routh-Hurwitz para o coeficientes de S4; a) crh_{24} ; b) drh_{14} c) erh_{04}	45
Figura 3.10–Circuito de implementação da microrrede CC no PSIM.	48
Figura 3.11–Diagramas de controles no PSIM com implementação da estratégia S1 para variação na potencia da carga; a) Controle conversor bidirecional 1; b) Controle conversor bidirecional 2; c) Controle conversor <i>buck</i> . . .	50
Figura 3.12–Diagramas de controles no PSIM com implementação da estratégia S1 para variação na tensão de referência; a) Controle conversor bidirecional 1; b) Controle conversor bidirecional 2.	51
Figura 3.13–Simulação de S2 versus S1; a) Variação da potência da carga; b) Vari- ação da tensão de referência.	52
Figura 3.13–Simulação de S2 versus S1; a) Variação da potência da carga; b) Vari- ação da tensão de referência.	53
Figura 3.14–Simulação de S3 versus S1 para variação na potência da carga; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.	54
Figura 3.14–Simulação de S3 versus S1 para variação na potência da carga; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.	55
Figura 3.15–Simulação de S3 versus S1 para variação da tensão de referência; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.	56
Figura 3.15–Simulação de S3 versus S1 para variação da tensão de referência; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.	57
Figura 3.16–Melhores resultados de S3 versus S1; a) variação da potência da carga; b) variação da tensão de referência.	57
Figura 3.16–Melhores resultados de S3 versus S1; a) variação da potência da carga; b) variação da tensão de referência.	58
Figura 3.17–Simulação de S4 versus S1 para variação da potência da carga; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.	59

Figura 3.17–Simulação de S4 versus S1 para variação na potência da carga; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.	60
Figura 3.18–Simulação de S4 versus S1 para variação da tensão de referência; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.	60
Figura 3.18–Simulação de S4 versus S1 para variação da tensão de referência; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.	61
Figura 3.19–Melhores resultados de S4 versus S1; a) Variação da potência da carga; b) Variação da tensão de referência.	62
Figura 3.20–Comparação das estratégias; a) Variação da potência da carga; b) Va- riação da tensão de referência.	63
Figura 4.1 – Estrutura da microrrede CC.	69
Figura 4.2 – Modelo simplificado do sistema CC; a) Apenas com controle de nível zero; b) Inclusão do controle <i>droop</i>	70
Figura 4.3 – Diagrama de controle <i>droop</i> adaptativo.	73
Figura 4.4 – Avaliação do ajuste de <i>droop</i> ΔK submetido à variação paramétrica.	75
Figura 4.5 – Comparação de diferentes formas de obtenção da variação do compar- tilhamento de potência para diferentes variações do coeficiente <i>droop</i> ; a) $K = 0$; b) $\Delta K = 0,5$; c) $\Delta K = 1$; d) $\Delta K = 1,25$; e) $\Delta K = 1,5$; f) $\Delta K = 1,75$	77
Figura 4.6 – Circuito de implementação da microrrede CC no PSIM.	79
Figura 4.7 – Diagramas de controle dos conversores no PSIM; a) Controle conver- sor bidirecional 1; b) Controle conversor bidirecional 2; c) Controle conversor <i>buck</i> ; d) Controle conversor <i>boost</i>	80
Figura 4.8 – Teste 1 - Controle convencional <i>droop</i> ; a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.	82
Figura 4.8 – Teste 1 - Controle convencional <i>droop</i> ; a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.	83
Figura 4.9 – Teste 2 - Controle <i>droop</i> adaptativo; a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.	84
Figura 4.9 – Teste 2 - Controle <i>droop</i> adaptativo; a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.	85
Figura 4.10–Teste 3 - Controle <i>droop</i> adaptativo com estados de carga iniciais dife- rentes; a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.	87
Figura 4.10–Teste 3 - Controle <i>droop</i> adaptativo com estados de carga iniciais dife- rentes; a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.	88

Figura 4.11–Teste 4 - Controle <i>droop</i> adaptativo com simulação perda da comunicação; a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.	89
Figura 4.11–Teste 4 - Controle <i>droop</i> adaptativo com simulação da perda da comunicação; a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.	90
Figura 5.1 – Diagrama do controle por impedância virtual	93
Figura 5.2 – Diagrama do controle <i>droop</i> adaptativo	94
Figura 5.3 – Estrutura de testes com o C-HIL.	95
Figura 5.4 – Teste 1 - Comparação dos sistemas sob variação de carga; a) Tensão do barramento CC; b) Fluxo de Potência.	98
Figura 5.5 – Teste 2 - Comparação de sistemas sob variação de carga com modificação dos valores de indutância virtual de S3 e S4.	99
Figura 5.6 – Teste 3 - Comparação dos sistemas sob variação de tensão de referência; a) Tensão do barramento CC; b) Tensão do barramento CC com ampliação após t_2 c) Fluxo de Potência.	100
Figura 5.6 – Teste 3 - Comparação dos sistemas sob variação de tensão de referência; a) Tensão do barramento CC; b) Tensão do barramento CC com ampliação após t_2 c) Fluxo de Potência.	101
Figura 5.7 – Teste 4 - Comparação de sistemas com variação de tensão de referência; a) Tensão do barramento CC; b) Tensão do barramento CC com ampliação após t_2	102
Figura 5.8 – Teste 1 - Controle <i>droop</i> convencional; a) Fluxo de potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.	105
Figura 5.8 – Teste 1 - Controle <i>droop</i> convencional; a) Fluxo de potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.	106
Figura 5.9 – Teste 2 - Controle <i>droop</i> adaptativo; a) Fluxo de potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.	107
Figura 5.9 – Teste 2 - Controle <i>droop</i> adaptativo; a) Fluxo de potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.	108
Figura 5.10–Teste 3 - Controle <i>droop</i> adaptativo com simulação da perda de comunicação; a) Fluxo de potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.	109

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Parâmetros da célula de bateria.	9
Tabela 2.2 – Parâmetros de projeto dos conversores CC-CC bidirecionais 1 e 2.	13
Tabela 2.3 – Parâmetros dos controladores.	18
Tabela 2.4 – Parâmetros de projeto do conversor <i>boost</i>	19
Tabela 2.5 – Parâmetros de projeto do conversor <i>buck</i>	21
Tabela 3.1 – Tabela de Routh-Hurwitz.	40
Tabela 3.2 – Parâmetros para as simulações do controle por impedância virtual.	47
Tabela 4.1 – Parâmetros para as simulações do controle <i>droop</i> adaptativo.	81
Tabela 5.1 – Parâmetros para os testes no C-HIL para controle por impedância virtual	96
Tabela 5.2 – Parâmetros das estratégias dos testes realizados no controle por impe- dância virtual.	97
Tabela 5.3 – Resultados da tensão do barramento CC em regime transitório.	97
Tabela 5.4 – Amortecimento das estratégias S2 e S3 em relação a S4.	97
Tabela 5.5 – Parâmetros para os testes no C-HIL para controle <i>droop</i> adaptativo.	104

Lista de Abreviaturas e Siglas

C-HIL *Controller Hardware-in-the-loop*

CA Corrente Alternada

CC Corrente Contínua

CLP *Constant Power Load*

GD Geração Distribuída

MCA Microrredes de Corrente Alternada

MCC Microrredes de Corrente Contínua

MPPT *Maximum Power Point Tracking*

PI Proporcional Integral

SAE Sistema de Armazenamento de Energia

SoC *State of Charge*

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Contextualização	1
1.2	Escopo do Trabalho	4
1.3	Organização dos Capítulos	5
2	ESTRUTURA DA MICRORREDE CC, MODELAGEM E CON-	
	TROLE	6
2.1	Introdução	6
2.2	Estrutura da Microrrede CC	7
2.3	Sistema de Armazenamento de Energia e Conversor Bidirecional	8
2.3.1	Modelagem do Sistema de Armazenamento de Energia	8
2.3.2	Modelagem do Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado	12
2.3.3	Controle do Sistema de Armazenamento de Energia	15
2.4	Geração Distribuída	18
2.4.1	Modelagem da Geração Distribuída	18
2.4.2	Controle do Sistema da Geração Distribuída	19
2.5	Carga	21
2.5.1	Modelagem da Carga	21
2.5.2	Controle da Carga	23
2.6	Considerações Finais	25
3	CONTROLE POR IMPEDÂNCIA VIRTUAL	26
3.1	Introdução	26
3.2	Revisão Bibliográfica	27
3.3	Descrição das Estratégias de Impedância Virtual	29
3.4	Análise Paramétrica	31
3.5	Análise de Estabilidade	33
3.5.1	Análise de Polos e Zeros	36

3.5.2	Análise de Routh-Hurwitz	40
3.6	Resultados de Simulações Computacionais	46
3.7	Considerações Finais	64
4	CONTROLE <i>DROOP</i> ADAPTATIVO	65
4.1	Introdução	65
4.2	Revisão Bibliográfica	66
4.3	Controle <i>Droop</i> Adaptativo Proposto	68
4.3.1	Cálculo Inicial do Coeficiente <i>Droop</i>	68
4.3.2	Definição da Estratégia	68
4.4	Análise Paramétrica	74
4.4.1	Avaliação do Ajuste da Variação do Coeficiente <i>Droop</i>	74
4.4.2	Análise da Aproximação da Equação da Variação do Coeficiente <i>Droop</i>	76
4.5	Resultados de Simulações Computacionais	78
4.5.1	Teste 1	81
4.5.2	Teste 2	84
4.5.3	Teste 3	86
4.5.4	Teste 4	88
4.6	Considerações Finais	90
5	TESTES NO <i>CONTROLLER HARDWARE-IN-THE-LOOP</i>	92
5.1	Introdução	92
5.2	Estrutura Utilizada nos Testes	93
5.3	Resultados com Controle por Impedância Virtual	95
5.4	Resultados com Controle <i>Droop</i> Adaptativo	103
5.5	Considerações Finais	110
6	CONCLUSÃO	111
6.1	Propostas de Trabalhos Futuros	112
6.2	Produção Bibliográfica	113
6.3	Pedido Registro de Software	113
	REFERÊNCIAS	114
A	MODELO DE PROJETO DE CONTROLADORES PROPOR-	
	CIONAIS INTEGRAIS POR RESPOSTA EM FREQUÊNCIA	122
A.1	Controle Interno de Corrente	122
A.2	Controle Externo de Tensão	123

Introdução

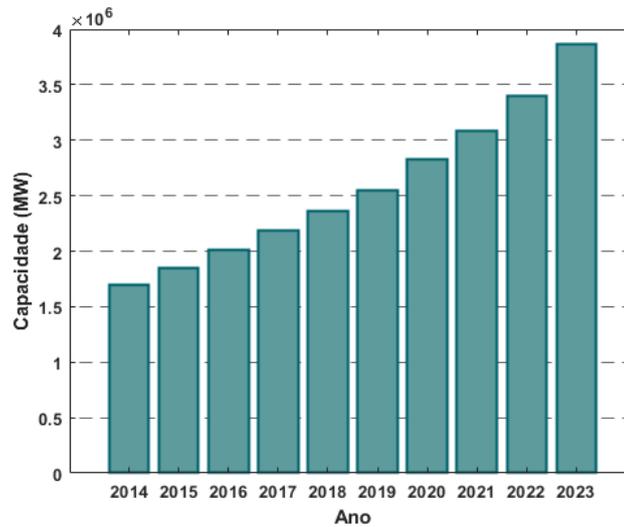
1.1 Contextualização

A partir de grandes avanços no campo industrial, econômico e político desencadearam-se mudanças nos hábitos do dia a dia da população mundial. Esse progresso contínuo nas últimas décadas e o crescimento populacional proporcionaram a necessidade do aumento da produção energética. Essa produção concentra-se no uso de fontes de energias não renováveis, limitadas e potencialmente degradantes para o meio ambiente, tendo como matérias primas o petróleo, gás natural e carvão [1, 2].

A partir desse contexto, novas formas de geração de energia vem sendo estabelecidas para suprir a necessidade de maior demanda de geração de energia e diminuir os impactos ambientais causados pelo uso de combustíveis fósseis. As fontes de energia limpa ou fontes de energia renováveis são as fontes em ascensão [3, 4]. As fontes renováveis são capazes de gerar energia através de um processo natural, como sol, chuva, vento e marés. É notório como a capacidade mundial dessas gerações sofre um crescimento exponencial conforme ilustrado na Figura 1.1, com aumento de 127,61% em relação aos dados de 2014 [5].

Essas fontes de energia renováveis possibilitaram que indústrias, comércios e residências passassem a gerar sua própria energia, modificando o sistema centralizado e de larga escala para um sistema descentralizado com a inclusão das gerações distribuídas (GDs) [6]. A GD é conceituada como uma geração de pequena escala, normalmente derivada de fontes renováveis de energia e que tem alimentação próximo da carga [7–9]. No entanto, as GDs também podem advir de fontes não renováveis de energia e de larga escala, conectada em qualquer parte do sistema de distribuição. Devido à dificuldade em padronizar o conceito de GD, muitos autores optam por seus respectivos pontos de vista e definem seus próprios conceitos sobre esse tópico [10, 11]. As GDs são, normalmente, posicionadas no lado do cliente e conectadas à rede de distribuição. No entanto, aquelas do tipo isoladas da rede podem ser encontradas no sistema conforme descrito em [6].

Figura 1.1 – Capacidade mundial de geração de energia a partir de fontes de energia renováveis.



Fonte: [5]

A GD tem o propósito de gerar energia elétrica confiável e de qualidade através dos vários recursos energéticos renováveis (painéis fotovoltaicos, células combustíveis ou turbinas eólicas, entre outros). Esses sistemas que são instalados próximos às cargas, diminuindo custos com linha de transmissão e subestações, aumentando a confiabilidade e qualidade da energia [12]. O objetivo de ter GD a partir de fontes renováveis surge com ênfase para diminuição da utilização dos combustíveis fósseis que emitem o CO_2 , responsável pelo efeito estufa [11, 13].

Com o incremento das GDs através de uma interface de conexão como conversores eletrônicos de potência, houveram preocupações relacionadas à estabilidade da rede elétrica convencional. A fim de superar esse desafio, conceituou-se a estrutura de uma pequena rede com capacidade de gerenciar sua própria unidade de distribuição, sem a ajuda da concessionária. Essas estruturas ficaram conhecidas como microrredes elétricas [14]. As microrredes são compostas por unidades de GDs, cargas, sistemas de armazenamento de energia (SAEs), dispositivos de proteção, ponto de conexão com a rede de distribuição e um sistema de controle, permitindo a capacidade de operar de forma autônoma. Logo, a autonomia e capacidade de gerenciamento de microrredes diferencia o conceito de GD e microrredes. Não é possível definir uma GD conectada à rede de distribuição como uma microrrede por essa não deter todos os elementos que compõem uma microrrede, nem capacidade de operação autônoma ou ilhada [11].

As microrredes elétricas podem ser divididas em Microrredes de Corrente Alternada (MCA), Microrredes Corrente Contínua (MCC) ou Microrredes Híbridas. Os sistemas de distribuição em CA têm sido o padrão por mais de 100 anos, garantindo vantagens evidentes para as MCA. No entanto, com uso de mais dispositivos eletrônicos em comércios,

residências e indústrias, as MCCs passaram a ser estimuladas

Outras vantagens são a alta eficiência, menores perdas de conversão, ausência de efeito pelicular, simplicidade de controle, já que não há circulação de potência reativa ou variação de frequência dentro da microrrede. As Microrredes Híbridas possuem tanto a distribuição CC quanto CA, o que permite a escolha do tipo distribuição de acordo com a sua necessidade [11, 15, 16, 22].

Outro aspecto importante no conceito de microrredes é a utilização dos SAEs. Devido à natureza intermitente das fontes renováveis, o sistema de armazenamento de energia é concebido como uma solução de suporte no modo conectado à rede, ou ainda como uma unidade principal de formação da rede na operação autônoma. Bancos de baterias são comumente empregados como SAEs devido à maior densidade energética, podendo funcionar como complemento à GD. Como armazenam energia em corrente contínua, os SAE são particularmente apropriados para integração em MCCs [18–21]. Além disso, para integrar SAEs na MCC, a classe de conversores CC-CC bidirecionais é obrigatória pela necessidade de carga e descarga dos dispositivos [17].

Outro fato relevante que favorece a utilização da MCC é a utilização de fontes renováveis de energia, que normalmente, requerem uma etapa de conversão CC para operar integrada com a rede elétrica CA, ou quando diretamente conectadas às cargas consumidoras. Assim, as MCCs permitem uma melhor integração da fonte renovável de energia quando comparadas às estruturas CA [23, 24]. A maioria dos dispositivos eletrônicos em residências ou prédios comerciais poderá ser diretamente alimentadas em CC, o que torna a distribuição CC adequada também em baixas tensões [25].

Nesse sentido, as MCCs surgem como alternativa por apresentarem maior simplicidade, eficiência, capacidade de operação e estabilidade, quando comparadas às equivalentes MCA. Com isso, as MCCs são candidatas para a consolidação de redes elétricas inteligentes ou "*smart grids*" [22], conceituadas como "*sistema de energia elétrica de última geração para fornecer geração, distribuição e consumo de energia confiável, eficiente, seguro e econômico*". As redes inteligentes devem operar a partir de sistema automatizado, com protocolos de comunicação para gerenciar as diversas redes, sendo uma microrrede elétrica parte dos elementos que fazem a construção dessa inovação [11, 26].

A falta de padronização das técnicas de controle, a baixa inércia envolvida nas microrredes CC, a operação com cargas não lineares, e os diversos tipos de controle para sistemas de armazenamento, projeto e escolha de dispositivos de proteção e segurança representam desafios significativos. Esses desafios criam uma grande oportunidade para pesquisas que visam desenvolver e estabelecer padrões eficazes para serem utilizados nas microrredes CC (MCCs) [11].

1.2 Escopo do Trabalho

O gerenciamento das microrredes consiste em manter o balanço de potência entre as fontes de energia elétrica, os dispositivos de armazenamento e as cargas. Em MCCs, esse balanço de potência deve se refletir em uma tensão de barramento CC estável.

O controle e gerenciamento dessas MCCs têm sido tema de inúmeros estudos, especialmente devido à falta de padronização e à ampla abrangência do assunto. Diversos métodos de controle podem ser aplicados nas microrredes, todos visando proporcionar uma gestão mais eficaz entre os componentes da MCC. Dentre as estratégias de controle mais utilizados, destacam-se: o controle mestre-seguidor [23, 27, 28], controle *droop* e suas variantes [29–31], a sinalização de barramento e o controle hierárquico [20, 27, 32].

Um dos controles mais prevalentes é o controle *droop*, caracterizado como um sistema descentralizado, uma vez que não requer comunicação entre os elementos do sistema. O controle *droop* é simples e robusto mas incorre de algumas desvantagens como a incompatibilidade no compartilhamento de potência em regime permanente e o desvio na tensão do barramento [31, 32, 34]. Assim, novas variações têm sido desenvolvidas com diferentes finalidades de aprimorar o compartilhamento de potência [35–37] e equalizar estado de carga (*State of Charge* - SoC) de banco de baterias [38–42].

Neste trabalho, tem-se o objetivo de estudar duas estratégias de controle distribuídas, aos quais cada componente da MCC pode trabalhar de forma autônoma, utilizando-se de controles locais, prezando por uma operação eficiente e confiável devido às várias condições dinâmicas de MCCs. As estratégias apresentam vantagens como maior flexibilidade e confiabilidade, já que não dependem de um controlador central que pode incorrer em falhas. As duas técnicas estudadas neste trabalho têm como base o controle *droop*. Dentro dessa linha, esta dissertação de mestrado tem dois objetivos principais: fazer uma comparação criteriosa das principais formas de controle por impedância virtual e propor uma melhoria para o controle descentralizado *droop* adaptativo.

No estudo da técnica de impedância virtual, o objetivo é melhorar a estabilidade ao reduzir as oscilações dinâmicas em regime transitório. Essa melhoria visa compensar as flutuações de tensão causadas pelas intermitências das fontes renováveis de energia e pelas variações de carga do sistema. Quatro estratégias diferentes de implementação desse controle são avaliadas. Essas técnicas utilizam um indutor virtual como elemento dinâmico, filtro de entrada e constante *droop*, os quais são comparados para verificar a efetividade de cada método. Análises de estabilidade em malha fechada são conduzidas para determinar o valor do elemento dinâmico presente no sistema e os valores da frequência de corte dos filtros passa-baixas.

O estudo da estratégia *droop* adaptativo foi motivada pelas desvantagens encontradas no controle *droop* convencional. O desequilíbrio no compartilhamento de potência entre conversores formadores de rede destacou-se como o principal motivo para a proposta de uma técnica *droop* adaptativo. Essa técnica corrige os desequilíbrios de potência em

estado estacionário entre os conversores formadores de rede em microrredes de corrente contínua (MCCs). A abordagem realiza, de forma simples, a estimativa em tempo real dos parâmetros da MCC, necessitando apenas da diferença de potência entre as unidades para ajustar o coeficiente *droop*.

Com o estudo das técnicas de controle desta dissertação, espera-se contribuir para o avanço das estratégias de controle de microrredes CC, promovendo a integração de sistemas elétricos distribuídos no sistema elétrico convencional. Após a análise detalhada das estratégias de controle em MCCs, fica evidente que tanto o controle por impedância virtual quanto o controle *droop* adaptativo apresentam benefícios significativos em termos de eficiência, estabilidade e integração de sistemas de energia distribuída.

1.3 Organização dos Capítulos

O Capítulo Introdutório forneceu uma visão inicial sobre o surgimento das microrredes, as razões para o estudo das microrredes CC, os controles envolvidos nesta aplicação específica e uma breve exposição sobre os controles fundamentais abordados nesta dissertação de mestrado. A estrutura dos próximos capítulos é delineada da seguinte forma:

No Capítulo 2, a microrrede CC é explorada em detalhes, incluindo a modelagem dos sistemas de armazenamento de energia (SAEs), dos conversores bidirecionais CC-CC não isolados que fazem interface entre os SAEs e o barramento CC comum, do conversor *buck* utilizado para manter a tensão constante na carga e do conversor *boost* que emula a fonte de energia renovável no sistema. Além disso, os projetos de controle de cada componente da MCC são apresentados, juntamente com seus valores.

O Capítulo 3 oferece uma revisão bibliográfica do controle de impedância virtual, detalhando os principais avanços e objetivos de cada proposta de controle. Quatro estratégias principais utilizadas nesse tipo de controle serão selecionadas para investigação. Análises de estabilidade e verificação da faixa de operação dos parâmetros envolvidos serão realizadas. Simulações no software PSIM serão conduzidas para avaliar as vantagens e desvantagens das estratégias, destacando a mais eficaz para amortecer as oscilações dinâmicas no barramento CC.

No Capítulo 4, o foco estará no controle *droop* adaptativo. Será abordada uma revisão bibliográfica dos principais avanços nesse controle, a estruturação da proposta de controle, a implementação de análises paramétricas para validar o método, e simulações no software PSIM para testes iniciais do controle proposto no sistema.

No Capítulo 5, será discutido o *setup* de testes no *controller hardware-in-the-loop* (C-HIL), bem como a implementação dos controles estudados na dissertação, acompanhada da análise dos resultados obtidos.

Finalmente, no Capítulo 6, serão apresentadas as principais conclusões dos estudos realizados, uma lista de publicações, e sugestões para futuras pesquisas.

Estrutura da Microrrede CC, Modelagem e Controle

2.1 Introdução

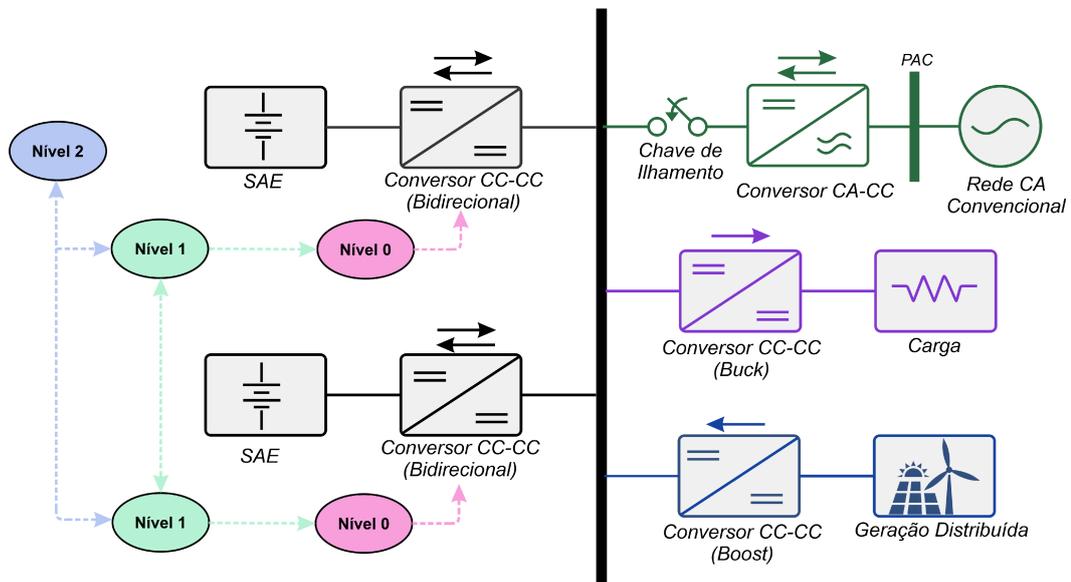
Este capítulo tem como objetivo apresentar a estrutura da microrrede CC (MCC) estudada, analisando os elementos constituintes, bem como os níveis de tensão utilizados. Além disso, detalha-se a estrutura de controle aplicada aos conversores formadores de rede. Os conversores formadores de rede são responsáveis por manter a tensão constante em todo o sistema da microrrede. Isso é feito através dos sistemas de armazenamento de energia (SAEs), nos quais a tensão de saída e a corrente do indutor do conversor são mantidas constantes, desempenhando um papel crucial na estabilidade da microrrede CC. Em contraste, os conversores seguidores de rede ajustam suas operações de acordo com as referências de tensão e corrente estabelecidas pelos conversores formadores de rede [43,44]. Neste capítulo ainda são apresentados a modelagem do SAE, as equações e os métodos utilizados para representar o sistema. Também são analisados os conversores eletrônicos que fazem interface com os elementos e o barramento CC, com a apresentação de seus modelos e estruturas. As funções de transferência utilizadas para os controles são obtidas e os diagramas de controle são ilustrados. Os controles são avaliados por meio da análise em frequência e a apresentação dos diagramas de Bode em malha aberta dos sistemas compensados são comentados.

Na Seção 2.2, será apresentada a estrutura da microrrede em corrente contínua (MCC), incluindo os elementos envolvidos e os tipos de controle utilizados. A Seção 2.3 abordará a modelagem dos sistemas de armazenamento de energia (SAEs) e dos conversores bidirecionais CC-CC, além dos métodos de controle empregados. A modelagem e o controle do conversor *boost* serão discutidos na Seção 2.4, enquanto, a Seção 2.5 tratará do conversor *buck*. Por fim, na Seção 2.6, serão resumidas as conclusões do capítulo.

2.2 Estrutura da Microrrede CC

A Figura 2.1 contempla da estrutura da microrrede CC em estudo. A MCC apresenta dois conjuntos de sistemas de armazenamento de energia (SAEs) que são os formadores de rede da MCC, que tem como interface um conversor CC-CC bidirecional não isolado. A carga tem como interface um conversor *buck* convencional, enquanto, a geração distribuída (GD) utiliza um conversor *boost* convencional. Outras topologias mais avançadas de conversores eletrônicos podem ser utilizados em microrredes CC [45]. Entretanto, a análise dessas estruturas estão fora do escopo do trabalho. As setas nos conversores indicam o sentido de fluxo de potência, o qual pode ser bidirecional como para os SAEs ou unidirecional como a alimentação da carga. Para gerenciar eficientemente a MCC, uma configuração de controle hierárquica é implementada, mantendo a tensão do barramento CC, em 400 V, durante o modo de operação ilhado. A escolha da tensão do barramento CC leva em conta a faixa ideal para instalações de baixa tensão, geralmente entre 380-400 V. Isso não apenas melhora a eficiência em ambientes comerciais e *data centers*, como também, otimiza o desempenho geral do sistema [46].

Figura 2.1 – Estrutura da microrrede CC.



Fonte: A autora.

A arquitetura de controle hierárquica representada na Figura 2.1 é utilizada para os elementos formadores de rede, a camada de controle mais baixa, chamada de *Nível 0*, é dedicada à regulação interna do controle de corrente e tensão de saída do conversor CC-CC. O nível superior, denominado *Nível 1*, abrange os métodos de controle sob estudo: o controle por impedância virtual e o controle *droop* adaptativo. O *Nível 2* restaura o valor de tensão de referência do barramento CC devido aos desvios de tensão provocados no nível anterior. A MCC apresentada pode operar de forma conectada ou ilhada. No modo

conectado, a rede elétrica convencional é conectada a MCC, podendo oferecer suporte a MCC ou gerenciar o fluxo de potência entre a MCC e a rede convencional. Já no modo ilhado, não há presença da rede elétrica convencional. A operação no modo ilhado é o considerado nesta dissertação. A modelagem dos componentes que compõem a MCC é apresentada nas subseções subsequentes.

2.3 Sistema de Armazenamento de Energia e Conversor Bidirecional

2.3.1 Modelagem do Sistema de Armazenamento de Energia

Os Sistemas de Armazenamento de Energia (SAEs) são fundamentais para o funcionamento autônomo das MCCs. Esses dispositivos funcionam de forma suplementar à geração distribuída (GD), mitigando parte do problema ocasionado pela natureza intermitente das fontes renováveis. Os SAEs representam um conjunto de baterias ligadas em série e/ou paralelo para formar um banco de baterias.

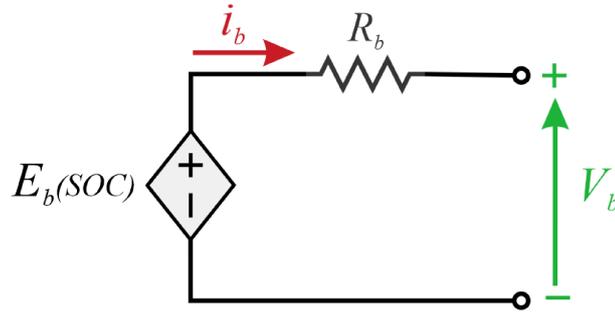
Há vários tipos de materiais utilizadas na construção de baterias, como Níquel Metal Hidreto (NiMH), Níquel Cádmio (NiCd), chumbo-ácido (Pb/H_2SO_4) e íons de lítio (Li-Íon), sendo os dois últimos as tecnologias mais utilizadas em aplicações de Eletrônica de Potência. Para cada tecnologia empregada, há uma forma de representá-la levando em consideração três modelos, classificados em: experimentais, eletroquímicos e elétricos. Dentre os modelos elétricos de baterias os mais conhecidos são: Thévenin, o de impedância e os baseados no tempo de execução, uma revisão detalha desses modelos é descrita em [47, 48]. O modelo elétrico Rint simplificado baseado em [47, 49] é o escolhido neste trabalho, já que um modelo simples é suficiente para os estudos realizados.

O modelo adotado pode ser analisado na Figura 2.2 . O circuito elétrico da bateria é representado por uma fonte de tensão controlada - $E_b(SoC)$ que é a tensão interna da bateria ou tensão de circuito aberto, dependente do estado de carga do banco de baterias em série com uma resistência (R_b), que representa as perdas, sob circulação da corrente da bateria (i_b). Da análise do circuito apresentado, a tensão de saída da bateria (V_b) é obtida por (2.1).

$$V_b = E_b(SoC) - R_b \cdot i_b \quad (2.1)$$

A complexidade do modelo mostrado na Figura 2.2 pode ser alterada adicionando mais ramos de perdas ou outras dinâmicas ao modelo. Para investigação do gerenciamento de potência em MCCs o modelo simplificado é adequado para representar a dinâmica do SAE. Além disso, a tecnologia de íons de lítio (Li-Íon) é a escolhida devido à sua superioridade em relação as demais, apresentando vantagens quanto a vida útil prolongada, alta capacidade, baixa resistência interna.

Figura 2.2 – Modelo elétrico Rint simplificado.



Fonte: A autora.

As equações dinâmicas para a carga e descarga de baterias segundo [49], são dadas por (2.2) e (2.3), respectivamente.

$$E_b(SoC)_{carga} = E_o - K \frac{Q_b}{x_i - c_t \cdot Q_b} \cdot i_{bf} - K \frac{Q_b}{Q_b - x_i} \cdot x_i + Ae^{-B \cdot x_i} \quad (2.2)$$

$$E_b(SoC)_{descarga} = E_o - K \frac{Q_b}{Q_b - x_i} (x_i + i_{bf}) + Ae^{-B \cdot x_i} \quad (2.3)$$

em que,

E_o - constante de tensão inicial da célula [V];

K - constante de polarização [Ω];

Q_b - capacidade nominal da célula [Ah];

$x_i = \int i_b(t) dt$ (quantidade de carga atual da célula);

A - amplitude da zona exponencial [V];

B - constante de tempo inversa da zona exponencial [Ah^{-1}];

i_{bf} - corrente filtrada [A];

c_t - constante de carga;

Os valores da célula de bateria de Li-Íon de 3,3 V e 2,3 Ah utilizada no modelo são definidos na Tabela 2.1. As quantidades de 72 células em série e 4 em paralelo foram utilizadas na composição do SAE no estudo, totalizando um banco de baterias de 240 V e 10 A.

Tabela 2.1 – Parâmetros da célula de bateria.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
E_b	3,3 V	E_o	3,366 V
Q_b	2,3 Ah	K	0,0076 V/Ah ou Ω
A	0,26422 V	B	26,5487 Ah^{-1}
c_t	0,1		

Fonte: [49]

O estado de carga (*State of Charge* - SoC) pode ser descrito como a quantidade de carga que resta em um SAE [50,51]. Esse parâmetro é muito importante para proteção de descarga profunda ou sobrecarga, que podem levar a danos irreversíveis do banco de baterias [52]. Além disso, devido à dificuldade de medição e precisão desse parâmetro, diversas técnicas para estimação do SoC foram estudadas, como *Lookup Table*, *Coulomb Counting*, *Data-Driven*, *Model-Based Approaches*, dentre outras. Uma revisão dessas técnicas pode ser consultada em [51, 53, 54].

Neste trabalho, o SoC é baseado no método de contagem de Coulomb. Esse método simples baseia-se no sentido da corrente da bateria, investigando a quantidade total de carga/descarga da bateria em um intervalo de tempo [51, 55], adotando-se a corrente da bateria como positiva quando a bateria está descarregando e negativa quando está carregando. Apesar de existirem outros métodos mais avançados combinados com a contagem de Coulomb, a técnica é suficiente para o estudo das estratégias de controle deste estudo. Logo, pode-se definir o SoC como (2.4).

$$SoC = SoC_o - \frac{1}{Q_s} \int_0^t i_b(t) dt \quad (2.4)$$

em que,

SoC - estado de carga da bateria ou *battery state of charge* [%];

SoC_o - estado de carga inicial da bateria ou *initial battery state of charge* [%];

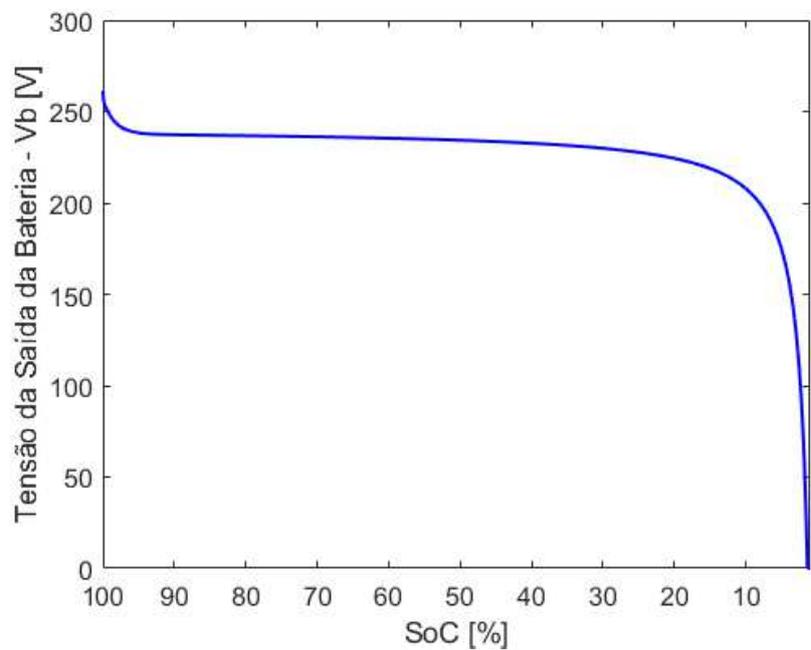
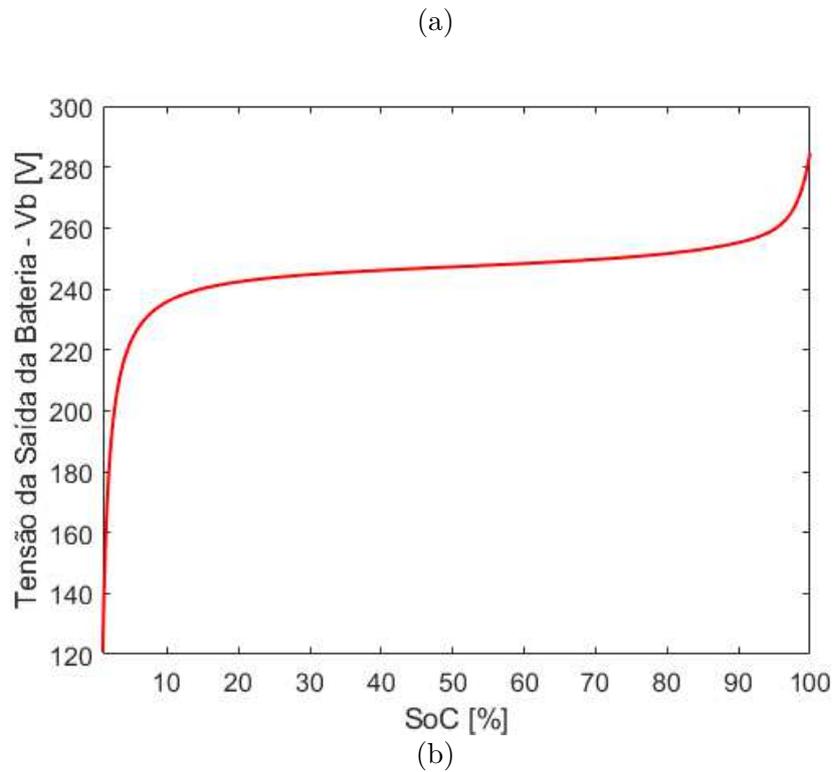
Q_s - capacidade nominal da bateria [C];

i_b - corrente da bateria [A].

A Figura 2.3 mostra a relação entre a tensão de saída do banco de baterias, modelado conforme as equações (2.2) e (2.3) para células de Li-Íon, e o SoC dado pela equação (2.4). Considerando a quantidade de células em série e paralelo mencionadas anteriormente, o banco de baterias apresenta uma tensão nominal de aproximadamente 240 V, corrente nominal de 10 A e R_b de 4 Ω .

Na Figura 2.3a, é representada a curva característica durante a carga. Nesse caso, o banco de baterias é considerado totalmente descarregado quando o SoC é igual a 0% e, é carregado até atingir 100%. Quando o SoC atinge a carga completa, a tensão aumenta abruptamente, ao contrário do estado de descarga total, o a tensão tende a valores baixos. Na Figura 2.3b, é apresentada a curva característica para a descarga. Inicialmente, a bateria é considerada totalmente carregada, com SoC igual a 100% e a tensão nesse ponto é elevada. No entanto, a medida que a bateria descarrega, quando o SoC atinge valores abaixo de 10%, a tensão decresce rapidamente, indicando a descarga total da bateria. Logo, é necessário evitar a operação da bateria em regiões as quais o SoC esteja abaixo de 10% ou acima de 90%, a fim de preservar a vida útil e diminuir o estresse provocado nessas regiões no SAE.

Figura 2.3 – Curva Característica da tensão de saída da bateria versus SoC; a) Carga; b) Descarga.



Fonte: A autora.

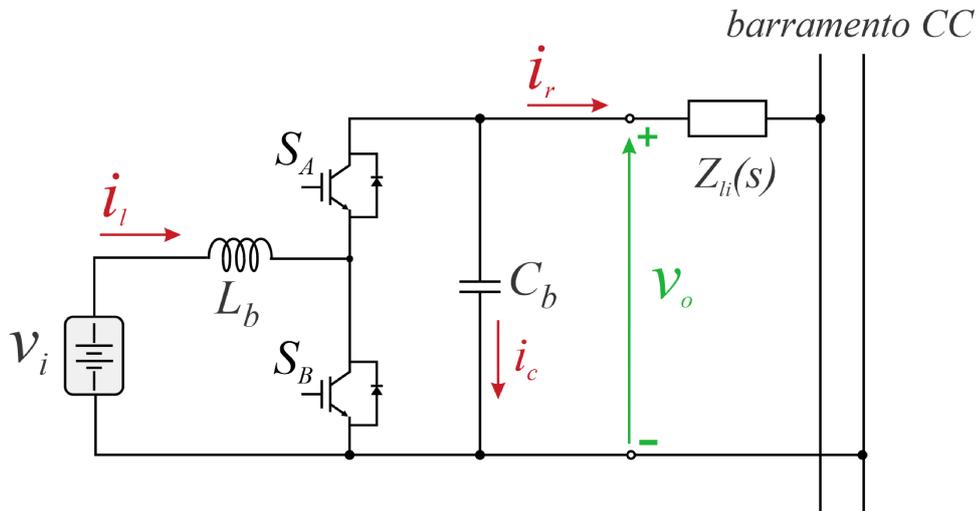
É possível verificar a viabilidade do modelo para representar a carga e descarga do banco de baterias através da representação do SAE utilizando o modelo elétrico de Rint, sob a contagem do SoC utilizando o método de Coulomb, para uma célula de bateria do tipo de Li-Íon, de acordo com a curva típica apresentada na Figura 2.3. Essa modelagem

será adotada nos estudos do comportamento do SAE na microrrede CC em estudo nesta dissertação.

2.3.2 Modelagem do Conversor CC-CC Bidirecional Não Isolado

Um conversor CC-CC bidirecional é necessário quando o fluxo de potência é bidirecional, ou seja, o fluxo de energia é fornecido ou absorvido através deste conversor. A topologia estudada neste estudo é apresentada na Figura 2.4, que é um conversor bidirecional não isolado comumente usado para processar a operação de carga e descarga de bancos de baterias.

Figura 2.4 – Conversor CC-CC bidirecional não isolado.



Fonte: A autora.

Na Figura 2.4, v_i é tensão do SAE, v_o tensão de saída do conversor, L_b o indutor do conversor, C_b o capacitor do conversor, S_A a chave *insulated-gate bipolar transistor* (IGBT) A do conversor, S_B a chave IGBT B do conversor, $Z_{li}(s) = R_{li} + sL_{li}$ a impedância de linha entre o conversor e o barramento CC. Os dados de projeto dos elementos para os dois conversores é descrito na Tabela 2.2.

Para a configuração apresentada, v_o é maior v_i . Devido à utilização de duas chaves complementares, esse conversor pode operar em dois modos de operação distintos. Quando S_A esta conduzindo, isto é, o SAE (simbolizado na figura como v_i) está carregando, o conversor opera como um conversor abaixador (*buck*) e a energia flui de v_o para v_i . No entanto, quando S_B conduz, o conversor opera como um conversor elevador (*boost*), a energia é transferida de v_i para v_o e o SAE descarrega.

Tabela 2.2 – Parâmetros de projeto dos conversores CC-CC bidirecionais 1 e 2.

Especificação	Símbolo	Valor
Tensão nominal de saída	v_o	400 V
Tensão nominal do SAE	v_i	240 V
Capacitor	C_b	330 μ F
Indutor	L_b	6,7 mH
Resistência de linha 1	R_{l1}	4,275 Ω
Resistência de linha 2	R_{l2}	6,43 Ω
Indutância de linha 1	L_{l1}	1 μ H
Indutância de linha 2	L_{l2}	1 μ H
Corrente nominal de saída	i_r	5 A
Potência nominal de saída	P_o	2 kW
Frequência de chaveamento	f_{sw}	15 kHz

Fonte: A autora.

A complexidade da função de transferência obtida depende do nível de detalhe utilizado na modelagem do conversor. Neste caso, os resistores equivalentes série do indutor e capacitor são desprezados. As etapas da modelagem são detalhadas em [56]. As expressões dos modos de operações são descritas para conversor *boost*, assim obtém-se para a chave S_A ou S_B conduzindo,

- S_A conduzindo:

$$v_l = v_i - v_o \quad (2.5)$$

$$i_c = i_l - i_r \quad (2.6)$$

- S_B conduzindo:

$$v_l = v_i \quad (2.7)$$

$$i_c = -i_r \quad (2.8)$$

em que, v_l é a tensão no indutor, i_c a corrente do capacitor, i_l corrente do indutor i_r que pode ser obtida através de v_o representado por,

$$i_r = \frac{v_o}{R} \quad (2.9)$$

Na Figura 2.4, apesar de R não ser representado, adota-se essa definição, já que as equações se baseiam nas equações do conversor *boost*, que possui a carga equivalente na estrutura. Além disso, a carga equivalente R pode ser considerada na modelagem do conversor bidirecional pela conexão da carga equivalente no barramento CC da MCC. Quando os SAEs estão descarregando, a energia flui de v_i para v_o , mantendo a potência exigida pela carga conectada à MCC através do barramento CC. Quando a energia flui de v_o para v_i , considera-se que há uma fonte de geração distribuída (GD) conectada ao barramento CC, carregando os SAEs e mantendo a potência exigida pela carga.

Aplicando o valor médio para um período de comutação, onde d representa a razão cíclica. Os valores de tensão média no indutor por ser obtidos a partir de (2.5) e (2.7), resultando em (2.12).

$$v_l = v_i d + (v_i - v_o)(1 - d) \quad (2.10)$$

$$v_l = v_i - v_o(1 - d) \quad (2.11)$$

$$\frac{Ldi_l}{dt} = v_i - v_o(1 - d) \quad (2.12)$$

O mesmo raciocínio pode ser aplicado para (2.6) e (2.8).

$$i_c = -i_r d + (i_l - i_r)(1 - d) \quad (2.13)$$

$$\frac{Cdv_c}{dt} = i_l(1 - d) - \frac{v_o}{R} \quad (2.14)$$

Utilizando a teoria do modelo de pequenos sinais, já que o modelo médio é não linear, pode-se realizar perturbações no ponto de operação. Tais perturbações, podem ser representadas por um termo CC (regime permanente) acrescentado de um termo pequeno em CA conforme abaixo.

$$i_l = I_l + \tilde{i}_l \quad (2.15)$$

$$i_r = I_r + \tilde{i}_r \quad (2.16)$$

$$v_i = V_i + \tilde{v}_i \quad (2.17)$$

$$v_o = V_o + \tilde{v}_o \quad (2.18)$$

$$v_c = V_c + \tilde{v}_c \quad (2.19)$$

$$d = D + \tilde{d} \quad (2.20)$$

Em que os termos: I_l , I_r , V_i , V_o , V_c e D representam os termos constantes, enquanto, \tilde{i}_l , \tilde{i}_r , \tilde{v}_i , \tilde{v}_o , e \tilde{v}_c são os termos em CA (aplicando o modelo de pequenos sinais em (2.12) e (2.14), e eliminando os termos constantes e de segunda ordem e, posteriormente, aplicando a transformada de Laplace, obtém-se (2.24) e (2.27).

$$\frac{LdI_l}{dt} + \frac{Ld\tilde{i}_l}{dt} = (V_i + \tilde{v}_i) - (V_o + \tilde{v}_o)(1 - (D + \tilde{d})) \quad (2.21)$$

$$\frac{LdI_l}{dt} + \frac{Ld\tilde{i}_l}{dt} = V_i + \tilde{v}_i - V_o - \tilde{v}_o + V_o D + \tilde{v}_o D + V_o \tilde{d} + \tilde{v}_o \tilde{d} \quad (2.22)$$

$$\frac{Ld\tilde{i}_l}{dt} = \tilde{v}_i - \tilde{v}_o(1 - D) + V_o \tilde{d} \quad (2.23)$$

$$Ls\tilde{i}_l(s) = \tilde{v}_i(s) - \tilde{v}_o(s)(1 - D) + V_o \tilde{d}(s) \quad (2.24)$$

$$\frac{CdV_o}{dt} + \frac{Cd\tilde{v}_o}{dt} = (I_l + \tilde{i}_l)(1 - (D + \tilde{d})) - \left(\frac{V_o - \tilde{v}}{R}\right) \quad (2.25)$$

$$\frac{CdV_o}{dt} + \frac{Cd\tilde{v}_o}{dt} = I_l + \tilde{i}_l - I_l D - \tilde{i}_l D - I_l \tilde{d} - \tilde{i}_l \tilde{d} - \frac{V_o}{R} - \frac{\tilde{v}_o}{R} \quad (2.26)$$

$$Cs\tilde{v}_o(s) = \tilde{i}_l(s)(1 - D) - I_l \tilde{d}(s) - \frac{\tilde{v}(s)}{R} \quad (2.27)$$

A fim de encontrar as funções de transferência que serão utilizadas para o controle desse conversor, algumas manipulações algébricas devem ser feitas. Em (2.24), considerando $\tilde{v}_i(s)$ e $\tilde{v}_o(s)$ iguais a zeros, isolando o conjunto $\tilde{i}_i(s)/\tilde{d}(s)$, obtém-se (2.28), que é a função de transferência utilizada para o controle de corrente do conversor. A função de transferência obtida relaciona a corrente em relação a razão cíclica.

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_i(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_o}{Ls} \quad (2.28)$$

Outra função de transferência pode ser encontrada com objetivo de controle da tensão de saída do conversor. Para isso, em (2.24), isola-se $i_i(s)$, substituindo o resultado em (2.27). Obtém-se, então (2.29) a partir do isolamento de $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$, que demonstra a função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica.

$$G_{vd}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{RV_oD' - LRI_s}{RCLs^2 + Ls + D'^2R} \quad (2.29)$$

Uma terceira função de transferência é muito utilizada no controle multimalhas, em que o controle de corrente é interno e tensão externo. Assim, usando (2.24) para isolar $\tilde{d}(s)$ e substituindo o resultado em (2.27), obtém a equação da tensão de saída em relação a corrente do indutor.

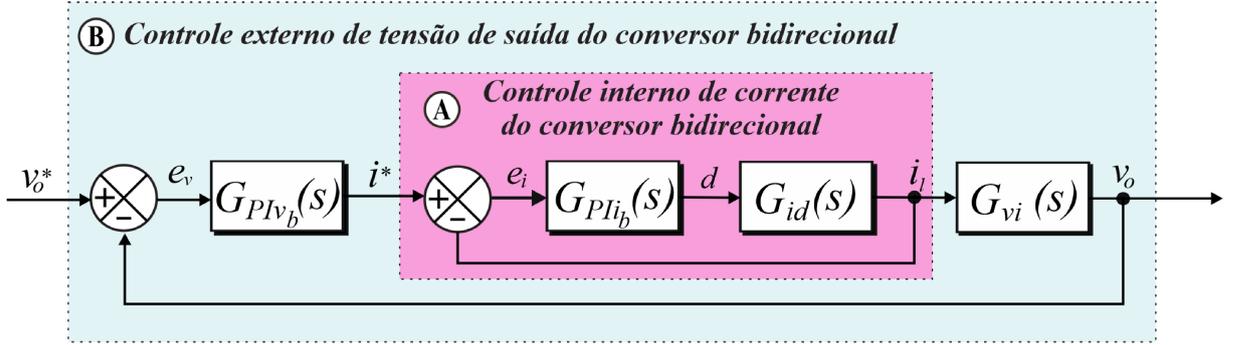
$$G_{vi}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_i(s)} = \frac{V_oD' - LRI_s}{V_oCs + 2I_lD'} \quad (2.30)$$

As funções de transferência obtidas são as mais usuais. A função de transferência, expressa em (2.28), é utilizada no controle de corrente, podendo ser utilizada em conjunto com (2.30), quando o controle de corrente e de tensão são necessários. Formando-se um controle multimalhas, que é o tipo de controle utilizado neste trabalho, para o controle de conversores CC-CC bidirecionais não isolados. Além disso, a função de transferência (2.28) pode ser empregada de forma autônoma quando o objetivo é ter um conversor do tipo seguidor de rede, exigindo apenas o controle de corrente.

2.3.3 Controle do Sistema de Armazenamento de Energia

Os dois sistemas de SAE da MCC, conforme mostrado na Figura 2.1, operam controlando a tensão do barramento CC da microrrede, como unidades formadoras de rede. Os dois conjuntos são considerados iguais em estrutura, controles internos, tensão, corrente e potência nominais. A Figura 2.5 mostra o diagrama de controle empregado. O controle é formado por uma malha interna de corrente, identificado por A, e uma malha externa de tensão, identificado por B na figura. $G_{id}(s)$ e $G_{vd}(s)$ são as plantas modeladas na Seção anterior dadas por (2.28) e (2.29), respectivamente. $G_{PIv_b}(s)$ e $G_{PIi_b}(s)$ as plantas dos controladores proporcionais integrais (PIs) utilizadas para o controle externo de tensão e controle interno de corrente que, a seguir, serão apresentados.

Figura 2.5 – Diagrama de controle dos conversores bidirecionais CC-CC não isolados.



Fonte: A autora.

Para projeto dos controladores proporcionais integrais foram utilizadas as etapas descritas em [57] e no apêndice, que aplica o método de resposta em frequência. Para o controlador PI de corrente, há o controle da corrente do indutor do conversor, a frequência de cruzamento é definida para ser menor que uma década abaixo da frequência de chaveamento do conversor, neste caso adotou-se 2000 rad/s. A margem de fase escolhida é de 60° para alcançar estabilidade e baixo sobressinal, já que altos valores de margem fase podem resultar em uma resposta transitória lenta. Logo, pode-se definir a função de transferência do controlador PI de corrente como (2.31).

$$G_{PIi_b}(s) = \frac{K_{pi_b}s + K_{ii_b}}{s} \quad (2.31)$$

Em que, K_{pi_b} é ganho proporcional para o controlador de corrente e K_{ii_b} o ganho integral.

O diagrama de Bode exibido na Figura 2.6a representa o sistema compensado em malha aberta. A margem de ganho e a margem de fase são representadas no gráfico, por linhas verticais sólidas. A margem de fase apresenta valor igual ao desejada de 60° . As linhas verticais tracejadas indicam as localizações frequência de cruzamento em que a margem de fase é medida e a frequência em que a margem de ganho é medida. A frequência de cruzamento se dá em 2000 rad/s, como desejado.

No controle externo de tensão, o objetivo é regular a tensão de saída do conversor. Uma análise similar a anterior pode ser desenvolvida aqui. O sistema em malha fechada para a corrente, M_{cli} , é dado por (2.32).

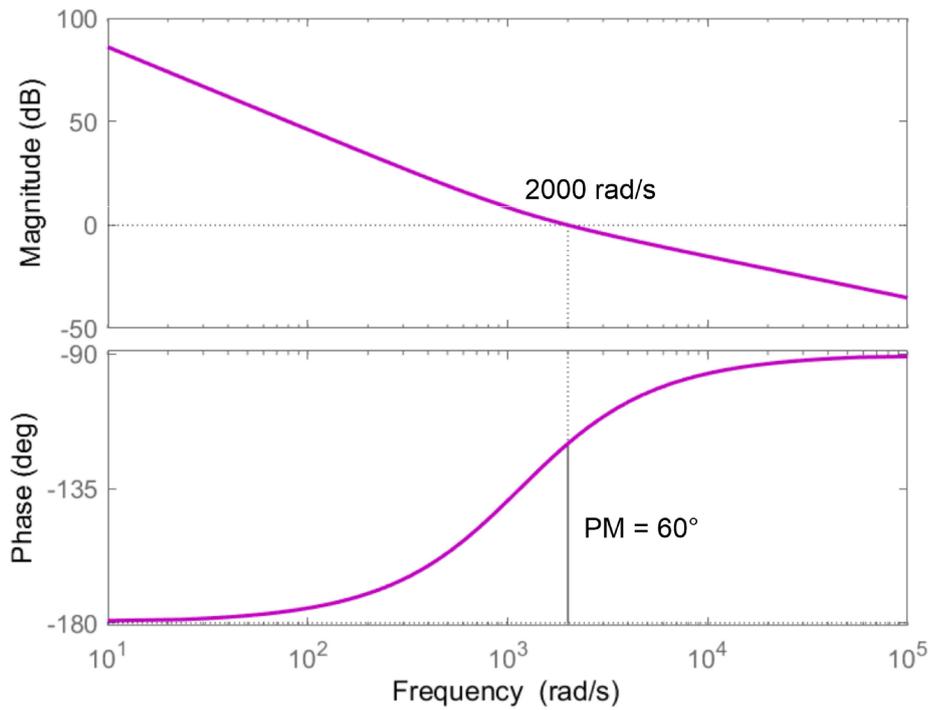
$$M_{cli}(s) = \frac{G_{id}(s)G_{PIi_b}(s)}{1 + G_{id}(s)G_{PIi_b}(s)} \quad (2.32)$$

A função para o controle externo da tensão será a cascata da malha fechada de corrente (2.32) com a planta de tensão em relação a corrente do indutor (2.30), dada por (2.33).

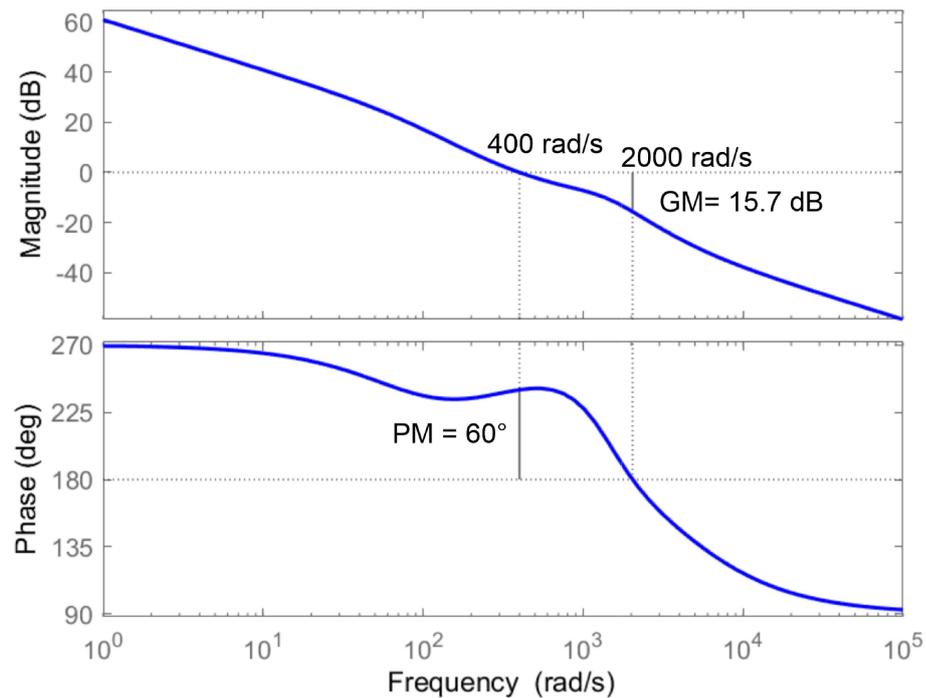
$$G_{cv}(s) = M_{cli}(s)G_{vi}(s) \quad (2.33)$$

Figura 2.6 – Diagrama de Bode das malhas de controle do sistema de armazenamento de energia; a) Malha interna de corrente com compensação; b) Malha externa de tensão com compensação.

(a)



(b)



Fonte: A autora.

A frequência cruzamento é definida como menor que uma década abaixo da frequência de cruzamento da malha de corrente, adota-se 400 rad/s. A margem de fase é e 60° , assim como para a malha anterior. O controlador PI de tensão pode ser definido por (2.34).

$$G_{PIv_b}(s) = \frac{K_{pv_b}s + K_{iv_b}}{s} \quad (2.34)$$

Em que, K_{pv_b} é ganho proporcional para o controlador de tensão e K_{iv_b} o ganho integral. O diagrama de Bode na Figura 2.6b fornece os valores em malha aberta do controle externo de tensão, obtendo os valores previamente desejados. Os parâmetros de controle utilizados são descritos na Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Parâmetros dos controladores.

Parâmetro	Valor
Conversores bidirecionais	
k_{pi_b}	0,0290
k_{pv_b}	0,1644
k_{ii_b}	33,5
k_{iv_b}	44,8392
Conversor <i>boost</i>	
$k_{pi_{bt}}$	0,0290
$k_{ii_{bt}}$	33,5
Conversor <i>buck</i>	
$k_{pi_{bk}}$	0,0290
$k_{pv_{bk}}$	0,0463
$k_{ii_{bk}}$	33,5
$k_{iv_{bk}}$	68,7461

Fonte: A autora.

2.4 Geração Distribuída

2.4.1 Modelagem da Geração Distribuída

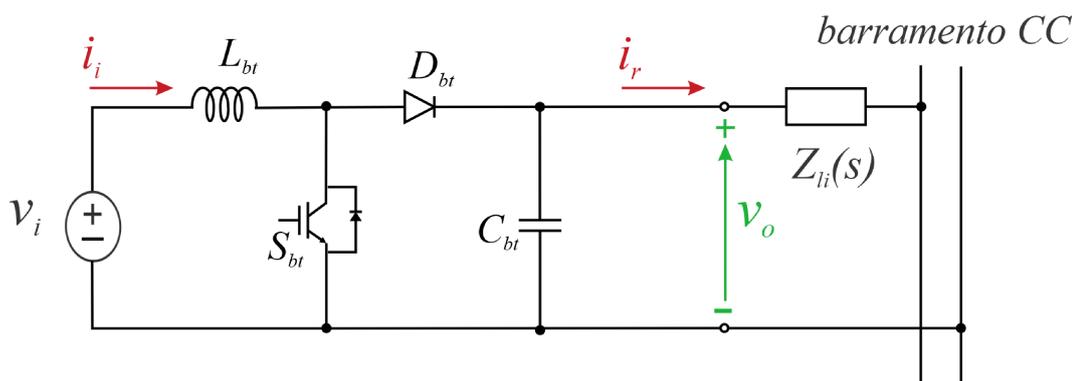
Neste trabalho, a fim de simplificar as análises e focar apenas nas técnicas de controle, a GD foi modelada como uma fonte de tensão conectada ao barramento através de um conversor *boost* conforme ilustrado na Figura 2.7. Outras técnicas de modelagem para a GD podem ser desenvolvidas, como em [58], que um painel fotovoltaico foi modelado como uma resistência equivalente que evita problemas próximo ao ponto de máxima potência, no entanto, neste trabalho, a modelagem realizada não define o tipo de geração a ser considerada, e portanto qualquer tipo de geração pode ser considerada.

Na Figura 2.7, i_i é a corrente que passa pelo indutor, i_r a corrente de saída, v_o a tensão de saída do conversor, v_i a tensão de entrada, L_{bt} indutor do conversor, C_{bt}

capacitor do conversor, D_{bt} o diodo, S_{bt} a chave *insulated-gate bipolar transistor* (IGBT) e $Z_{li}(s) = R_{li} + sL_{li}$ a impedância de linha entre o conversor e o barramento CC. Os valores de projeto do conversor é descrito na Tabela 2.4.

A modelagem desse conversor são as mesmas descritas na Seção anterior, em que pode-se considerar o modo em que S_B está conduzindo em (2.7) e (2.8) para a condução de S , enquanto que a não condução de S será dado por (2.5) e (2.6). Logo as mesmas funções de transferências (2.28), (2.29) e (2.30) podem ser consideradas aqui.

Figura 2.7 – Conversor CC-CC *boost*.



Fonte: A autora.

Tabela 2.4 – Parâmetros de projeto do conversor *boost*.

Especificação	Símbolo	Valor
Tensão nominal de saída	v_o	400 V
Tensão nominal da GD	v_i	200 V
Capacitor	C_{bt}	330 μ F
Indutor	L_{bt}	6,7 mH
Resistência de linha 3	R_{l3}	7,48 Ω
Indutância de linha 3	L_{l3}	1 μ H
Corrente nominal de saída	i_r	5 A
Potência nominal de saída	P_o	2 kW
Frequência de chaveamento	f_{sw}	15 kHz

Fonte: A autora.

2.4.2 Controle do Sistema da Geração Distribuída

Como os SAEs são as unidades formadoras de rede na MCC estudada, o controle empregado regula a potência de saída. Logo, assume-se que a GD opera sob rastreamento de ponto de potência máxima (*Maximum Power Point Tracking* - MPPT).

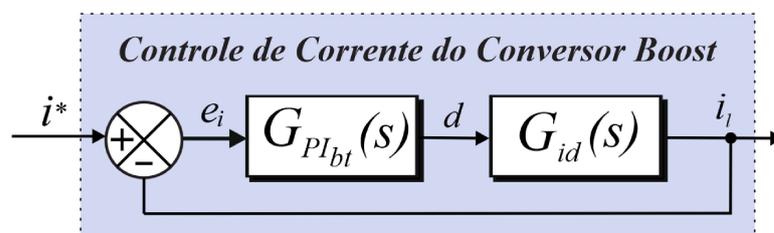
O diagrama de controle da GD é expresso na Figura 2.8, em que G_{id} representa a planta utilizada para o controle de corrente em questão, dada por (2.28), e $G_{PI_{bt}}$ a função de transferência do controlador PI utilizado, dado por:

$$G_{PI_{bt}}(s) = \frac{K_{pi_{bt}}s + K_{ii_{bt}}}{s} \quad (2.35)$$

em que $K_{pi_{bt}}$ é ganho proporcional para o controlador de corrente e $K_{ii_{bt}}$ o ganho integral.

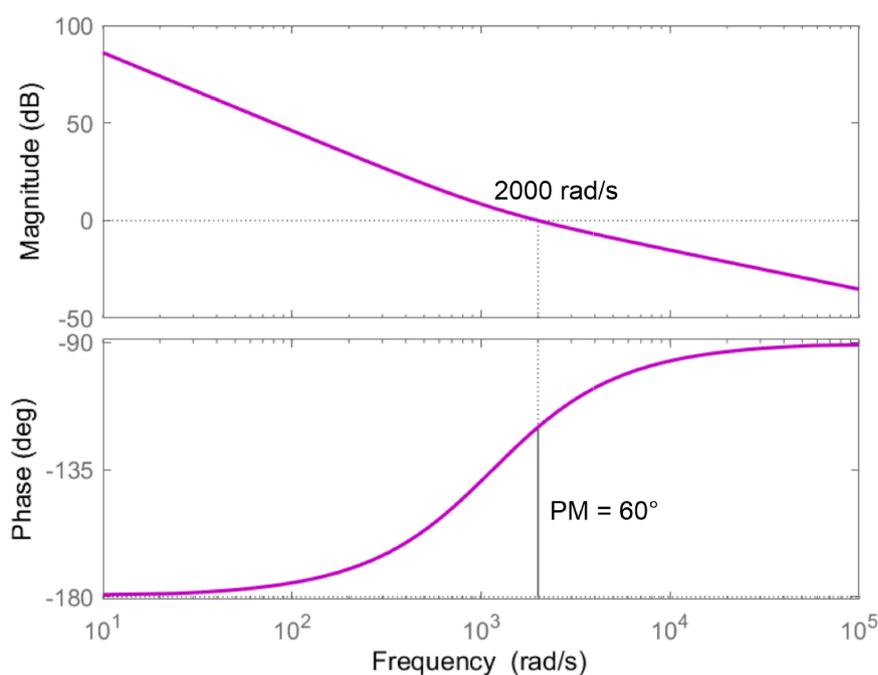
Neste caso, adota-se os passos da Subseção 2.3.3. A frequência de cruzamento é escolhida como 2000 rad/s e margem de fase de 60° para o controle de corrente. O diagrama de Bode desse controle em malha aberta é ilustrado na Figura 2.9. Aqui, os valores desejados são obtidos como apresentado anteriormente. Os parâmetros dos controladores estão descritos na Tabela 2.3.

Figura 2.8 – Diagrama de controle do conversor *boost* utilizado para o controle da geração distribuída.



Fonte: A autora.

Figura 2.9 – Diagrama de Bode da malha de corrente do controle da geração distribuída.



Fonte: A autora.

2.5 Carga

2.5.1 Modelagem da Carga

A carga de todo o sistema foi modelada como uma carga eletrônica de tensão constante conforme Figura 2.10. Na figura, i_i é a corrente que passa pelo indutor, i_r a corrente de saída, v_o a tensão de saída do conversor, v_i a tensão de entrada, L_{bk} indutor do conversor, C_{bk} capacitor do conversor, D_{bk} o diodo, S_{bk} a chave IGBT. A tabela 2.5 exhibe os dados de projeto.

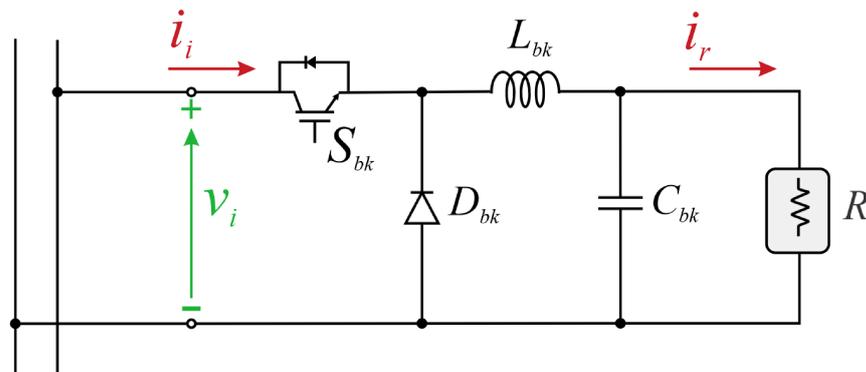
Tabela 2.5 – Parâmetros de projeto do conversor *buck*.

Especificação	Símbolo	Valor
Tensão nominal de saída	v_o	120 V
Tensão nominal de entrada	v_i	400 V
Capacitor	C_{bk}	330 μ F
Indutor	L_{bk}	6,7 mH
Potência nominal	P_c	2 kW
Frequência de chaveamento	f_{sw}	15 kHz

Fonte: A autora.

Figura 2.10 – Conversor CC-CC *buck*

barramento CC



Fonte: A autora.

As expressões dos modos de operações para a chave IGBT S_{bk} conduzindo ou não, são descritas a seguir.

- S_{bk} **conduzindo**:

$$v_l = v_i - v_o \quad (2.36)$$

$$i_c = i_l - i_r \quad (2.37)$$

- S_{bk} não conduzindo:

$$v_l = -v_o \quad (2.38)$$

$$i_c = i_l - i_r \quad (2.39)$$

O valor médio para um período de comutação, em que d representa a razão cíclica, são obtidas em (2.40) e (2.41), que representam o valor médio da tensão no indutor e corrente no capacitor do conversor, respectivamente

$$\frac{Ldi_l}{dt} = v_i d - v_o \quad (2.40)$$

$$\frac{Cdv_o}{dt} = i_l - \frac{v_o}{R} \quad (2.41)$$

Utilizando o modelo de pequenos sinais, conforme a Subseção 2.3.3, obtém-se:

$$Ls\tilde{i}_l(s) = \tilde{v}_i(s)D - \tilde{v}_o(s) + V_i\tilde{d}(s) \quad (2.42)$$

$$Cs\tilde{v}_o(s) = \tilde{i}_l(s) - \frac{\tilde{v}_o(s)}{R} \quad (2.43)$$

A partir de (2.43), isolando $\tilde{i}_l(s)$ e substituindo em (2.42), tem-se $\tilde{v}_o(s)/\tilde{d}(s)$ que representa a função de transferência da tensão de saída em função da razão cíclica.

$$G_{vd_{bk}}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_i R}{RCLs^2 + Ls + R} \quad (2.44)$$

Usando (2.43) para isolar $\tilde{v}_o(s)$ e substituindo o resultado em (2.42), obtém-se a função de transferência da equação da corrente que passa pelo indutor em relação a razão cíclica.

$$G_{id_{bk}}(s) = \frac{\tilde{i}_l(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_i(RCs + 1)}{RCLs + Ls + R} \quad (2.45)$$

Empregando o mesmo raciocínio anterior, pode-se obter a função de transferência da tensão de saída em relação a corrente no indutor.

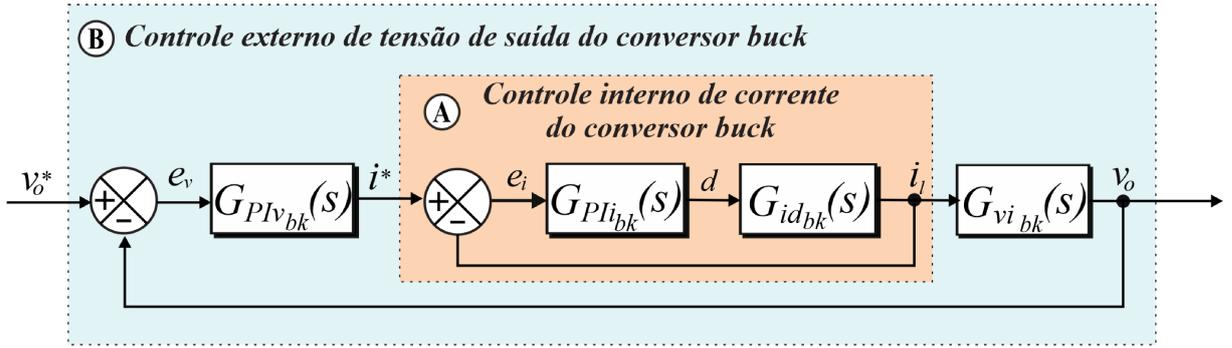
$$G_{vi_{bk}}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_l(s)} = \frac{R}{RC + 1} \quad (2.46)$$

Portanto, caracterizando-se as três principais funções de transferência utilizadas para o controle do conversor *buck* para o controle da carga neste trabalho.

2.5.2 Controle da Carga

O objetivo do controle na carga é manter a tensão de saída constante, assim como controlar a corrente do indutor. Assim, utiliza-se o controle multimalhas para que o objetivo seja alcançado. O diagrama de controle da carga é descrito na Figura 2.11.

Figura 2.11 – Diagrama de controle do conversor CC-CC *buck*.



Fonte: A autora.

Na Figura 2.11, $G_{id_{bk}}$ representa a planta utilizada para o controle de corrente em questão, conforme (2.45), $G_{vi_{bk}}$ a planta de tensão em relação a corrente, dada por (2.46). As funções $G_{PIi_{bt}}$ e $G_{PIv_{bt}}$ são as funções de transferência dos controladores PIs para o controle de corrente e tensão, respectivamente, dadas por:

$$G_{PIi_{bt}}(s) = \frac{K_{pi_{bk}}s + K_{ii_{bk}}}{s} \quad (2.47)$$

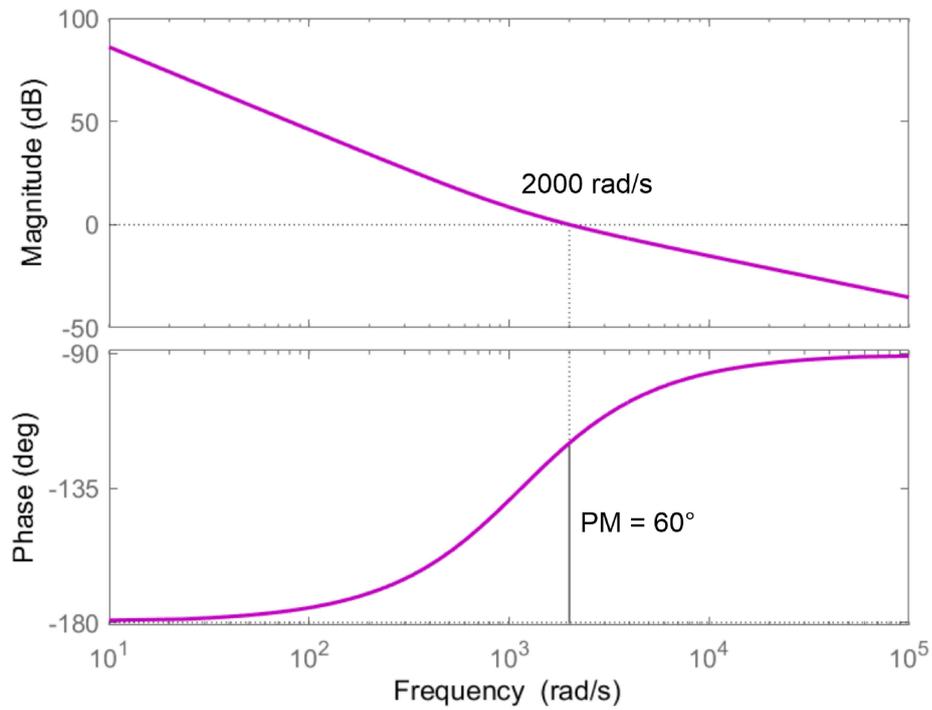
$$G_{PIv_{bt}}(s) = \frac{K_{pv_{bk}}s + K_{iv_{bk}}}{s} \quad (2.48)$$

em que, $K_{pi_{bt}}$ e $K_{pv_{bk}}$ são os ganhos proporcional para o controlador de corrente e de tensão, respectivamente. $K_{ii_{bt}}$ e $K_{iv_{bk}}$ os ganhos integrais.

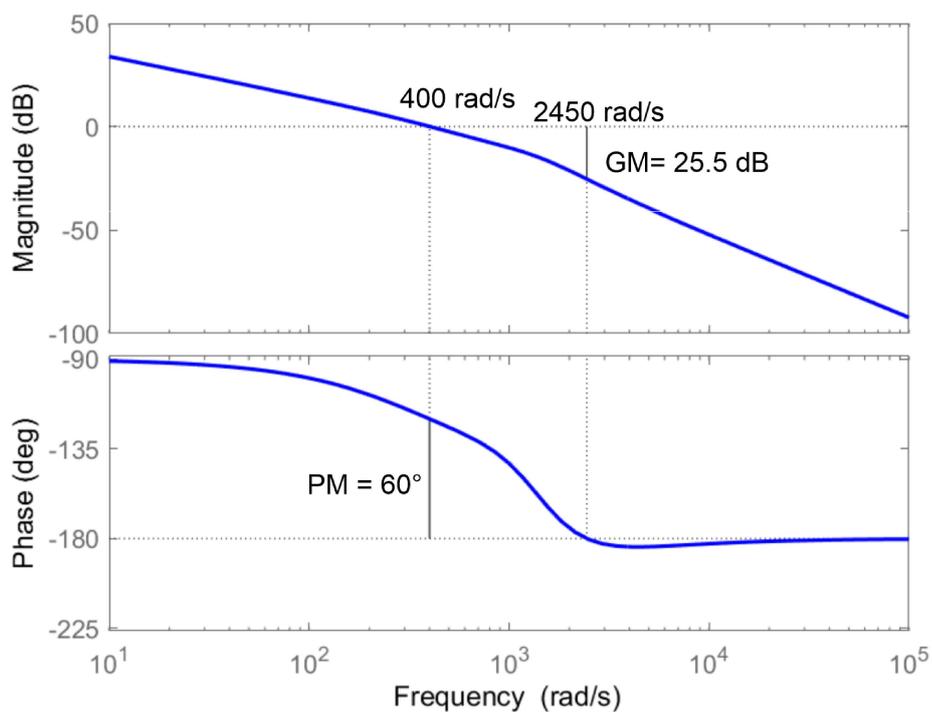
Para projeto dos controladores adota-se os passos da subseção 2.3.3. A frequência de cruzamento para o controle de corrente é escolhida como 2000 rad/s e margem de fase de 60° . Para malha externa de tensão, adota-se a frequência de cruzamento de 400 rad/s e margem de fase de 60° . Os parâmetros dos controladores estão descritos na Tabela 2.3. O diagrama de Bode em malha aberta para controle interno de corrente e externo de tensão estão na Figura 2.12. atingindo os valores de frequência de corte de 2000 rad/s, conforme desejado, e margem de fase de 60° para o controle interno de corrente (Figura 2.12a). Para o controle externo de tensão (Figura 2.12b), obtém-se a frequência de cruzamento de 400 rad/s e margem de fase de 60° . A margem de ganho é de 25,5 dB na frequência de 2450 rad/s. Portanto, o controle e o modelo da carga empregado na MCC foi validado.

Figura 2.12 – Diagrama de Bode das malhas de controle da carga; a) Malha interna de corrente com compensação; b) Malha externa de tensão com compensação.

(a)



(b)



Fonte: A autora.

2.6 Considerações Finais

Neste capítulo, foram abordados a estrutura da microrrede CC (MCC) estudada, os principais elementos, os níveis de operação e funcionamento. A modelagem do sistema de armazenamento de energia (SAE) foi obtida a partir de um modelo elétrico, que representa de forma simplificada o banco de baterias. O método da contagem de Coulomb foi adotado para medição do estado de carga, sendo suficiente para o modelo de estudo. O tipo de célula de bateria adotada foi a de Li-Íon, que apresenta vantagens em relação a outros tipos de bateria, como chumbo-ácido e aquelas à base de níquel, sendo as de Li-íon mais utilizadas nas aplicações de sistemas elétricos.

Os modelos dos conversores foram apresentados utilizando a técnica de pequenos sinais, que emprega a perturbação de pequena escala no ponto de operação. Dessa modelagem, foram obtidas as funções de transferência que descrevem o comportamento dos conversores, servindo como base para o projeto do controle de cada conversor.

O controle dos sistemas de armazenamento de energia (SAEs) tem o objetivo manter a tensão do barramento constante em 400 V. Neste caso, adotou-se o controle interno de corrente e externo de tensão para os dois conjuntos de SAE, que têm como interface conversores bidirecionais. A análise da resposta em frequência mostrou eficácia na abordagem de controle adotada.

Para o controle da GD, é necessário um controle de corrente para regulação da potência durante a operação. Um conversor *boost* foi adotado, estabelecendo a potência de saída nominal. O controle da carga utilizado um controle interno de corrente e externo de tensão, mantendo a tensão de saída da carga constante em 120 V. Os controladores utilizados em ambos os sistemas são estáveis, e seus projetos foram realizados também por análise da resposta em frequência.

Com o controle de nível zero apresentado para os SAEs, e os controles e modelagens dos demais sistemas, é possível, a partir deste capítulo, desenvolver as estratégias de controle para o nível primário dos elementos formadores da MCC, conforme a estrutura da Figura 2.1. Nos próximos capítulos, serão apresentados o estudo dos controles por impedância virtual e *droop* adaptativo.

Controle por Impedância Virtual

3.1 Introdução

As Microrredes de Corrente Contínua (MCCs) têm sido objeto de estudo para várias técnicas de controle. Dentre as estratégias de controle mais utilizadas, destacam-se: o controle mestre-seguidor [28], controle *droop* e suas variantes [29–31, 33–35, 59, 60], a sinalização de barramento e o controle hierárquico [20, 27, 32].

Em geral, essas estratégias possuem controles de nível primário, que são implementados em uma malha externa ao nível zero (malha interna) inerente a cada unidade formadora de rede.

Uma técnica já empregada em Microrredes de Corrente Alternada (MCAs), conhecida como controle por impedância virtual, utiliza uma resistência virtual, representada pela constante de *droop*, e um elemento dinâmico, como um indutor virtual, para aprimorar a estabilidade da microrrede. Essa mesma técnica pode ser adaptada para MCCs. Este estudo concentra-se na comparação de quatro abordagens de implementação descentralizada do controle por impedância virtual. Neste contexto, as técnicas são comparadas entre si para determinar a capacidade de redução das oscilações de tensão em regime transitórios, com o objetivo de aprimorar a estabilidade da MCC.

Na Seção 3.2, será apresentada uma revisão bibliográfica do controle por impedância virtual. Na Seção 3.3, serão descritas as quatro estratégias de controle. Na Seção 3.4, serão ilustradas as análises paramétricas dos elementos envolvidos nas estratégias. Na Seção 3.5, duas análises de estabilidade em malha fechada serão realizadas para determinar o valor do elemento dinâmico presente no sistema e os valores da frequência de corte dos filtros passa-baixas. Na Seção 3.6, os resultados das simulações computacionais para as quatro estratégias serão comentados, e na Seção 3.7, as considerações finais do Capítulo.

3.2 Revisão Bibliográfica

Conforme abordado no Capítulo 1, diversos tipos de controle podem ser aplicados às microrredes de corrente contínua (MCCs). O controle de impedância virtual, objeto de estudo deste capítulo, visa melhorar a estabilidade geral da MCC através da redução das oscilações transitórias, incrementando filtros ou elementos dinâmicos, como o indutor virtual [61].

As oscilações transitórias são normalmente provocadas pelas intermitências das fontes renováveis de energia e pelas variações de carga em sistemas reais [62]. Essas intermitências das fontes renováveis causam variações na quantidade de potência que as unidades formadoras de rede entregam às cargas. Já as variações na potência da carga resultam de diversos fatores, como em aplicações comerciais, aos quais o uso de dispositivos eletrônicos varia ao longo do dia. As oscilações em MCCs tendem a provocar flutuações na tensão do barramento CC, o que pode levar à instabilidade do sistema [35]. A manutenção da estabilidade do barramento CC é crucial para a operação dessas MCCs, especialmente, em cenários de operação ilhada da rede, que é o caso deste trabalho.

O método de controle de impedância virtual é frequentemente aplicado para diferentes objetivos em MCCs, com a maioria das implementações priorizando a estabilidade da microrrede. Isso é feito através da incorporação de resistores, indutores, capacitores e filtros virtualmente no controle. Além disso, outras aplicações incluem o amortecimento das oscilações de potência [61,63], a melhoria do equilíbrio de potência entre conversores [34,64,65] e a supressão da segunda corrente de ondulação [66].

Por exemplo, para melhorar o amortecimento da microrrede CC e garantir a estabilidade, [67] descreve um sistema composto por cargas de potência constante (*constant power loads* - CPLs). Neste sistema, os CPLs podem causar instabilidade, prejudicial para toda a microrrede CC. Assim, um controle de impedância virtual é adicionado em duas posições diferentes na estrutura multiestágio para garantir flexibilidade e estabilidade, utilizando um resistor e um indutor virtual. A eficácia do sistema é analisada através de um mapeamento de polos e zeros, direcionando-os para a parte estável do sistema.

Em [68], a estratégia adotada no trabalho envolve o uso adaptativo da impedância virtual baseada no estado de carga (SoC) para o compartilhamento adequado de energia em regime transitório entre os supercapacitores, sem a necessidade de uma linha de comunicação. Nesse controle, um capacitor virtual é conectado em série com um resistor virtual para compensar as oscilações transitórias. Testes com aumento e diminuição da carga validam o controle proposto.

O amortecimento das oscilações de potência em uma microrrede CC multifonte é proposto em [61]. Um ganho constante e um ganho dinâmico, representados por um resistor e um indutor virtual, visam amortecer as oscilações de baixa frequência, em conjunto com um supercapacitor que compensa as respostas transitórias. A estabilidade do método é aferida utilizando a análise de polos e zeros, e a viabilidade é validada por

testes de variação de carga e de impedância de linha.

Em [69], a corrente de surto é compensada através de uma malha contendo um resistor virtual em série com um capacitor virtual. As malhas de impedância virtuais são adicionados ao controle dos supercapacitores para obter a compensação da corrente de surto, utilizando também um circuito adicional que regula o estado de carga independentemente da compensação da corrente de surto. A redução da ordem do modelo é utilizada para otimizar a análise de polos e zeros. A eficácia do método é comprovada por testes envolvendo a variação da carga com diferentes valores de impedância virtual.

A estabilidade do sistema é o foco em [70]. Neste caso, um indutor virtual negativo é utilizado para eliminar os efeitos de indutância de linha, aumentando as margens de estabilidade e o amortecimento baseado no método de controle *droop*. A estabilidade é sustentada pela análise do diagrama de Nyquist e do método do lugar das raízes, que identificam a instabilidade do sistema quando há alta indutância de linha. Os testes de variação da potência da *constant power loads* - CPL e da constante *droop* ilustram a maior robustez comparada ao método convencional *droop*.

Em [71], é utilizada uma impedância virtual coordenada por frequência, permitindo a coordenação de tempo e potência em uma microrrede CC composta por baterias e supercapacitores. A abordagem permite a integração flexível e coordenada de fontes de energia com diferentes velocidades. O controle baseia-se no desvio da tensão do barramento CC, dividido em três modos distintos de operação. Na implementação do controle das unidades, são utilizados filtros passa-baixas e passa-altas para as unidades com bateria e supercapacitor, respectivamente, em série com um ganho estático. Os resultados mostraram que diferentes fontes de energia podem ser integradas de formas flexíveis e coordenadas.

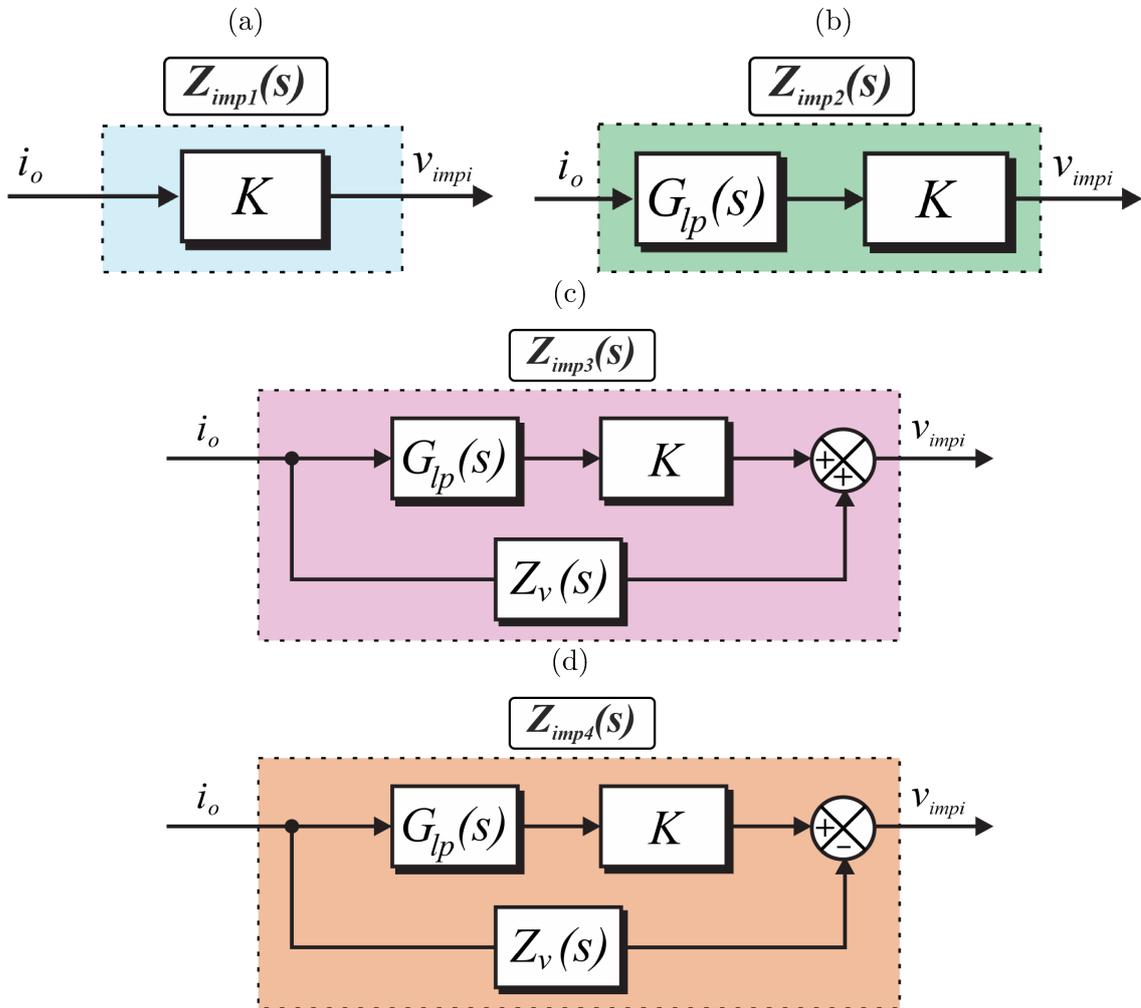
Embora muitas implementações de controle de impedância virtual tenham sido relatadas na literatura para MCCs com diferentes objetivos, análises de estabilidade, simulações e testes experimentais, uma comparação aprofundada das principais estratégias de controle de impedância virtual ainda não foi realizada. Portanto, há espaço para investigação técnica e científica nesta área.

Para preencher essa lacuna técnica, esta dissertação apresenta uma análise comparativa das principais implementações de controle de impedância virtual aplicadas às MCCs. A investigação compara a tensão transitória do barramento CC para quatro diferentes estratégias na MCC estudada, mantendo uma estrutura de controle descentralizada, que oferece benefícios como maior robustez, flexibilidade e escalabilidade. A análise de estabilidade inclui discussões sobre a análise do mapeamento de polos e zeros e a tabela de Routh-Hurwitz para comprovar a estabilidade das estratégias e limitar os valores utilizados nos parâmetros de controle. Simulações computacionais são utilizadas para realizar a comparação dos métodos de impedância virtual estudados.

3.3 Descrição das Estratégias de Impedância Virtual

Para comparar o comportamento da tensão do barramento CC em regime transitório, com e sem a inclusão de um elemento dinâmico para compensar as oscilações transitórias, juntamente com um valor constante, como a constante *droop*, são analisadas quatro formas diferentes de implementação. O objetivo é realizar um estudo comparativo para determinar a melhor solução a ser aplicada na MCC estudada. A escolha das quatro formas de implementação apresentadas neste trabalho resultou de um estudo intenso e abrangente, focado em identificar os melhores modelos para comparação em simulação, conforme ilustrado na Figura 3.1. Os modelos escolhidos são baseados nas referências [34, 61, 70, 71].

Figura 3.1 – Implementação dos controles por impedância virtual; a) Sistema 1 (S1); b) Sistema 2 (S2); c) Sistema 3 (S3); d) Sistema 4 (S4).



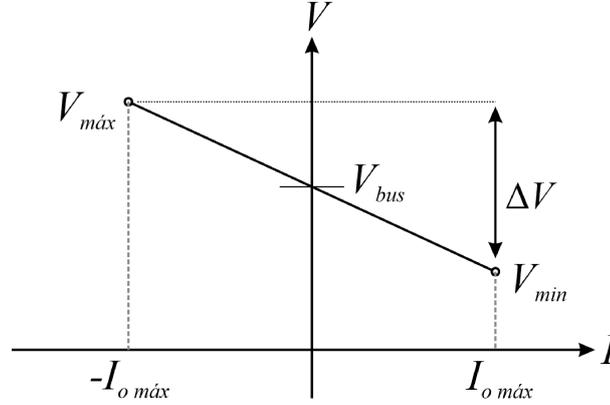
Fonte: A autora.

Na Figura 3.1a, o controle *droop* convencional é implementado, ao qual inclui a sua constante que pode ser definida como,

$$K = \frac{\Delta V}{\Delta I_o} = \frac{\Delta V}{I_{om\acute{a}x} - (-I_{om\acute{a}x})} = \frac{\Delta V}{2 \cdot I_{om\acute{a}x}} \quad (3.1)$$

em que, ΔV é a máxima variação permitida da tensão do barramento CC e ΔI_o denota a variação da corrente nominal de saída do conversor CC-CC conforme ilustrado na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Definição do controle *droop*.



Fonte: A autora.

Logo, a função de transferência, $Z_{imp1}(s)$, ilustrado na Figura 3.1a, pode ser utilizada para representar S1, assim como descrito em [34].

$$Z_{imp1}(s) = K \quad (3.2)$$

A proposta de um filtro passa-baixas de primeira ordem em cascata com constante *droop* K , ou seja, controle *droop* com filtro, é apresentada na Figura 3.1b e pela equação (3.3), conforme utilizado em [71]. A equação do filtro passa-baixas de primeira ordem é descrito em (3.4).

$$Z_{imp2}(s) = K \left(\frac{\omega_c}{s + \omega_c} \right) \quad (3.3)$$

$$G_{lp}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (3.4)$$

Nas equações (3.3) e (3.4), o ω_c representa a frequência de corte do filtro passa-baixas de primeira ordem.

Um elemento dinâmico $Z_v(s)$, descrito em (3.5), é implementado na Figura 3.1c, e na Figura 3.1d. Para S3, controle de impedância dinâmica positiva, o ramo direto é composto pela constante *droop* em cascata com filtro passa-baixas de primeira ordem, seguido pela soma do ramo paralelo, $Z_v(s)$, composto pelo indutor virtual e o filtro passa-baixas de primeira ordem, uma estrutura semelhante é descrita em [61]. A equação para S3 é descrita em (3.6).

$$Z_v(s) = L_v s \left(\frac{\omega_c}{s + \omega_c} \right) \quad (3.5)$$

$$Z_{imp3}(s) = (K + sL_v) \left(\frac{\omega_c}{s + \omega_c} \right) \quad (3.6)$$

Para S4, a soma do ramo paralelo $Z_v(s)$ feito para S3 é substituído por uma subtração (Figura 3.1d), e o controle de impedância dinâmica negativa tem equação dada por (3.7), uma estrutura semelhante é descrita em [70].

$$Z_{imp4}(s) = (K - sL_v) \left(\frac{\omega_c}{s + \omega_c} \right) \quad (3.7)$$

Em que, L_v é o indutor virtual que representa o elemento dinâmico.

3.4 Análise Paramétrica

O objetivo desta seção é investigar a resposta das implementações discutidas anteriormente. A fim de definir as faixas de operação da frequência de corte (ω_c) do filtro passa-baixas de primeira ordem e do valor do indutor virtual (L_v).

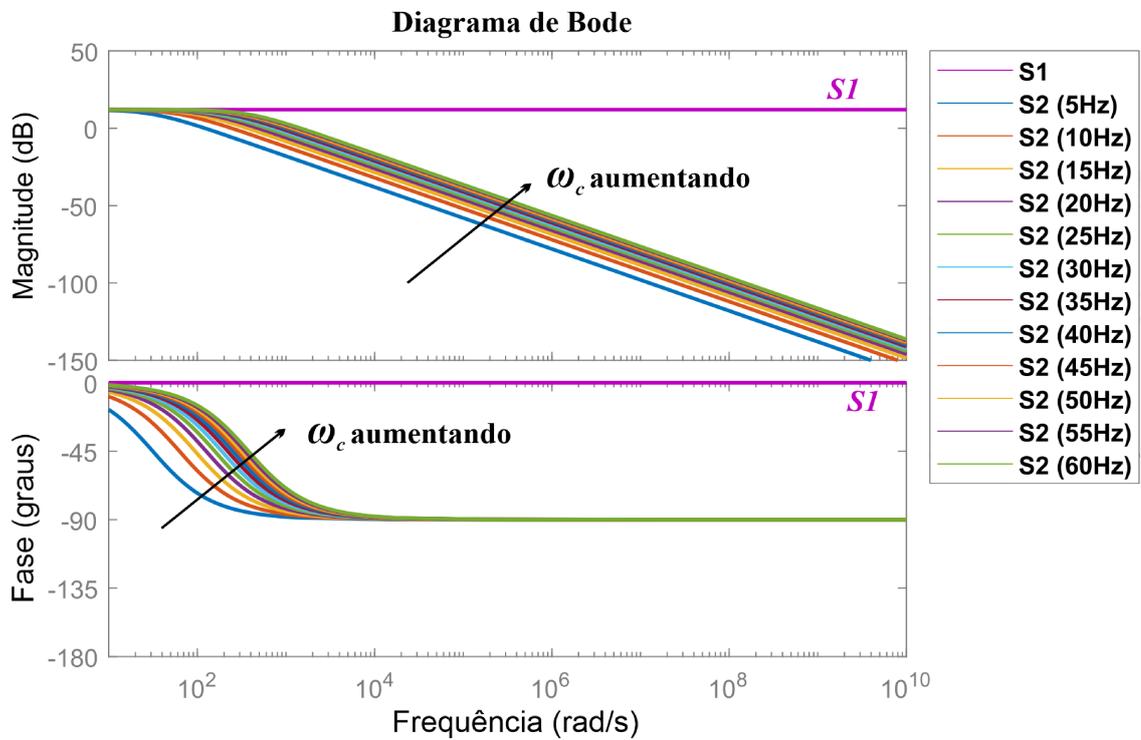
Na Figura 3.3a, o sistema S1 é constante, portanto, com valor da magnitude de acordo com (3.1) e fase igual a 0° . O sistema S2 apresenta características semelhantes às de um filtro passa-baixas, decaindo -20 dB/dec em magnitude após a frequência de cruzamento. A variação da frequência de corte do filtro implica variação da fase. Em altas frequências, a magnitude aumenta com o aumento da frequência, enquanto, a fase permanece constante. Logo, prezando por um filtro de robustez intermediária, foi definida uma faixa entre 10 Hz a 30 Hz para comparação entre os sistemas.

A variação do indutor virtual dentro da faixa de $2 \mu\text{H}$ a 8 mH foi realizada para S3 na Figura 3.3b, e em S4 na Figura 3.3c. Uma frequência de corte fixa ω_c de 20 Hz é imposta aos sistemas. Na Figura 3.3b, é possível observar o aumento da magnitude com o aumento do valor de L_v . Para valores maiores de L_v , há uma maior variação da fase em baixas frequências, enquanto o oposto ocorre em altas frequências. Além disso, na Figura 3.3c, observa-se que, com a variação de L_v , há alterações nas frequências baixas e intermediárias da fase. O ganho aumenta com o aumento de L_v , e o oposto ocorre com a fase.

Neste contexto, pode-se afirmar que valores de indutância acima de $0,2 \text{ mH}$ têm um impacto mais significativo no sistema geral, pois causam alterações nas baixas frequências, enquanto, valores menores praticamente não afetam essas frequências. Os valores de L_v utilizados nesta avaliação são baseados nos valores comumente empregados em controles de impedância virtual, como em [67].

Figura 3.3 – Diagramas de bode da avaliação paramétrica; a) S2; b) S3; c) S4.

(a)



(b)

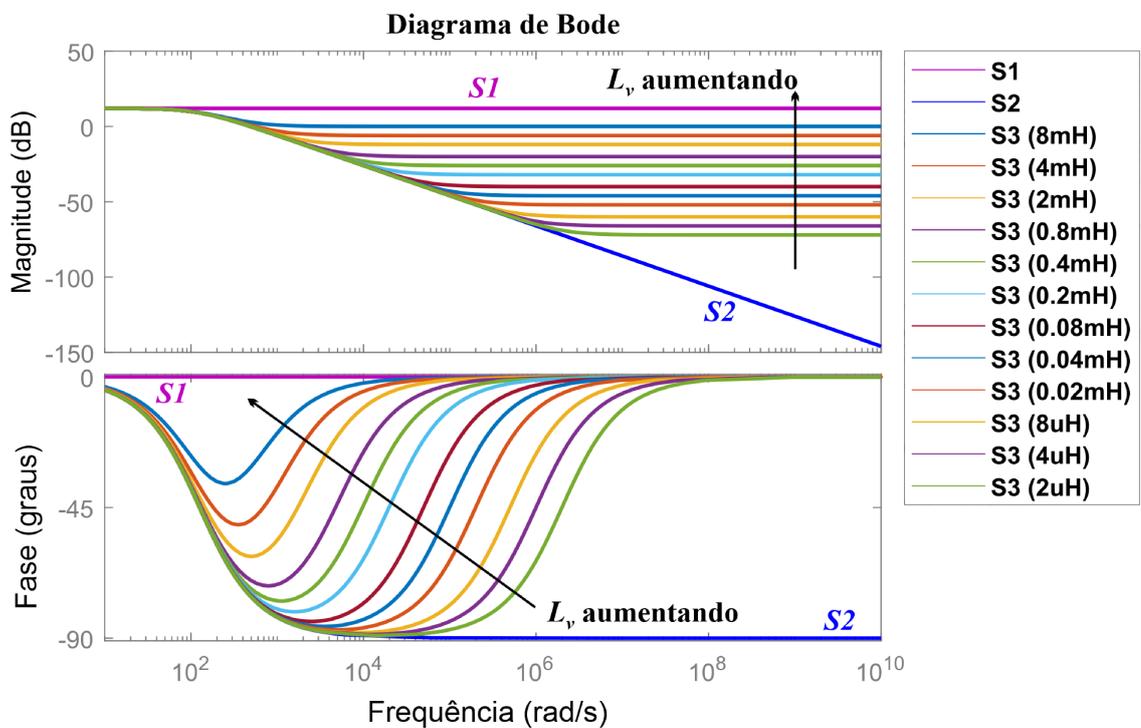
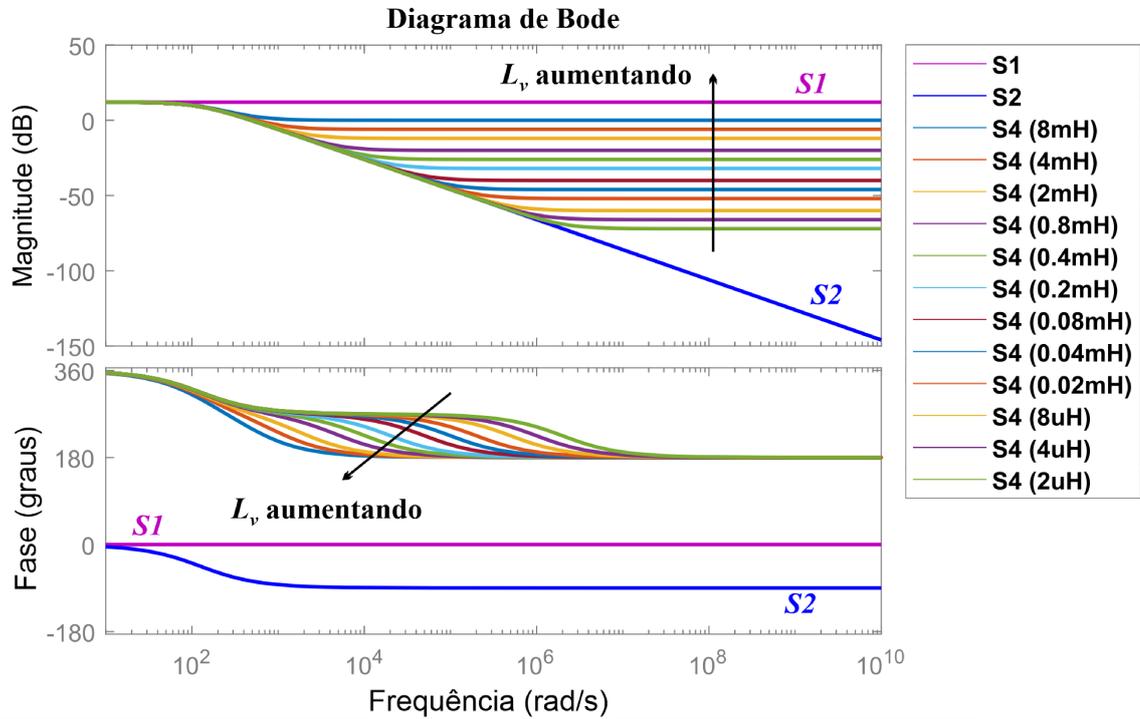


Figura 3.3 – Diagramas de bode da avaliação paramétrica; a) S2; b) S3; c) S4.

(c)



3.5 Análise de Estabilidade

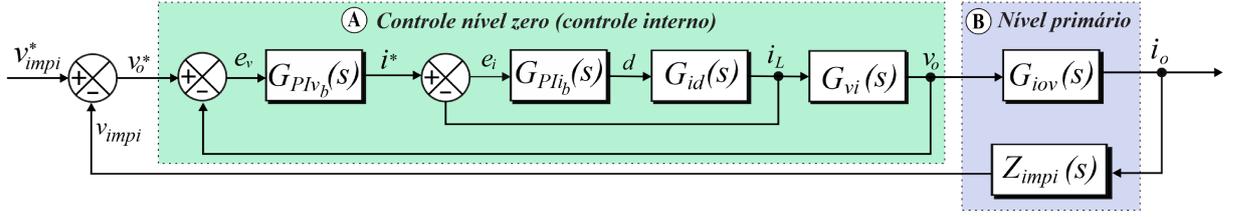
A estabilidade das técnicas de controle estudadas considera a aplicação em uma unidade formadora de rede e sua extensão para as demais unidades. Para encontrar as equações em malha fechada para os quatro sistemas sob análise, é necessário levar em consideração todos os elementos descritos no controle empregado. O diagrama do controle é descrito na Figura 3.4.

Na Figura 3.4 na parte A, $G_{PIv}(s)$ e $G_{PIi}(s)$ são as funções de transferência dos controladores integrais proporcionais da tensão de saída e da corrente do indutor, respectivamente. Esses controladores são inerentes a cada unidade formadora de rede, conforme descrito por (3.9) e (3.8). Além disso, $G_{id}(s)$ e $G_{vi}(s)$ são as plantas dos sistemas utilizados como base do projeto dos controladores, conforme discutido na Subseção 2.3.2 e representado por (3.10) e (3.11), respectivamente. Todos esses elementos fazem parte do controle de nível zero.

$$G_{PIi}(s) = \frac{K_{pi_b}s + K_{ii_b}}{s} \quad (3.8)$$

Em que, K_{pi_b} é ganho proporcional para o controlador de corrente e K_{ii_b} o ganho integral.

Figura 3.4 – Diagrama de blocos do controle por impedância virtual.



Fonte: A autora.

$$G_{PIv_b}(s) = \frac{K_{pv_b}s + K_{iv_b}}{s} \quad (3.9)$$

Em que, K_{pv_b} é ganho proporcional para o controlador de tensão e K_{iv_b} o ganho integral.

$$G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_l(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_o}{Ls} \quad (3.10)$$

$$G_{vi}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_l(s)} = \frac{V_o D' - LI_l s}{V_o C s + 2I_l D'} \quad (3.11)$$

Em que (3.10) e (3.11) representam as funções de transferência da corrente do indutor em relação a razão cíclica e da tensão de saída em relação a corrente do indutor, respectivamente.

Na parte B da Figura 3.4, é apresentado o controle de nível primário, em que $Z_{impi}(s)$ é aplicado aos quatro tipos de controle, conforme detalhado na Subseção 3.3. Por sua vez, $G_{iov}(s)$ representa a planta que correlaciona a tensão de saída com a corrente de saída. Essa planta, desempenha um papel crucial na obtenção da função de transferência em malha fechada.

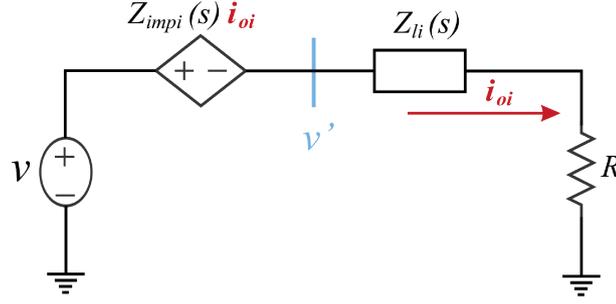
Um esquema simplificado que modela o controle do sistema é apresentado na Figura 3.5, o qual pode ser empregado para derivar a planta $G_{iov}(s)$. Na representação, a fonte de tensão constante simboliza a unidade formadora como um todo, enquanto, a fonte de tensão controlada modela o método de controle de impedância virtual. Adicionalmente, Z_{li} denota a impedância de linha inerente do sistema, e R representa a carga equivalente.

Através de uma análise de circuitos elétricos, é viável definir a planta em questão conforme descrito por (3.12).

$$G_{iov}(s) = \frac{i_o}{v'} = \frac{1}{Z_{li}(s) + R} \quad (3.12)$$

Em termos gerais, a impedância da linha $Z_{li}(s) = R_{li} + sL_{li}$, em que R_{li} é a resistência da linha e L_{li} a indutância da linha.

Figura 3.5 – Circuito simplificado do sistema.



Fonte: A autora.

A função de transferência em malha fechada pode ser obtida na forma canônica. O controle nível zero (ilustrado na Figura 3.4, por A) é representado, pela malha interna de corrente por (2.32) e malha externa de tensão dado por (3.13).

$$M_{clv}(s) = \frac{M_{cli}(s)G_{PIv_b}(s)G_{vi}(s)}{1 + M_{cli}(s)G_{PIv_b}(s)G_{vi}(s)} \quad (3.13)$$

Em que, G_{PIv_b} é a função de transferência do controlador proporcional integral dado por (2.34), e G_{vi} é a planta de tensão de saída em relação a corrente do indutor dada por (2.30).

Logo, incluindo o nível primário, através de (3.12) e (3.12) e Z_{ampi} dadas de acordo com a estratégia para S1, (3.2), para S2, (3.3), para S3, (3.6) e para S4 (3.7). A equação em malha fechada será:

$$M_{climp}(s) = \frac{G_{iov}(s)M_{clv}(s)}{1 + G_{iov}(s)M_{clv}(s)Z_{ampi}(s)} \quad (3.14)$$

Passando para a forma canônica obtém-se (3.15).

$$G_{cl}(s) = \frac{\beta_{oi}s^4 + \beta_{1i}s^3 + \beta_{2i}s^2 + \beta_{3i}s + \beta_{4i}}{s^6 + \alpha_{1i}s^5 + \alpha_{2i}s^4 + \alpha_{3i}s^3 + \alpha_{4i}s^2 + \alpha_{5i}s + \alpha_{6i}} \quad (3.15)$$

O subscrito i em (3.15) especifica a qual das quatro implementações o parâmetros se refere. Os coeficientes da equação (3.15) para S3 são definidos como segue. Em que, $A = K_{pi}K_{pv}$, $B = K_{ii}K_{pv}$, $E = CL_{li}v_i$, $F = LP^2v_o^2$, $H = Pv_o^2$, $J = K_{iv}K_{pi}$, $M = K_{ii}K_{iv}$, $N = EHL$, $T = 2v_iv_o$, $Q = Cv_iv_o^5$, $U = CR_{li}v_i$ e $X = v_i^2v_o^4$.

$$\beta_{03} = -AP/E \quad (3.16)$$

$$\beta_{13} = (-F(J + B + A\omega_c) + AHv_i^2)/N \quad (3.17)$$

$$\beta_{23} = (v_i^2H(B + J) - MF + \omega_c(HAv_i^2 - BF - JF))/N \quad (3.18)$$

$$\beta_{33} = (HMv_i^2 + \omega_c(HBv_i^2 - MF + JHv_i^2))/N \quad (3.19)$$

$$\beta_{43} = M\omega_cv_i/CLL_{li} \quad (3.20)$$

$$\alpha_{13} = (Lv_i(Cv_o^4 + 2L_{li}P^2) + H(EK_{pi}v_o + CLv_iR_{li}) - AFL_{li} + N\omega_c)/N \quad (3.21)$$

$$\begin{aligned} \alpha_{23} = & (H(2Lv_i - ALv_o^2 + EK_{ii}v_o + UK_{pi}v_o + AL_{li}v_i^2 + EK_{pi}v_o\omega_c) \\ & + UL\omega_c + 2LP^2v_iR_{li} + QK_{pi} + TK_{pi}L_{li}P^2 + CLv_iv_o^4\omega_c \\ & + 2LL_{li}P^2v_i\omega_c - AF(R_{li} + L_{li}\omega_c + Lv\omega_c) - L_{li}(BF - JF))/N \end{aligned} \quad (3.22)$$

$$\begin{aligned} \alpha_{33} = & (2K_{pi}Hv_iv_o + AX + QK_{ii} - LHv_o^2(B + J) + TP^2(K_{ii}L_{li} \\ & + K_{pi}L_{li}\omega_c + K_{pi}R_{li}) + QK_{pi}\omega_c + 2Hv_iL\omega_c + 2LP^2v_iR_{li}\omega_c \\ & - BF(R_{li} + L_{li}\omega_c - Lv\omega_c) + AH(v_i^2R_{li} - v_o^2L\omega_c - v_i^2L_v\omega_c + L_{li}v_i^2\omega_c) \\ & + UHv_o(K_{ii} + K_{pi}\omega_c) - MFL_{li} + HL_{li}v_i^2(B + J) + EHK_{ii}v_o\omega_c \\ & - AF\omega_c(K_d + R_{li}) - JF(R_{li} + L_{li}\omega_c - Lv\omega_c))/N \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\begin{aligned} \alpha_{43} = & (TH(K_{ii} + K_{pi}\omega_c) + X(B + J) - MH(Lv_o^2 - L_{li}v_i^2) + QK_{ii}\omega_c \\ & + TK_{ii}P^2R_{li} + Av_i^2v_o^4\omega_c - MF(R_{li} + L_{li}\omega_c + Lv\omega_c) \\ & + BH(v_i^2R_{li} + Lv_vv_i^2\omega_c + L_{li}v_i^2\omega_c - Lv_o^2\omega_c) + JH(v_i^2R_{li} + L_{li}v_i^2\omega_c \\ & - Lv_o^2\omega_c + Lv_vv_i^2\omega_c) + TP^2\omega_c(K_{ii}L_{li} + K_{pi}R_{li}) + UHK_{ii}v_o\omega_c - BFK_d\omega_c \\ & - JF\omega_c(K_d + R_{li}) + AHv_i^2\omega_c(K_d + R_{li}) - BFR_{li}\omega_c)/N \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} \alpha_{53} = & (MX + TK_{ii}\omega_c(H + P^2R_{li}) + (B + J)X\omega_c + MH(v_i^2R_{li} - Lv_o^2\omega_c \\ & + L_{li}v_i^2\omega_c + Lv_vv_i^2\omega_c) + \omega_c(K_d + R_{li})(-MF + BHv_i^2 + JHv_i^2))/N \end{aligned} \quad (3.25)$$

$$\alpha_{63} = M\omega_c(X + K_dHv_i^2 + Hv_i^2R_{li})/N \quad (3.26)$$

Para o sistema S1, os coeficientes podem ser determinados igualando L_v e ω_c a zero. Em S2, apenas L_v é considerado como zero. E para S4, os termos que contenham L_v devem ser trocados para o sinal negativo.

3.5.1 Análise de Polos e Zeros

A análise de polos e zeros para verificar a estabilidade em malha fechada faz parte desta seção, visto que as respectivas funções de transferência em malha fechada foram derivadas na seção anterior. Uma redução balanceada da ordem do modelo é implementada para simplificar a análise dos resultados, reduzindo os sistemas S2 a S4 para quarta ordem, com o auxílio do software Matlab, em que o modelo foi transformado para a forma em espaço de estados e depois as equações de Lyapunov. Dois estudos são realizados, tendo os parâmetros ω_c e L_v como variáveis de interesse. A variação de ω_c é realizada nos sistemas S2, S3 e S4 na Figura 3.6, enquanto L_v é variada nos sistemas S3 e S4 conforme ilustrado na Figura 3.7. Nas figuras subsequentes, as setas pretas indicam os caminhos dos polos.

Na Figura 3.6a, S2 é o investigado. A frequência ω_c varia de 5 Hz a 100 Hz. O sistema exibe um comportamento característico de sistemas de fase não mínima devido à presença de um zero localizado no lado direito do plano. Todos os polos estão localizados no lado

esquerdo do plano, indicando a estabilidade do sistema. Assim, os polos mais distantes do plano direito movem-se para a direita, enquanto os mais próximos se movem na direção oposta.

Na Figura 3.6b, S3 é analisado. A mesma análise e faixa de variação ω_c de antes são aplicadas aqui. Porém, neste caso, os polos mais afastados do plano direito movem-se numa direção diferente em relação ao caso anterior, mas a estabilidade ainda é mantida. A direção dos polos mais distantes do plano estável torna-se semelhante à Figura 3.6a. Na Figura 3.6c para S4, a estabilidade também é confirmada. Este resultado indica que a escolha da frequência de corte ω_c impacta na resposta dinâmica do sistema, sem comprometer a estabilidade, em todas as estratégias de impedância virtual investigadas.

Nas Figura 3.7a e Figura 3.7b, o comportamento de S3 e S4 é apresentado em resposta à variação L_v . Os valores de L_v aplicados variam de $10 \mu\text{H}$ a 5 H . Na Figura 3.7a, o sistema torna-se instável acima de 4 H devido à presença de polos mais distantes do eixo real localizados no semiplano direito. Esses polos movem-se para a instabilidade, enquanto os polos mais próximos do eixo real movem-se para a esquerda, que é a região estável do mapa. Na Figura 3.7b, S4 já apresenta instabilidade a partir de um valor L_v de 800 mH . Os polos mais próximos do eixo real levam à instabilidade, enquanto os mais distantes do eixo real avançam em direção à estabilidade.

Figura 3.6 – Mapeamento de polos e zeros para variação da frequência de corte ω_c ; a) S2; b) S3; c) S4.

(a)

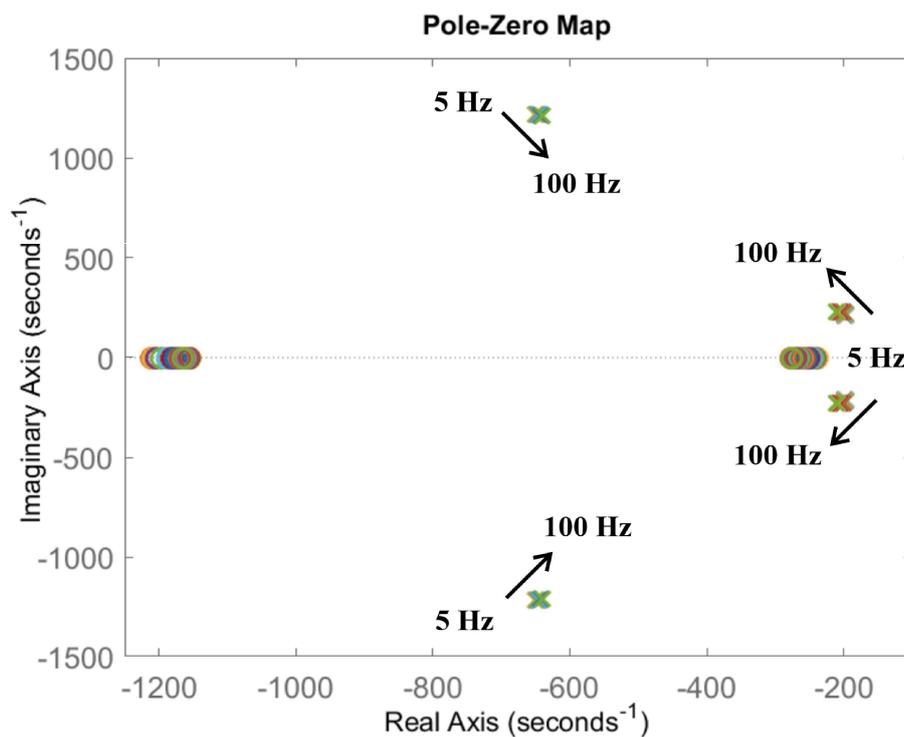
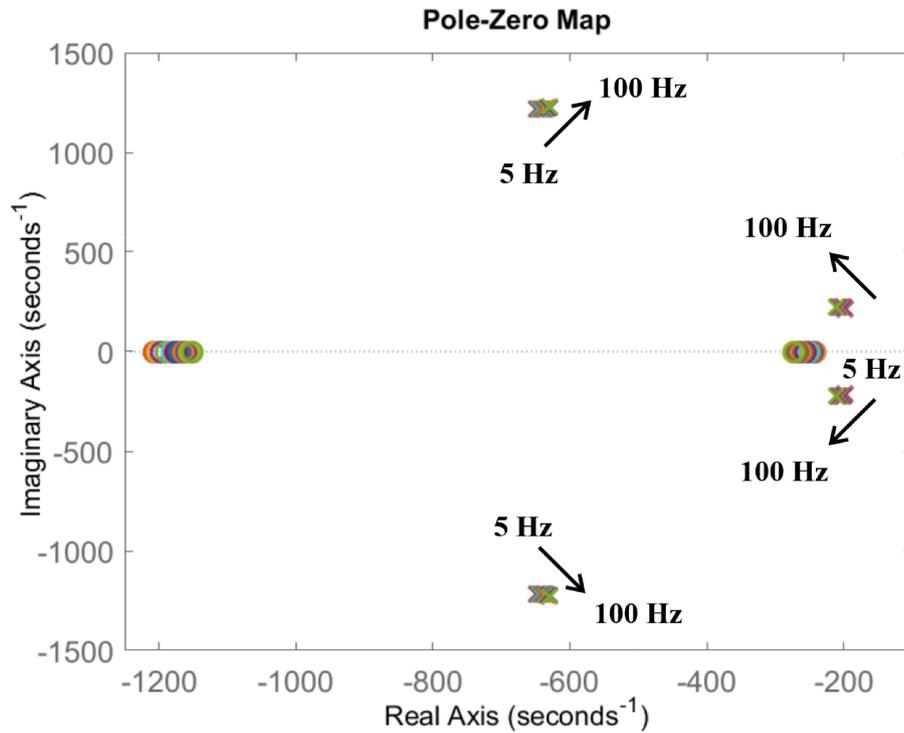
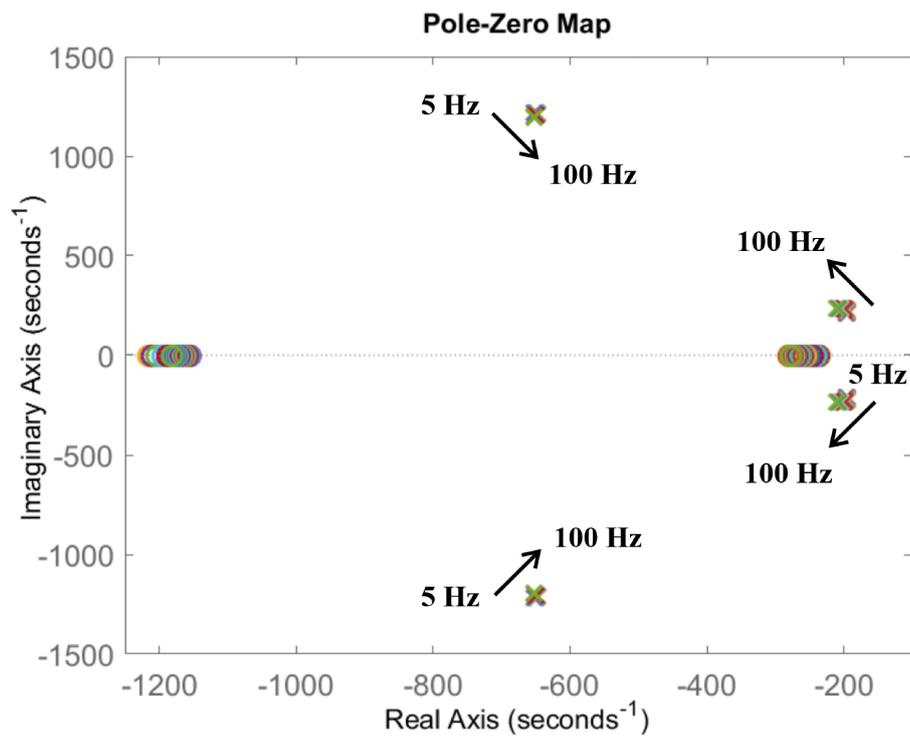


Figura 3.6 – Mapeamento de polos e zeros para variação da frequência de corte ω_c ; a) S2; b) S3; c) S4.

(b)



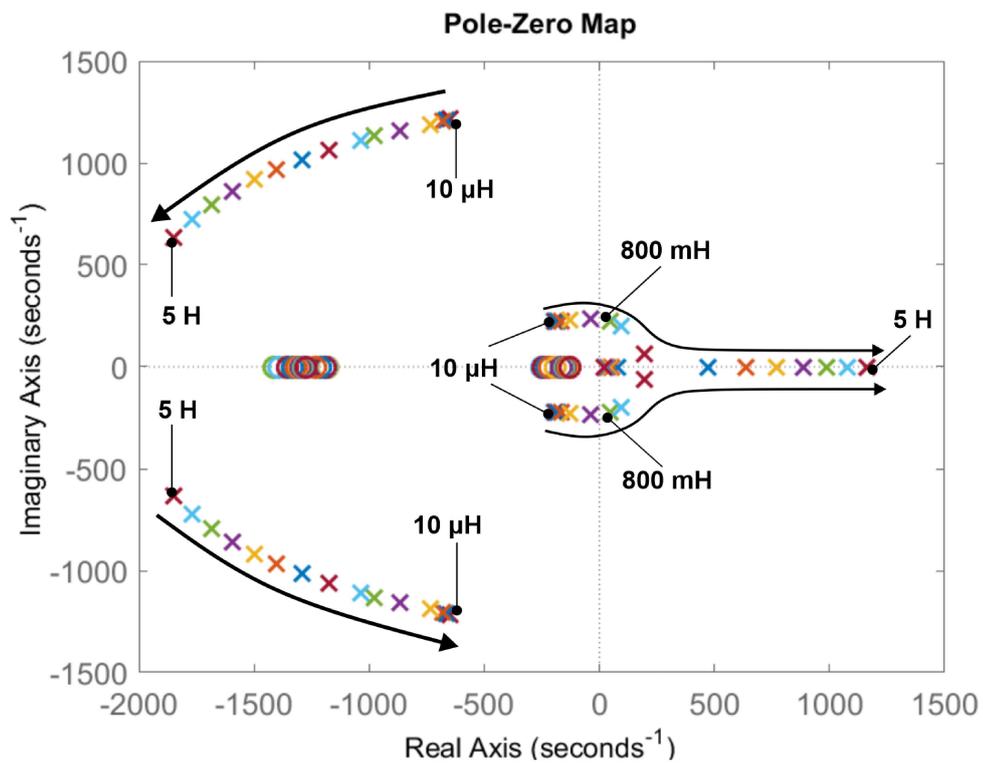
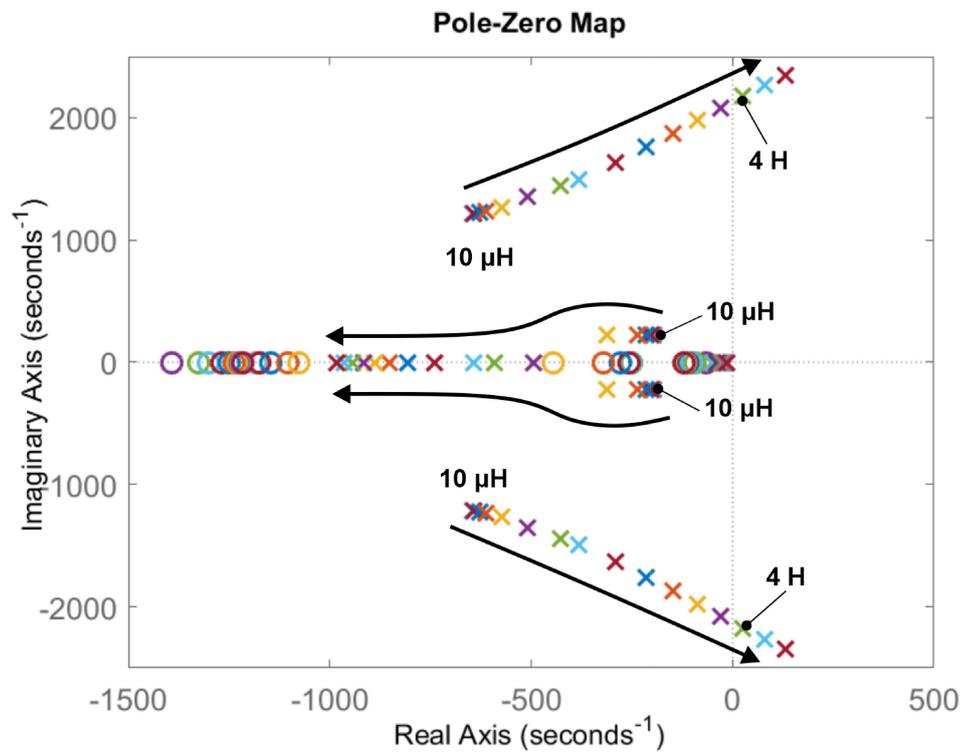
(c)



Fonte: A autora.

Figura 3.7 – Mapeamento de polos e zeros com variação do indutor virtual; a) S3; b) S4.

(a)



Fonte: A autora.

O sistema de malha fechada de S2, S3 e S4 para variação ω_c é considerado estável em uma ampla faixa de valores, uma vez que não há polos no semiplano direito. Além disso, para variação L_v em malha fechada, S3 e S4 apresentam instabilidade a partir de 4 H e 800 mH, respectivamente. Todos os sistemas acima mencionados apresentam características de sistemas de fase não mínima, resultando em um afundamento na resposta do sistema antes de atingir o valor de referência. Essa análise indica que a impedância virtual negativa também pode conduzir a um sistema estável, porém, a faixa de indutância virtual é reduzida quando comparada com uma abordagem de impedância virtual positiva.

3.5.2 Análise de Routh-Hurwitz

Para confirmar a estabilidade usando outros métodos de análise em malha fechada, além de indicar os melhores valores a serem utilizados para as variações de indutor virtual (L_v) e frequência de corte dos filtros (ω_c), o método da Tabela de Routh-Hurwitz foi adotado, conforme a Tabela 3.1 [72]. Os coeficientes das duas primeiras linhas da tabela representam os coeficientes dos denominadores para cada uma das quatro estratégias, o subscrito "i" indica qual das quatro metodologias (S1, S2, S3 e S4), está sendo explorada.

Tabela 3.1 – Tabela de Routh-Hurwitz.

s^6	α_{0i}	α_{2i}	α_{4i}	α_{6i}
s^5	α_{1i}	α_{3i}	α_{5i}	0
s^4	brh_{2i}	brh_{1i}	brh_{0i}	
s^3	crh_{2i}	crh_{1i}	crh_{0i}	
s^2	drh_{1i}	drh_{0i}		
s^1	erh_{0i}			
s^0	frh_{0i}			

Fonte: A autora.

O método de Routh-Hurwitz estipula que os termos da primeira coluna devem ter o mesmo sinal, ou seja, todos positivos ou todos negativos [72]. Quando um ou mais elementos da primeira coluna tem mudança de sinal, todo o sistema pode se tornar instável. Nessa análise em malha fechada, apenas os coeficientes da primeira coluna são objetos de interesse, sendo os demais elementos da tabela de Routh-Hurwitz considerados como base de cálculos para obtenção dos demais coeficientes dessa mesma coluna. Os cálculos desses coeficientes serão abordados abaixo:

$$brh_{2i} = (\alpha_{1i}\alpha_{2i} - \alpha_{0i}\alpha_{3i})/\alpha_{1i} \quad (3.27)$$

$$brh_{1i} = (\alpha_{1i}\alpha_{4i} - \alpha_{0i}\alpha_{5i})/\alpha_{1i} \quad (3.28)$$

$$brh_{0i} = (\alpha_{1i}\alpha_{6i} - \alpha_{0i}0)/\alpha_{1i} \quad (3.29)$$

$$crh_{2i} = (brh_{2i}\alpha_{3i} - \alpha_{1i}brh_{1i})/brh_{2i} \quad (3.30)$$

$$crh_{1i} = (brh_{2i}\alpha_{5i} - \alpha_{1i}brh_{0i})/brh_{2i} \quad (3.31)$$

$$crh_{0i} = 0 \quad (3.32)$$

$$drh_{1i} = (crh_{2i}brh_{1i} - brh_{2i}crh_{1i})/crh_{2i} \quad (3.33)$$

$$drh_{0i} = (crh_{2i}brh_{0i} - brh_{2i}0)/crh_{2i} \quad (3.34)$$

$$erh_{0i} = (drh_{1i}crh_{1i} - crh_{2i}drh_{0i})/drh_{1i} \quad (3.35)$$

$$frh_{0i} = (erh_{0i}drh_{0i} - drh_{1i}0)/erh_{0i} \quad (3.36)$$

O elemento da primeira coluna e primeira linha para todas as quatro metodologias será igual. Assim, α_{01} , α_{02} , α_{03} e α_{04} terão valor igual a um, já que a equação em malha fechada, discutida na Seção 3.5, é descrita no modelo canônico. Uma faixa de operação de L_v que inicia em 10 μ H e termina em 8,8 H foi considerada para essa análise de estabilidade. Enquanto para a frequência de corte dos filtros passa-baixas de primeira ordem, a variação ocorre de 0 Hz a 55 Hz aproximadamente. Para melhor visualização das partes instáveis a faixa de L_v foi estendida daquela referente a estabilidade via mapeamento de polos e zeros, em contrapartida, ω_c é definido por uma faixa menor já que valores maiores que 55 Hz não são usuais para essa aplicação.

Para o sistema S1, os parâmetros do denominador da equação em malha fechada são constantes, já que não incluem os parâmetros L_v e ω_c . Os valores dos coeficientes dessa estratégia, na primeira coluna da tabela de Routh, são todos de sinal positivo, indicando estabilidade para todo o sistema quando a estratégia S1 é utilizada.

Para S2, a equação em malha fechada apresenta em seus coeficientes apenas a variável ω_c . O valor de ω_c assume valores de 0 Hz a aproximadamente 55 Hz. Com a variação desse parâmetro, pode-se obter curvas em duas dimensões dos coeficientes da primeira coluna da tabela de Routh. O coeficiente a_{12} é sempre positivo, já que, à medida que ω_c aumenta, a_{12} também aumenta, resultando em uma linha ascendente. O mesmo valor positivo é encontrado para os coeficientes brh_{22} , crh_{22} , drh_{12} e frh_{02} . Embora, o coeficiente erh_{02} seja de sinal positivo, ele se diferencia dos demais por apresentar sua curva semelhante a uma função exponencial. Portanto, pode-se descrever o método S2 também como estável para todos os valores que ω_c assume nesta análise.

Para S3, há aparição dos termos L_v e ω_c nos coeficientes da equação de malha fechada. Alguns coeficientes foram selecionados para ilustrar como os valores desses parâmetros podem modificar a estabilidade de todo o sistema, conforme ilustrado na Figura 3.8. A cor vermelha nos gráficos indicam os locais onde há mudança de sinal, atingindo valores

negativos, que são locais onde há instabilidade do sistema geral. Logo, se algum desses coeficientes muda de sinal, levará o sistema à instabilidade. Os coeficientes a_{13} , erh_{03} e f_{03} exibem apenas valores positivos para a ampla faixa de ω_c e L_v impostos a esses coeficientes.

Para brh_{23} (Figura 3.8a), a instabilidade ocorre para valores de L_v de aproximadamente 4,52 H na frequência de 51,83 Hz, seguido por 4,77 H na frequência de 49,62 Hz, 6,4 H na frequência de 34,78 Hz, e assim por diante. Ou seja, à medida que L_v aumenta, uma menor frequência ω_c é necessária para levar o sistema à instabilidade, atingindo o limite de 8,6 H na frequência de 24,98 Hz, formando assim uma figura semelhante a um setor circular na área instável para o coeficiente brh_{23} .

Na Figura 3.8b, crh_{23} , uma coroa circular ilustra os locais onde há instabilidade. Nos extremos, há instabilidade no valor de L_v de 8,65 H nas frequências de 8,92 Hz a 24,33 Hz. No extremo oposto, para ω_c de 51,83 Hz, as variações de L_v de 1,90 H a 4,40 H também apresentam instabilidade. Já na parte central, atinge-se instabilidade para valores de 3,02 H em 27,63 Hz até a faixa de 6,02 H em 36,98 Hz. Ou seja, há estabilidade em valores de indutor virtual menores que 1,89 H para toda a faixa de frequência; para valores maiores do que esse (1,89 H), o sistema é estável até 8,8 Hz, retorna à estabilidade em 24,4 Hz até 55 Hz. A faixa de instabilidade do indutor virtual é em torno de 2 a 4 H para uma mesma frequência.

Figura 3.8 – Resultados da tabela de Routh-Hurwitz para o coeficientes de S3; a) brh_{23} ; b) crh_{23} c) drh_{13} .

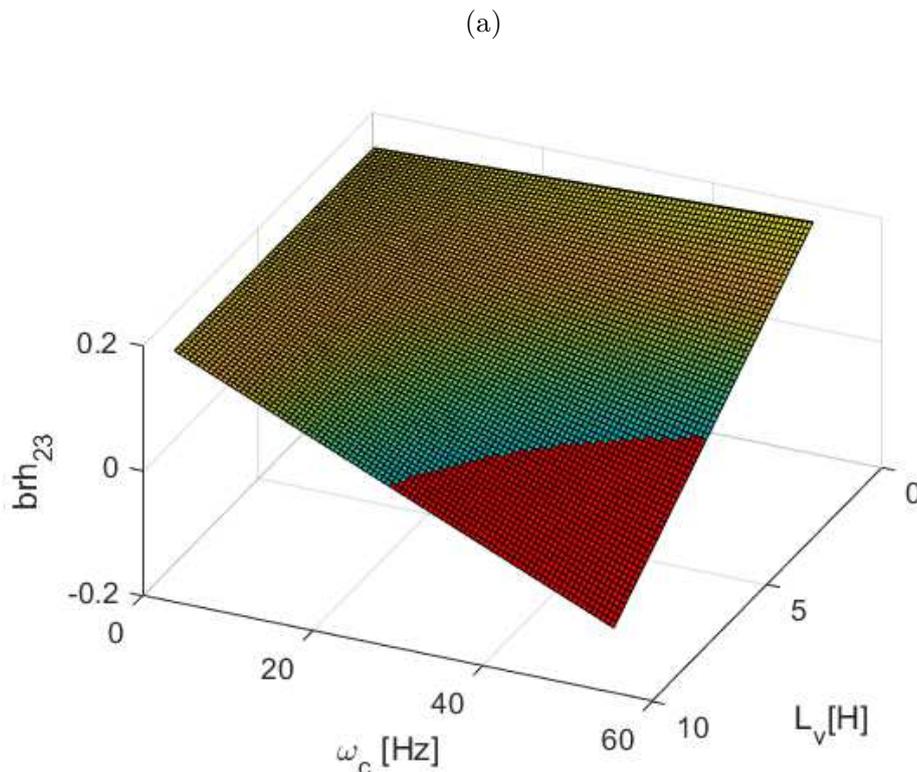
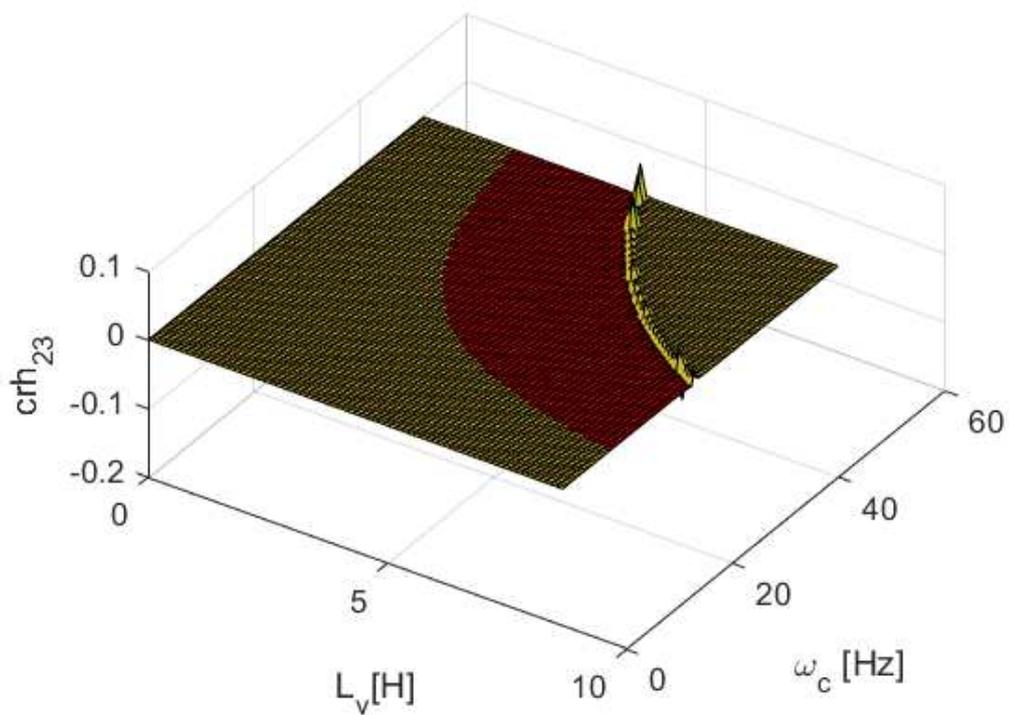
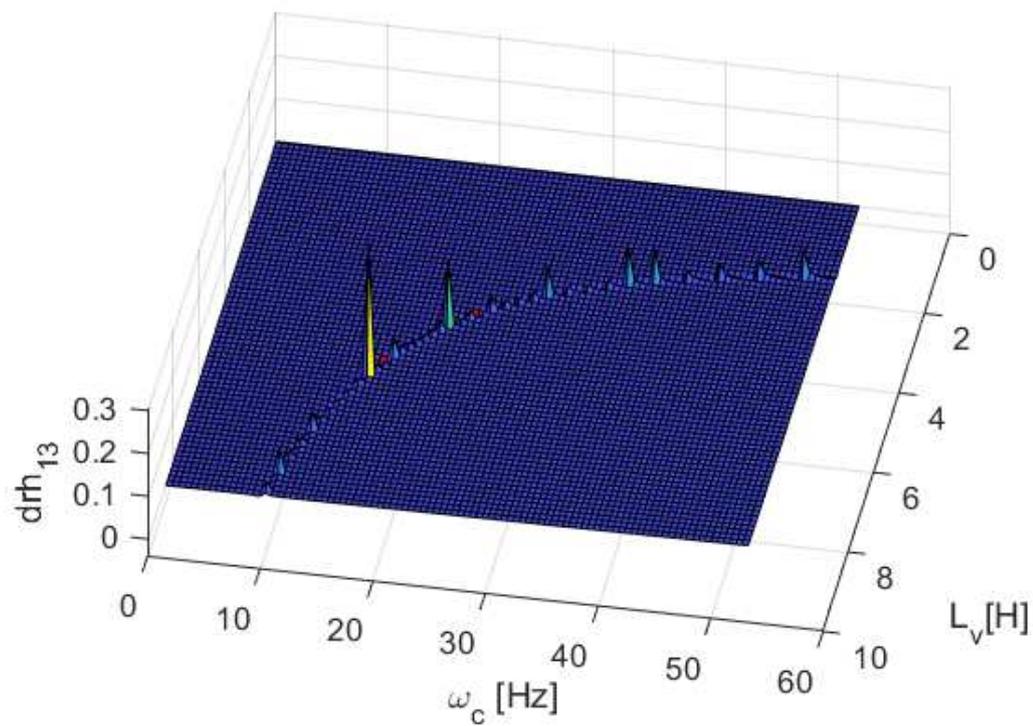


Figura 3.8 – Resultados da tabela de Routh-Hurwitz para o coeficientes de S3; a) brh_{23} ; b) crh_{23} c) drh_{13} .

(b)



(c)



Fonte: A autora.

Para o gráfico d_{13} , conforme ilustrado na Figura 3.8c, há instabilidade em locais pontuais, como no valor de 3,65 H em 22,13 Hz e em 5,03 H na frequência de 15,53 Hz. Ou seja, para valores não usuais para o parâmetro de indutor virtual.

Na Figura 3.9, há uma investigação para estabilidade quando S4 é utilizado. Os coeficientes a_{14} , b_{14} e f_{04} têm valores positivos em uma ampla faixa de ω_c e L_v e, portanto, não foram ilustrados. Para o coeficiente crh_{24} , conforme ilustrado na Figura 3.9a, é possível identificar que para valores menores que 3,8 H, a estabilidade é mantida para qualquer frequência, à medida que L_v aumenta, uma frequência mais baixa é desejável para manter a estabilidade, atingindo o valor de 8,4 H em 23,23 Hz. A mesma similaridade de um setor circular pode explicar a faixa de valores de instabilidade.

Para o coeficiente drh_{14} , ilustrado na Figura 3.9b, a estabilidade é preservada abaixo de 0,64 H para todas as frequências. Acima desse valor, há estabilidade nas frequências menores que 2,35 Hz. A estabilidade volta a estar presente em uma pequena faixa que compreende os valores de 2,8-3,8 H em 51,8 Hz e para alguns outros valores, conforme mostrado faixa azul na figura.

Para o coeficiente erh_{04} , ilustrado na Figura 3.9c, a estabilidade é preservada abaixo de 0,4 H para todas as frequências. Acima desse valor, há estabilidade para 0,52 H a 1,02 H em 51,82 Hz. Essa faixa diminui à medida que L_v aumenta, voltando a estabilidade a partir de 6,02 H em frequências menores que 1,8 Hz. Nas demais regiões, em cor vermelha, há instabilidade.

Figura 3.9 – Resultados da tabela de Routh-Hurwitz para o coeficientes de S4; a) crh_{24} ; b) drh_{14} c) erh_{04} .

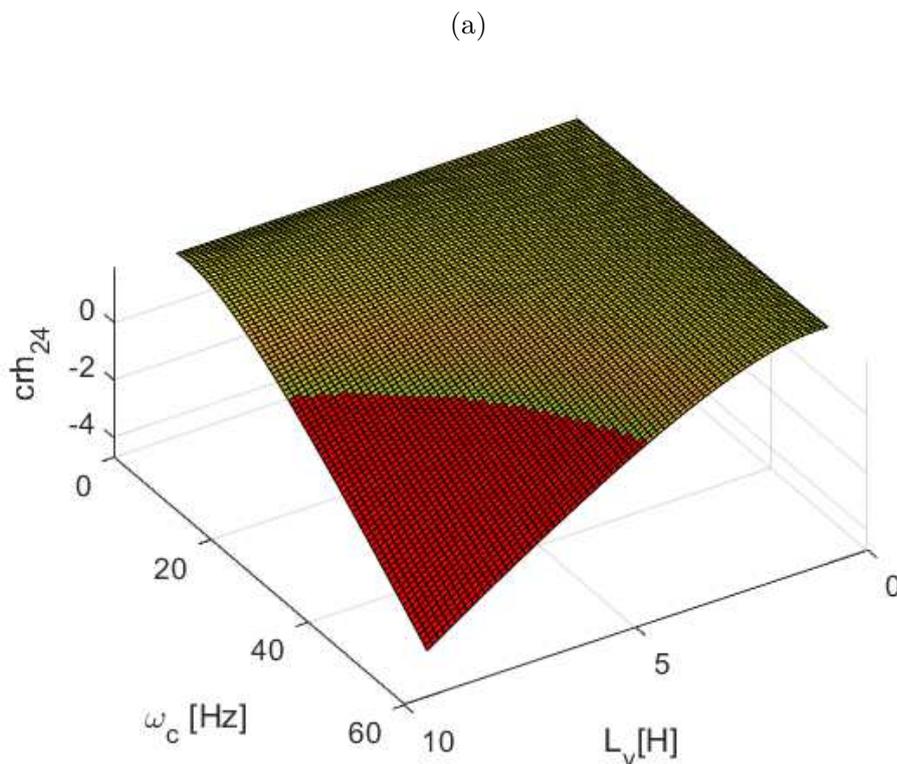
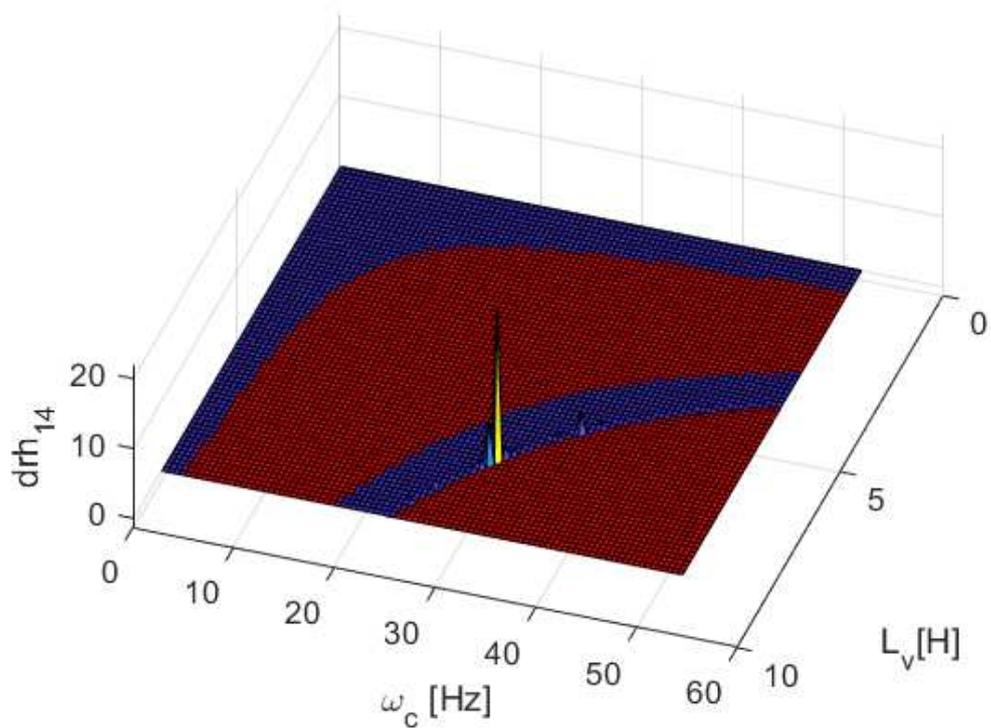
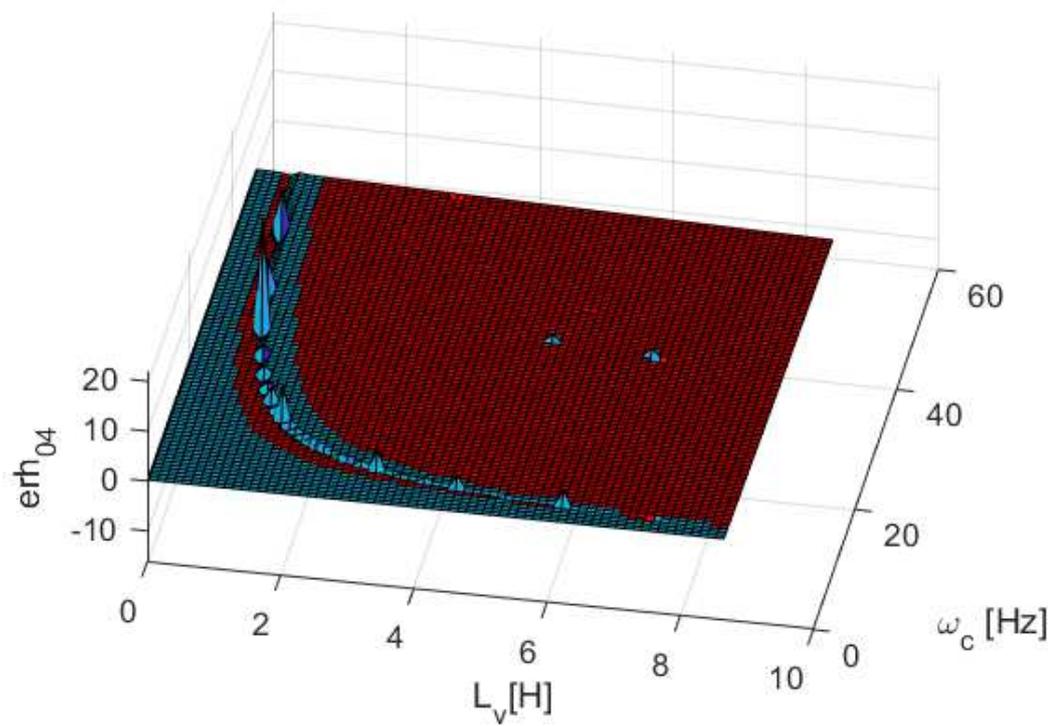


Figura 3.9 – Resultados da tabela de Routh-Hurwitz para o coeficientes de S4; a) crh_{24} ; b) drh_{14} c) erh_{04} .

(b)



(c)



Fonte: A autora.

Para os sistemas S1 e S2, o sistema em malha fechada se mantém estável. Para S3, analisando todos os coeficientes, há estabilidade para valores de L_v menores que 1,89 H para qualquer frequência entre 0-55 Hz. Enquanto para S3, o valor de L_v que garante a estabilidade encontra-se abaixo de 0,4 H para todas as frequências. Assim, a estabilidade de Routh é mantida se o valor de L_v for mantido abaixo de 0,4 H entre as frequências 0-55 Hz.

Quando comparadas as duas análises de estabilidade, é possível observar que são valores não usuais de L_v que levam à instabilidade, e a frequência ω_c não interfere muito nesta instabilidade para valores menores de L_v . Logo, se para a análise da tabela de Routh, o valor de L_v deve ser abaixo de 0,4 H e para o mapeamento de polos e zeros esse valor é de 800 mH, pode-se considerar um valor de L_v abaixo de 800 mH para preservar a estabilidade de todos os sistemas sob análise.

3.6 Resultados de Simulações Computacionais

O objetivo deste capítulo é fornecer uma comparação entre as quatro estratégias de controle de impedância virtual. As simulações foram conduzidas para comparar S1 (que utiliza o controle *droop* convencional) com as demais estratégias de controle de impedância virtual, a saber, S2 (que utiliza o coeficiente *droop* em cascata com o filtro passa-baixas de primeira ordem), S3 (que utiliza no ramo direto, o coeficiente *droop* em cascata com o filtro passa-baixas de primeira ordem, seguido pela soma do ramo paralelo, composto pelo indutor virtual em cascata com o filtro passa-baixas de primeira ordem) e S4 (que apresenta a mesma estrutura de S3, porém ocorre a subtração do ramo paralelo e não mais a soma). Estas estratégias, conforme abordado na Seção 3.3, utilizam-se de elementos como filtros de primeira ordem e elementos dinâmicos, como o indutor virtual, para compensar as oscilações transitórias. Neste contexto, dois estudos diferentes são conduzidos a fim de observar o comportamento dos sistemas quando impostos em contextos adversos. Um primeiro estudo aborda a variação da potência da carga, uma vez que é inerente ao contexto de microrrede, e nesta dissertação, emula uma carga local presente na MCC estudada. Um segundo teste envolvendo a variação da tensão de referência dos conversores formadores de rede também colabora para verificar a eficácia dos parâmetros que serão escolhidos através desses testes. As simulações foram realizadas no software *PSIM*, a tabela 3.2 ilustra os valores dos componentes e dos controles utilizados.

O estudo da variação da carga é realizado para avaliar o desempenho e a robustez do sistema, com o objetivo de identificar os limites das estratégias de acordo com os valores de L_v e ω_c diante das variações da carga que ocorrem em sistemas reais. Além disso, a variação na tensão de referência dos conversores formadores de rede identifica a capacidade de ajuste do valor da tensão de referência, conforme o valor desejado, permitindo aferir a precisão e a eficácia do controle sob condições adversas. Assim, o desempenho do controle

será examinado de acordo com as alterações bruscas no seu valor de referência, avaliando a estabilidade do sistema durante as operações transitórias. As simulações a seguir visam, a partir de testes sob diferentes valores de L_v e ω_c , reduzir as oscilações dinâmicas através dos dois estudos, além de garantir a estabilidade.

Tabela 3.2 – Parâmetros para as simulações do controle por impedância virtual.

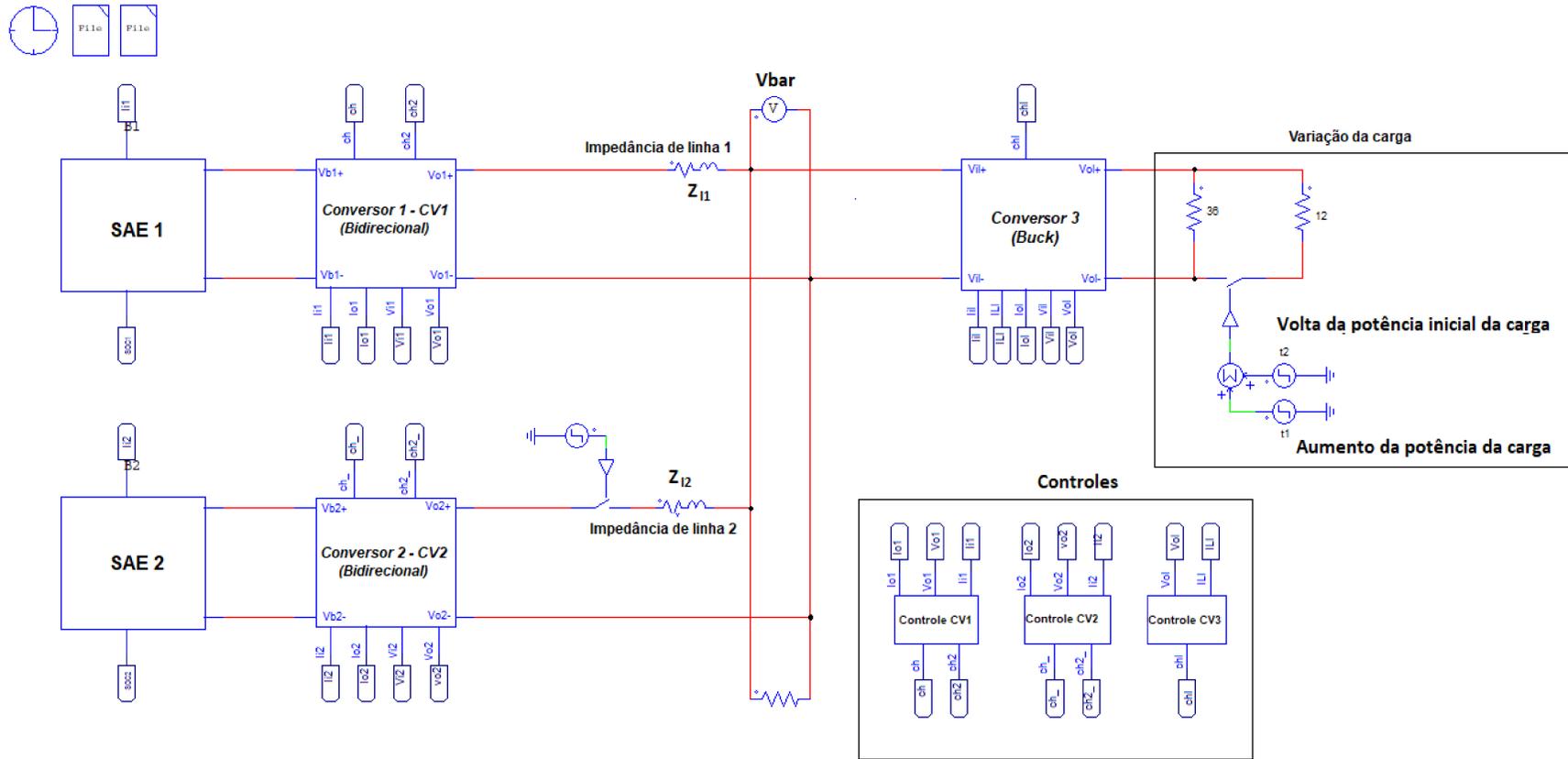
Especificação	Símbolo	Valor
Parâmetros da microrrede CC		
Tensão nominal do barramento CC	V_{bar}	400 V
Potência da carga	P_c	2 kW
Potência nominal da GD	P_{gd}	2 kW
Conversores bidirecionais 1 e 2		
Capacitor	C_b	330 μ F
Indutor	L_b	6,7 mH
Resistência de linha 1	R_{l1}	4,275 Ω
Resistência de linha 2	R_{l2}	6,43 Ω
Indutância de linha 1	L_{l1}	1 μ H
Indutância de linha 2	L_{l2}	1 μ H
Corrente de saída nominal	i_r	5 A
Potência de saída nominal	P_o	2 kW
Frequência de chaveamento	f_{sw}	15 kHz
Parâmetros de controle		
Controle de corrente - ganho proporcional	k_{pi_b}	0,0290
Controle de corrente - ganho integral	k_{ii_b}	33,5
Controle de tensão - ganho proporcional	k_{pv_b}	0,1644
Controle de tensão - ganho integral	k_{iv_b}	44,8392
Coefficiente <i>droop</i>	K	4 Ω

Fonte: A autora.

O valor da tensão do barramento é a base dos estudos dessas simulações, já que apresenta melhores visualizações dinâmicas das alterações provocadas nos sistemas com uso das técnicas objeto deste estudo, já o fluxo de potência das estratégias não apresentam variações consideráveis e por isso não ilustradas neste trabalho. Os conversores formadores de rede são controlados para manter a tensão de saída nominal em 400 V, conforme controles primários estabelecidos no capítulo anterior, que são definidos como de nível zero. No entanto, com o uso dos controles de nível primário, que envolvem o uso da constante de *droop*, essa, por sua vez, ocasiona a variação da tensão de saída desses conversores de acordo com a corrente.

Para as simulações a seguir, algumas condições pré-estabelecidas são levadas em considerações. Os conversores operam com uma potência nominal de 2 kW, que inicialmente seriam para testes experimentais, no entanto, os testes foram conduzidos no *Controller-Hardware-in-the-loop*. A Figura 3.10 representa a MCC utilizada nas simulações para os testes da variação na potência da carga, e para os testes da variação na tensão de referência.

Figura 3.10 – Circuito de implementação da microrrede CC no PSIM.



Fonte: A autora.

Nas simulações envolvendo a variação da potência nominal da carga, há imposição de queda e incremento na potência nominal da carga na MCC. Essas variações de carga têm a mesma amplitude, correspondendo a 60% da potência nominal. Inicialmente, o sistema opera com uma potência na carga de 20% do valor nominal, passando a operar com potência de carga a 80% a partir do tempo de 1 s. Em 1,5 s, a carga, volta a operar com potência inicial de 20% da capacidade nominal. A tensão de referência, para as simulações de variação da potência da carga, é sempre mantida em seu valor nominal de 400 V para os conversores formadores de rede.

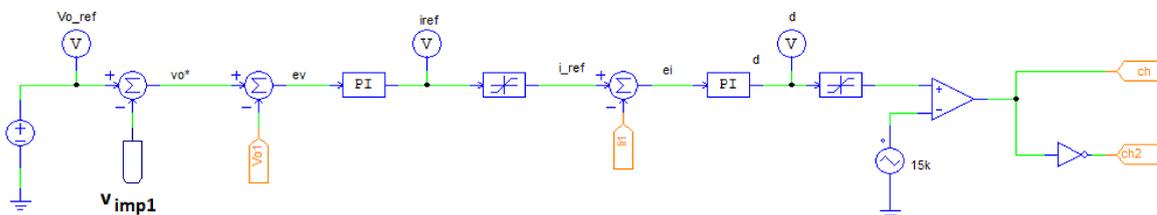
Os diagramas de controle dos conversores da MCC, para o teste da variação da potência da carga, são ilustrados na Figura 3.11. Na Figura 3.11a, demonstra o controle empregado no primeiro conversor CC-CC bidirecional não isolado com a implementação da estratégia S1, enquanto que, na Figura 3.11b, para o segundo conversor CC-CC bidirecional. A implementação das demais estratégias (S2, S3 e S4) no PSIM, para os conversores formadores de rede, utiliza-se do mesmo padrão apresentado para S1, seguindo os diagramas apresentados na Subseção 3.3. A Figura 3.11c, esboça o controle do conversor *buck*, que representa a carga de tensão constante. A geração distribuída não foi considerada nas simulações do controle por impedância virtual.

Para as simulações de variação na tensão de referência, há imposição de variações de na tensão de referência com o objetivo de analisar as oscilações dinâmicas. Essa análise é feita assim como nas simulações de variação da potência da carga, para verificar a eficácia do sistema quando um ou mais elementos são alterados. Assim, é imposto a um afundamento na tensão de referência de amplitude 20 V, em $t = 1$ s, operando com tensão de referência de 380 V. Nesse evento as dinâmicas do sistema são estudadas. Um segundo evento é estimulado, em $t = 1,5$ s, quando é imposto um pico de tensão de amplitude de 60 V. A tensão de referência passa a ser 440 V e as dinâmicas envolvidas são novamente verificadas. Para essas simulações, a potência da carga é mantida em 80% da potência nominal para todo o período de simulação.

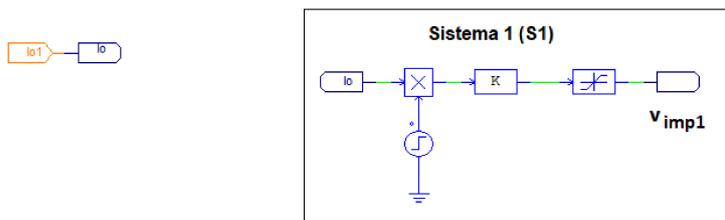
Os diagramas de controle dos conversores formadores de rede da MCC, para o teste de variação na tensão de referência, são ilustrados na Figura 3.12. A Figura 3.12a, demonstra o controle para o primeiro conversor CC-CC bidirecional não isolado, já a Figura 3.12b, representa para o segundo conversor bidirecional. O diagrama do conversor *buck* não é alterado para esse teste, logo pode ser representado, assim como, no teste de variação da potência na carga, pela Figura 3.11c.

Figura 3.11 – Diagramas de controles no PSIM com implementação da estratégia S1 para variação na potencia da carga; a) Controle conversor bidirecional 1; b) Controle conversor bidirecional 2; c) Controle conversor *buck*.

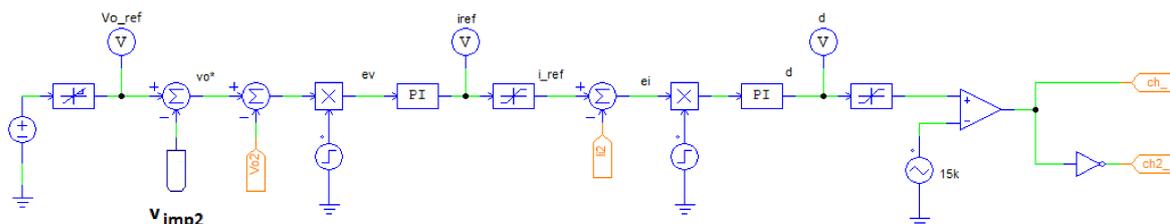
(a)



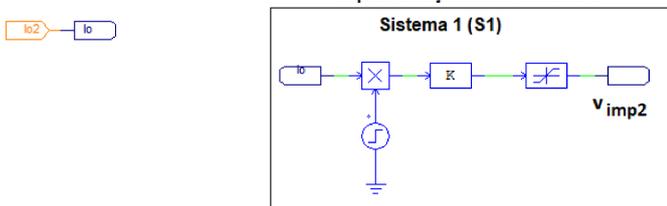
Implementação com o Sistema 1



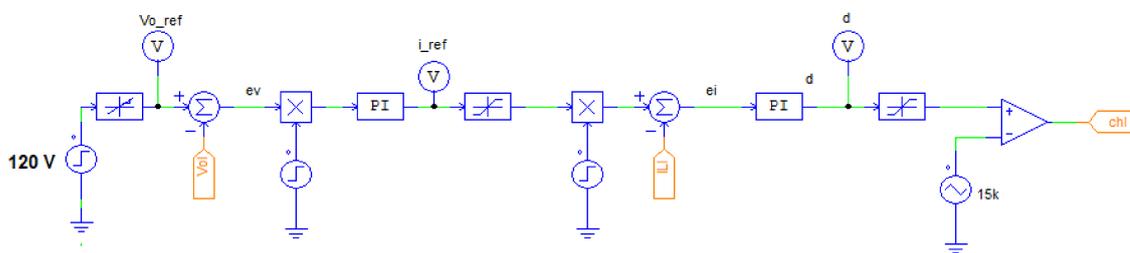
(b)



Implementação com o Sistema 1

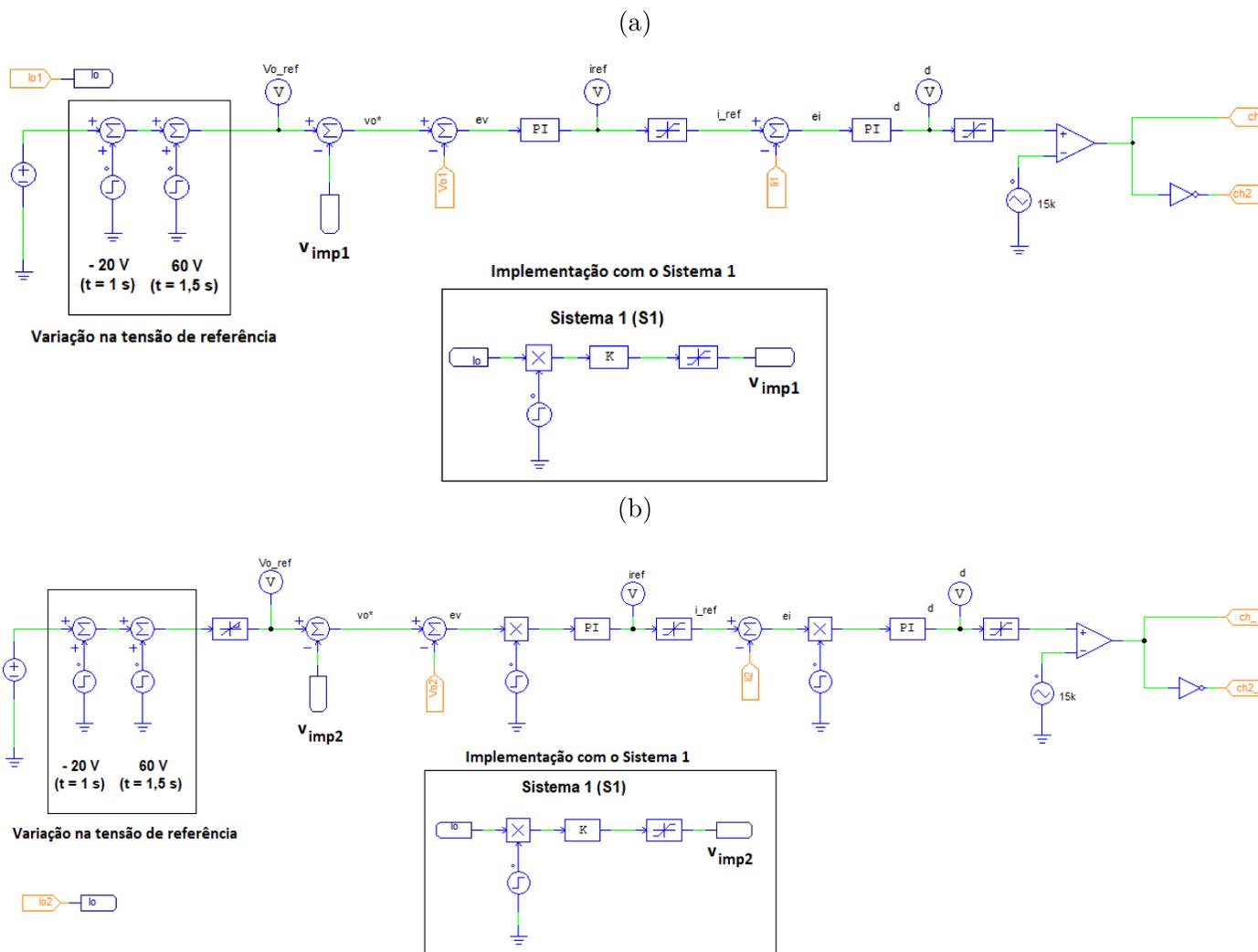


(c)



Fonte: A autora.

Figura 3.12 – Diagramas de controles no PSIM com implementação da estratégia S1 para variação na tensão de referência; a) Controle conversor bidirecional 1; b) Controle conversor bidirecional 2.



Fonte: A autora.

Em um primeiro momento, realizou-se comparação do sistema S2 com o S1, conforme Figura 3.13. Variações na frequência de corte do filtro passa-baixas de 1º ordem de 5 Hz a 40 Hz são conduzidas para S2, enquanto compara-se com S1. Esses valores de frequência levam em consideração valores usuais de frequências de corte de filtro, de forma a compensar as oscilações e manter uma adequada robustez para aplicações do controle de impedância virtual.

Na Figura 3.13b, ilustra-se o desempenho da estratégia S2 para a variação da tensão de referência. É possível observar o amortecimento de S2 em relação a S1 para as frequências menores que 20 Hz. Quando há o aumento da frequência, passando a atingir valores de 30 Hz e 40 Hz o oposto ocorre. Observa-se o aumento das oscilações dinâmicas, o que não é o desejado. Já na Figura 3.13a, a variação da potência da carga é verificada. Para essa avaliação, é constatado que, quanto menor a frequência ω_c , melhor é o amortecimento. Logo, como esperado, a escolha de uma frequência de 5 Hz tem melhor amortecimento do que uma frequência de 40 Hz. Comparando os dois estudos, para diminuir as oscilações dinâmicas e ainda preservar a estabilidade, o valor mais indicado de ω_c para S2 é de 20 Hz.

Figura 3.13 – Simulação de S2 versus S1; a) Variação da potência da carga; b) Variação da tensão de referência.

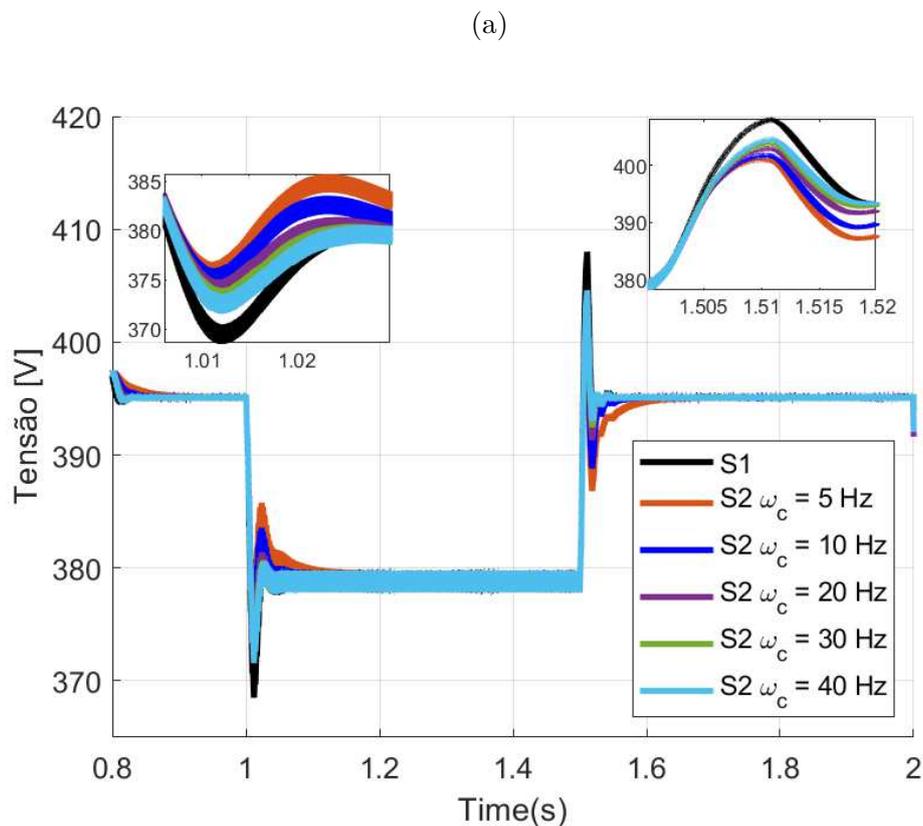
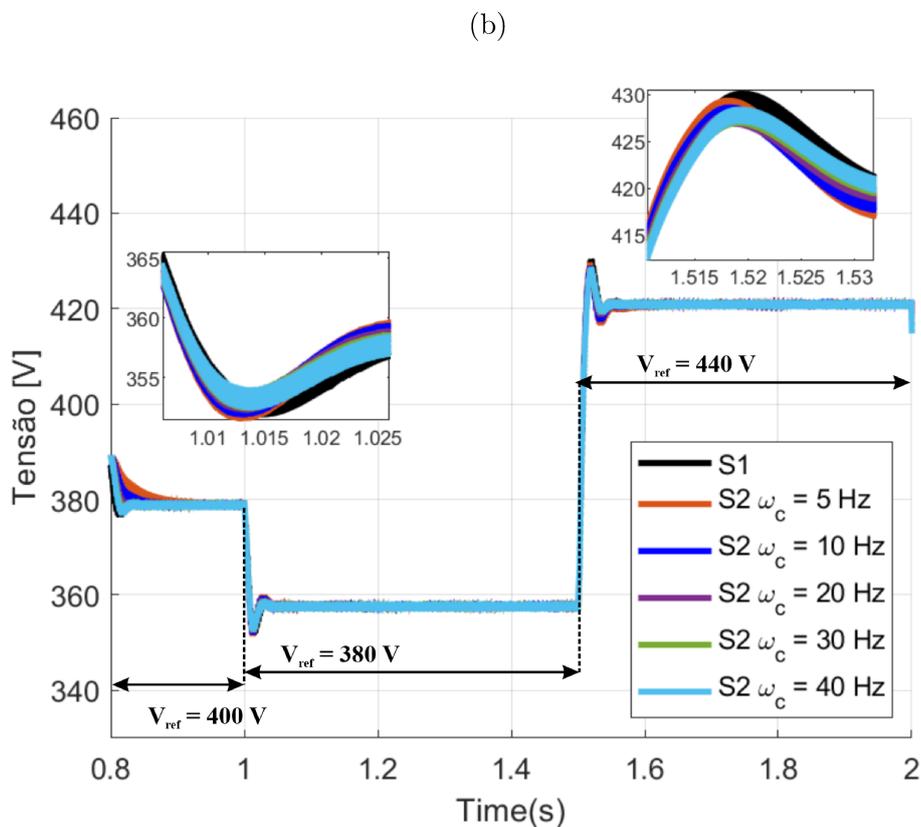


Figura 3.13 – Simulação de S2 versus S1; a) Variação da potência da carga; b) Variação da tensão de referência.



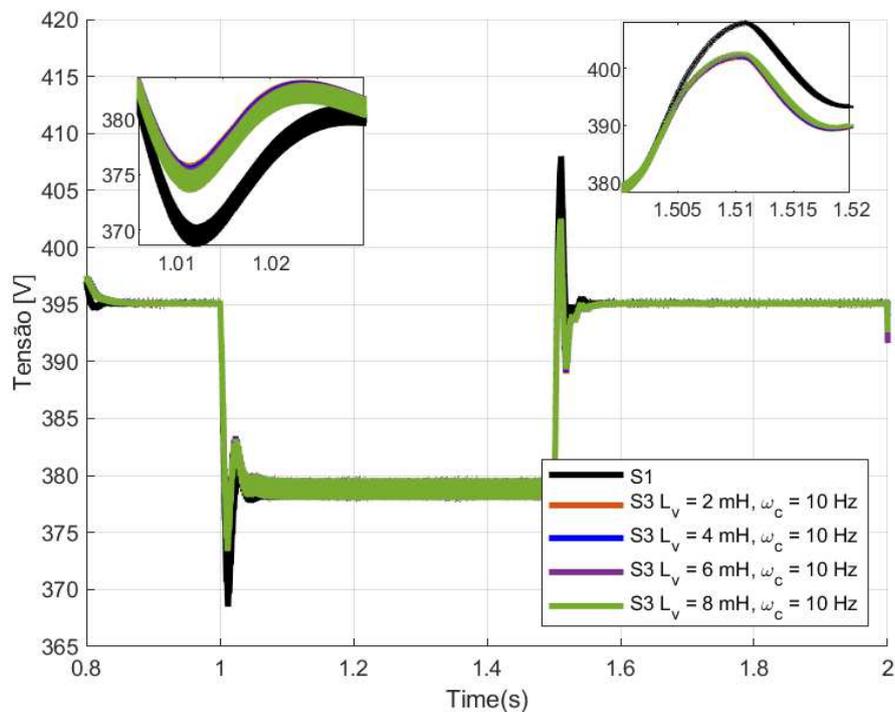
Fonte: A autora.

Na comparação de S1 com S3, que envolve duas variáveis de interesse L_v e ω_c , optou-se pela variação dessas duas variáveis para envolver as particularidades de cada parâmetro envolvido. Assim, nas Figura 3.14 e Figura 3.15, ω_c é mantido em um valor constante, e L_v é variado. O valor inicial de L_v é de 2 mH, escolhido com base na análise paramétrica e de estabilidade da seção anterior, atingindo um valor final de 8 mH.

Na Figura 3.14, a variação da carga é estudada. Na Figura 3.14a, ω_c tem um valor fixo de 10 Hz, enquanto que, na Figura 3.14b ω_c tem um valor fixo de 20 Hz, e na Figura 3.14c, ω_c tem o valor de 30 Hz. É possível observar que à medida que ω_c aumenta, o conjunto de S3 para diferentes valores de L_v se aproxima de S1 em regime transitório. Assim, as diferenças entre S1 e o conjunto de S3, em 10 Hz, é de 1,34%, enquanto que, em 20 Hz, é de 0,85% e, em 30 Hz, de 0,61%. O valor de L_v que mais amortece em todas as frequências de 10 Hz, 20 Hz e 30 Hz é de 2 mH, embora haja amortecimento para outros valores de L_v em relação a S1.

Figura 3.14 – Simulação de S3 versus S1 para variação na potência da carga; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.

(a)



(b)

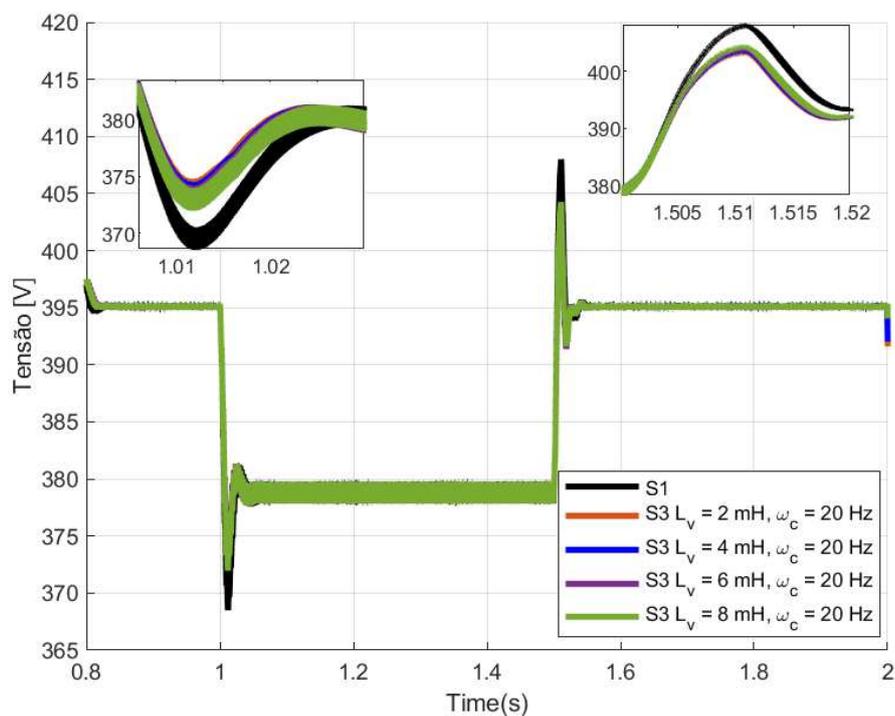
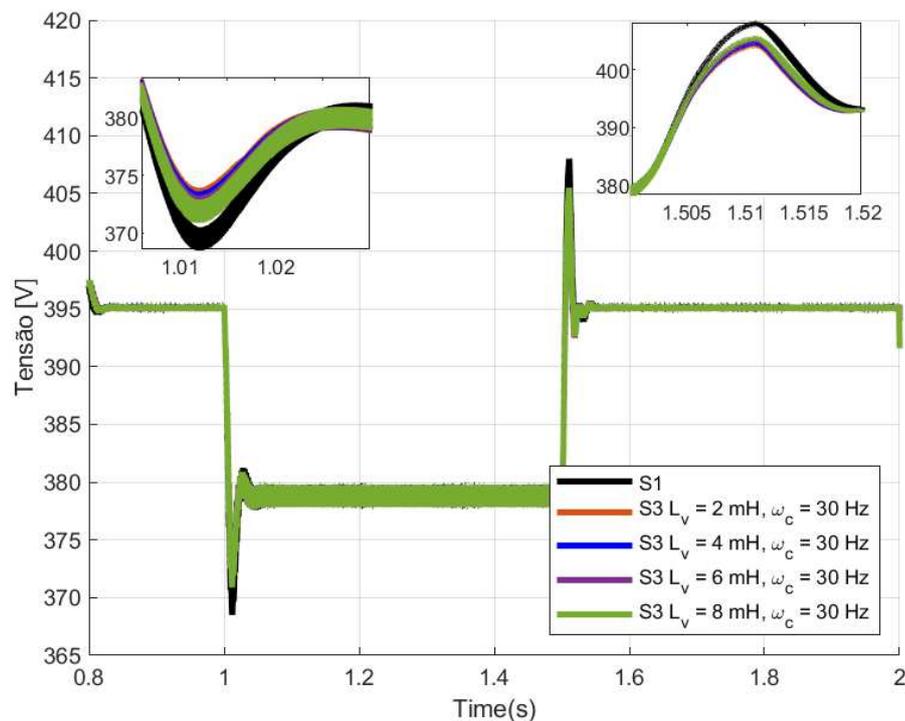


Figura 3.14 – Simulação de S3 versus S1 para variação na potência da carga; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.

(c)



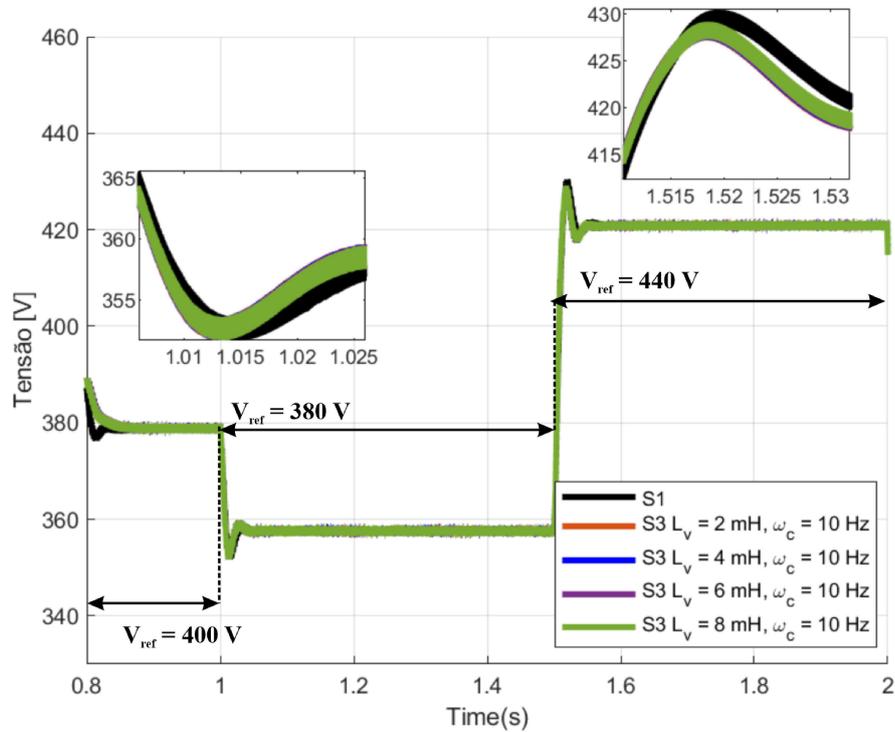
Fonte: A autora.

Para a variação da tensão de referência, conforme ilustrado na Figura 3.15, o amortecimento é mais difícil de visualizar, mas ainda está presente. O mesmo efeito de aproximação do conjunto de S3 com S1 para a variação da potência da carga também é visualizado aqui, mas em uma proporção menor do que visto anteriormente. O mesmo valor de 2 mH é escolhido para L_v nas frequências ω_c de 10 Hz, 20 Hz e 30 Hz.

Analisado o valor adequado de L_v nos testes anteriores, a Figura 3.16 apresenta a comparação do L_v escolhido para cada frequência na comparação do sistema S1 com S3 realizados anteriormente, na Figura 3.16a é ilustrado o resultado para a variação da potência na carga, e na Figura 3.16b. para a variação da tensão de referência. Na Figura 3.16a, obteve-se melhor amortecimento para $L_v = 2mH$ em ω_c de 10 Hz, enquanto para a Figura 3.16b, é de $L_v = 2mH$ em 30 Hz.

Figura 3.15 – Simulação de S3 versus S1 para variação da tensão de referência; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.

(a)



(b)

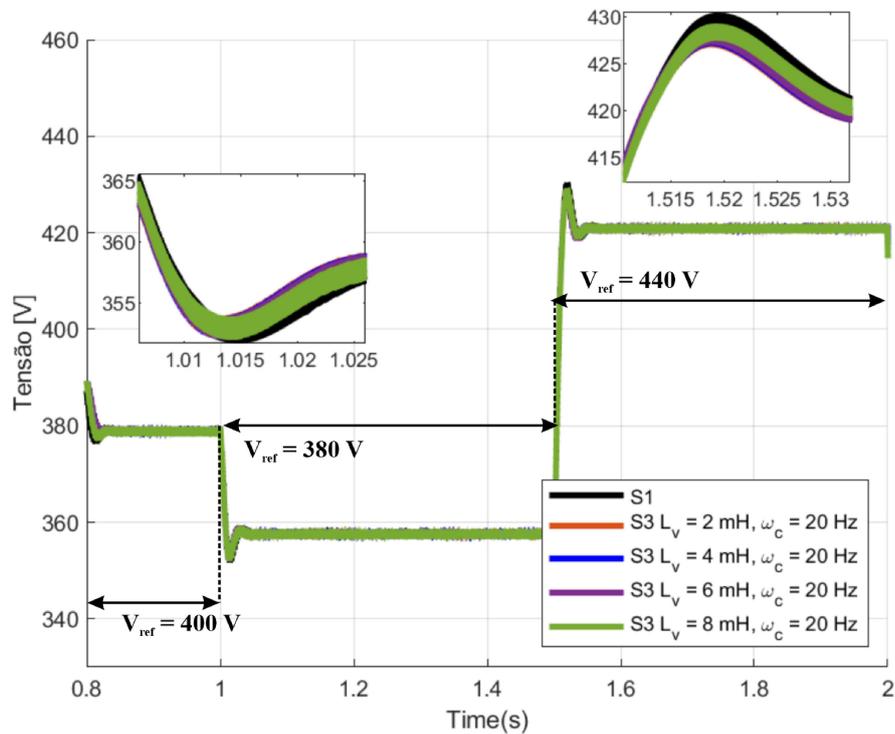
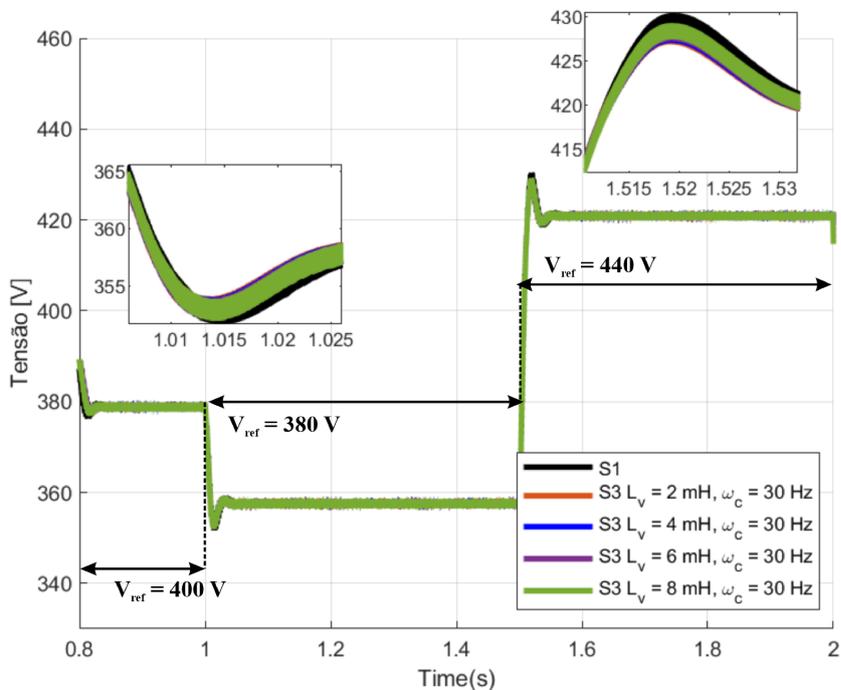


Figura 3.15 – Simulação de S3 versus S1 para variação da tensão de referência; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.

(c)



Fonte: A autora.

Figura 3.16 – Melhores resultados de S3 versus S1; a) variação da potência da carga; b) variação da tensão de referência.

(a)

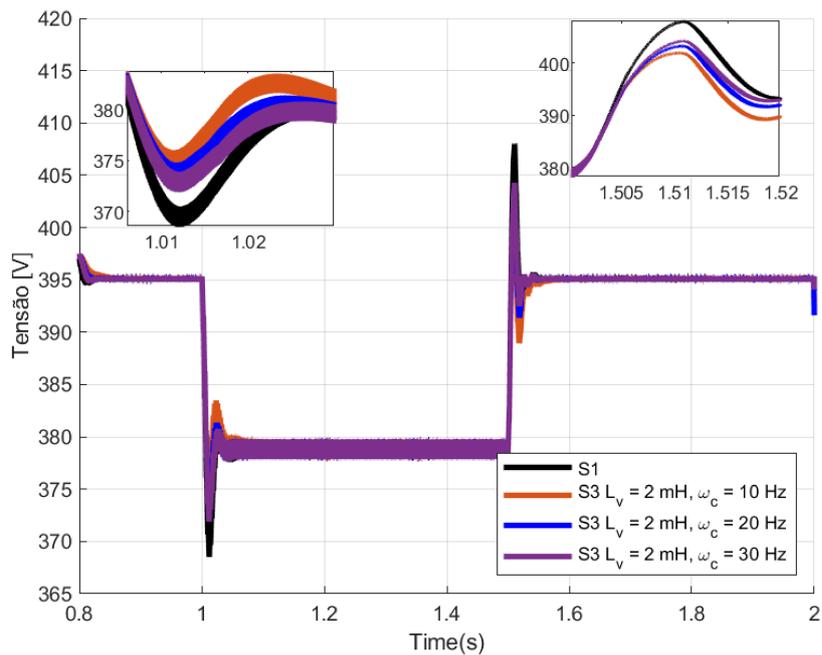
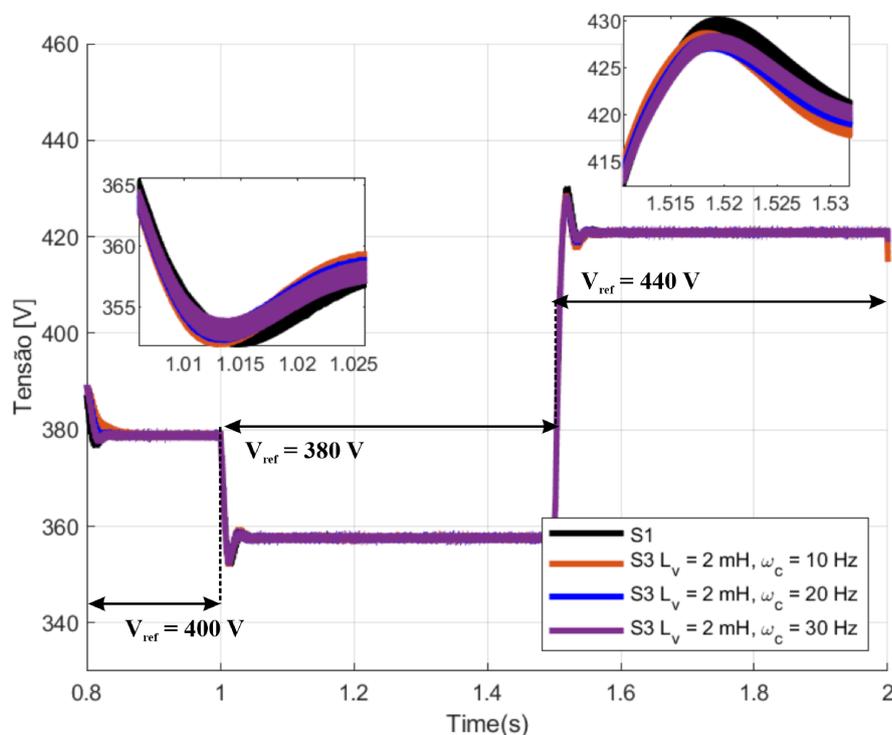


Figura 3.16 – Melhores resultados de S3 versus S1; a) variação da potência da carga; b) variação da tensão de referência.

(b)



Fonte: A autora.

A mesma análise feita para S3 também é aplicada a S4, conforme ilustrado nas Figura 3.17 e Figura 3.18. Para a variação da potência da carga, o amortecimento adequado é alcançado com L_v de 8 mH para 10 Hz, o que se repete em 20 Hz e 30 Hz (Figura 3.17). Na variação da tensão de referência, conforme Figura 3.18, o mesmo valor de L_v de 8 mH é identificado como o melhor para as frequências ω_c de 10 Hz, 20 Hz e 30 Hz.

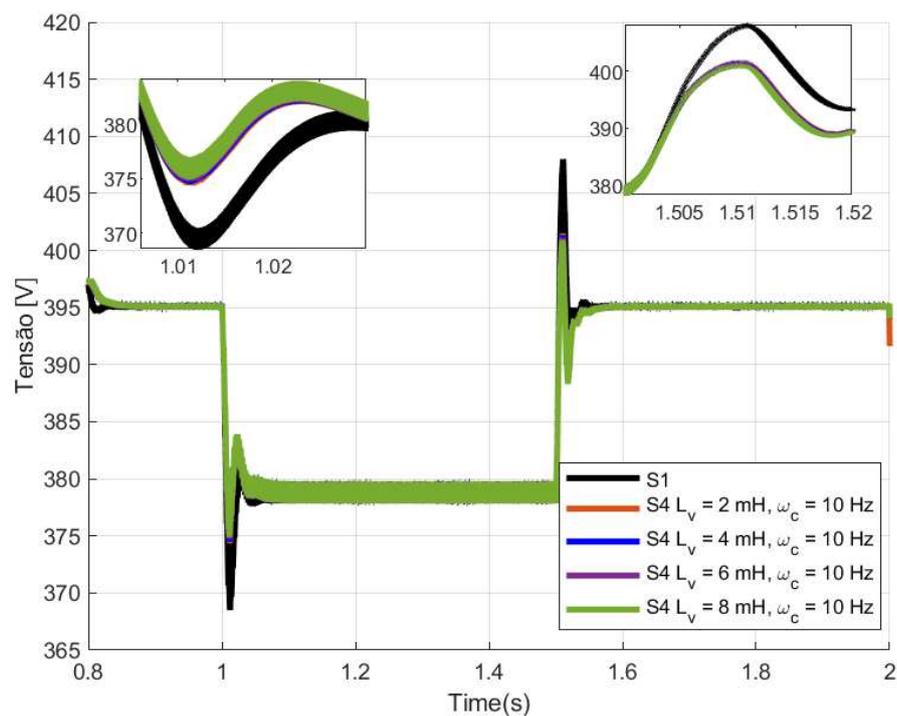
A comparação entre os resultados considerados mais adequados para L_v e ω_c é apresentada na Figura 3.19. Para a variação da potência da carga, conforme ilustrado na Figura 3.19a, a estratégia mais eficaz de S4 é alcançada com L_v de 8 mH e frequência de corte do filtro ω_c de 10 Hz. Enquanto isso, para a variação da tensão de referência, o resultado é ilustrado na Figura 3.19b, o melhor desempenho é observado com L_v de 8 mH para 30 Hz.

A fim de determinar a estratégia de controle adequada, os resultados para os testes com variação da carga e da tensão de referência é apresentada na Figura 3.20. Para a variação da carga, ilustrado na Figura 3.20a, o melhor amortecimento é alcançado com L_v de 8 mH e ω_c de 30 Hz. Enquanto, para a variação da tensão de referência, ilustrado na Figura 3.20b, o melhor desempenho é observado com L_v de 8 mH e ω_c de 10 Hz. Ambas as simulações indicam que o sistema S4 é o mais eficaz em amortecimento, que emprega em seu ramo direto a constante de *droop* em cascata com um filtro de primeira ordem,

seguido pela subtração do ramo paralelo composto por um filtro passa-baixas de primeira ordem e o elemento dinâmico L_v .

Figura 3.17 – Simulação de S4 versus S1 para variação da potência da carga; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.

(a)



(b)

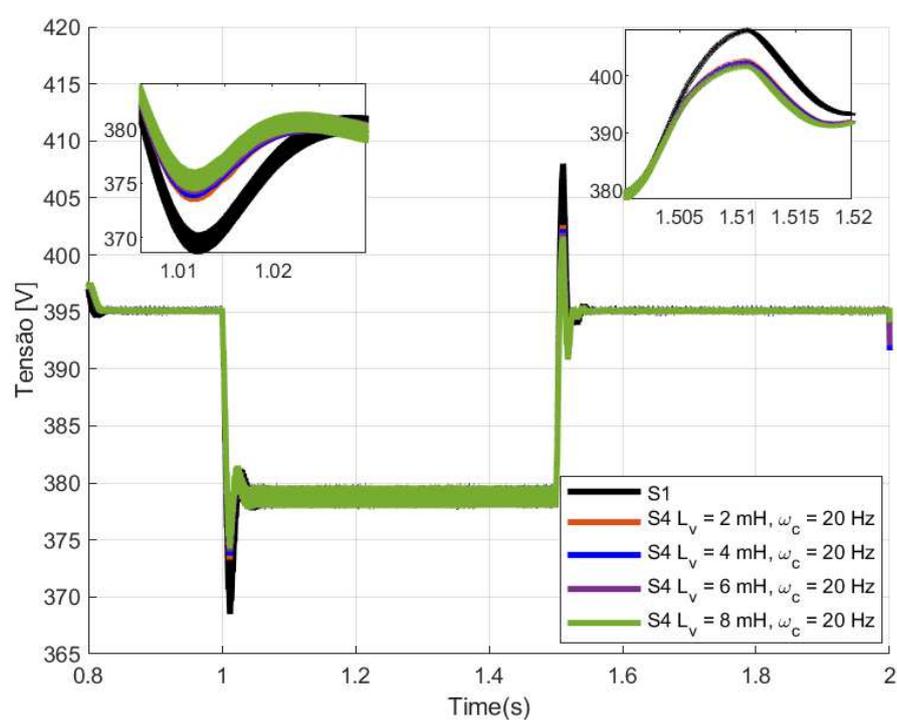
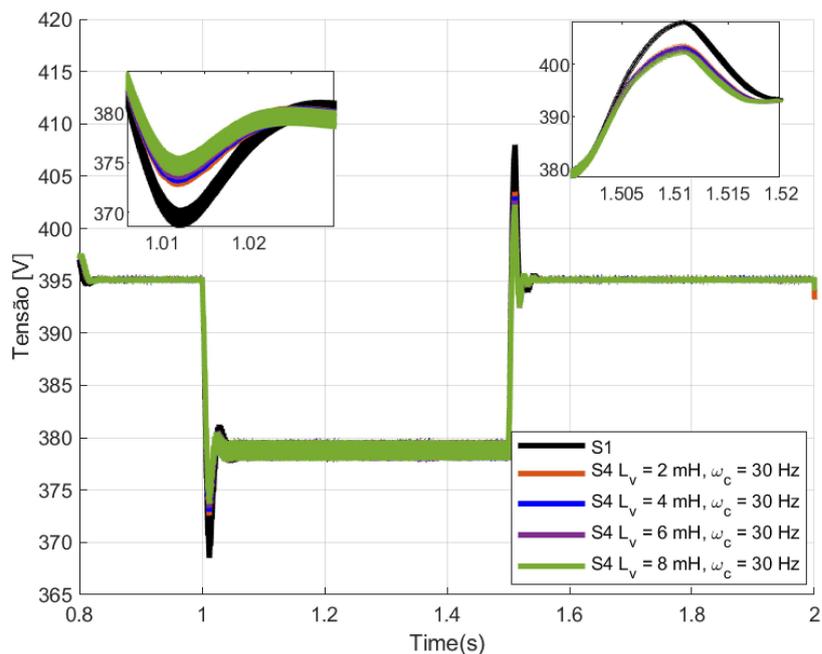


Figura 3.17 – Simulação de S4 versus S1 para variação na potência da carga; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.

(c)



Fonte: A autora.

Figura 3.18 – Simulação de S4 versus S1 para variação da tensão de referência; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.

(a)

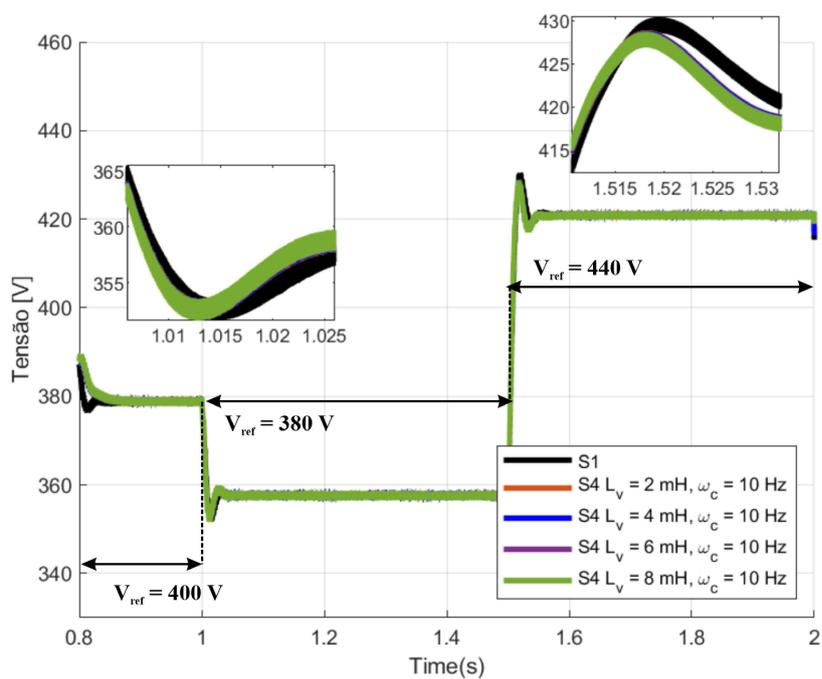
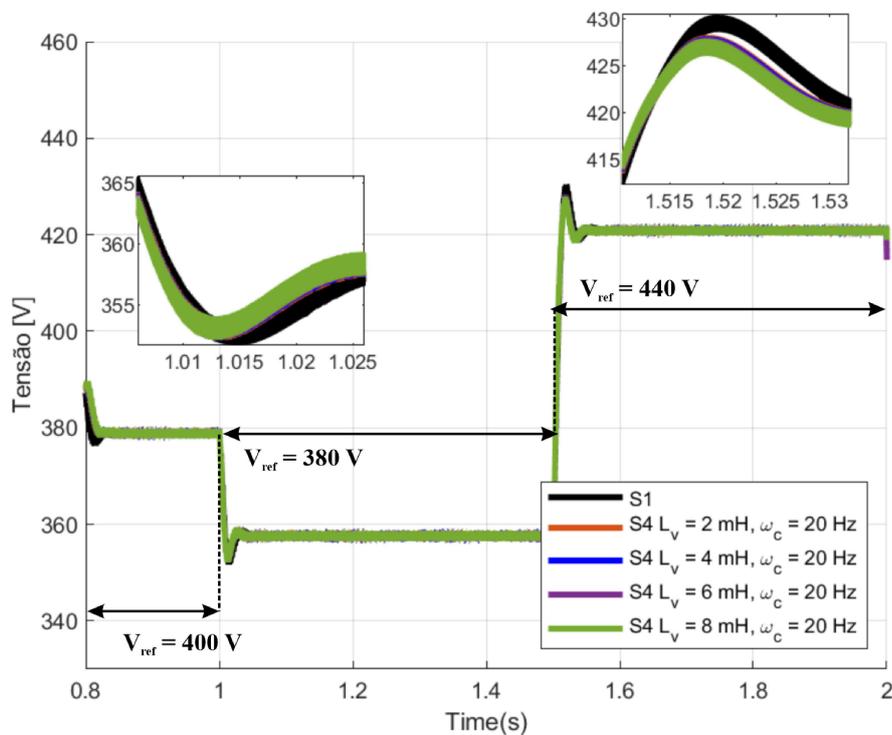
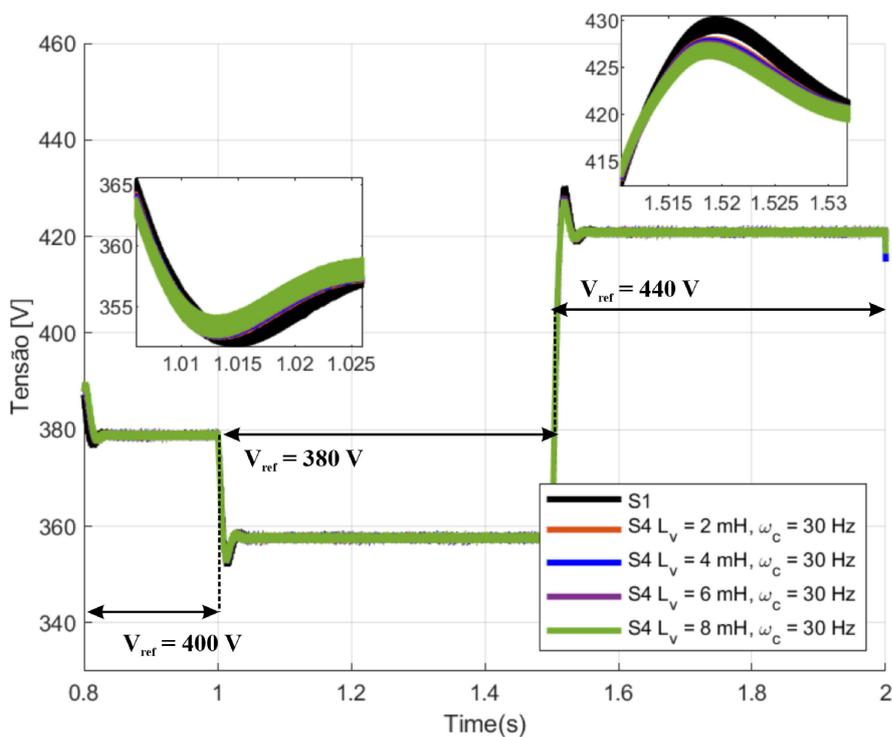


Figura 3.18 – Simulação de S4 versus S1 para variação da tensão de referência; a) ω_c 10 Hz; b) ω_c 20 Hz; c) ω_c 30 Hz.

(b)



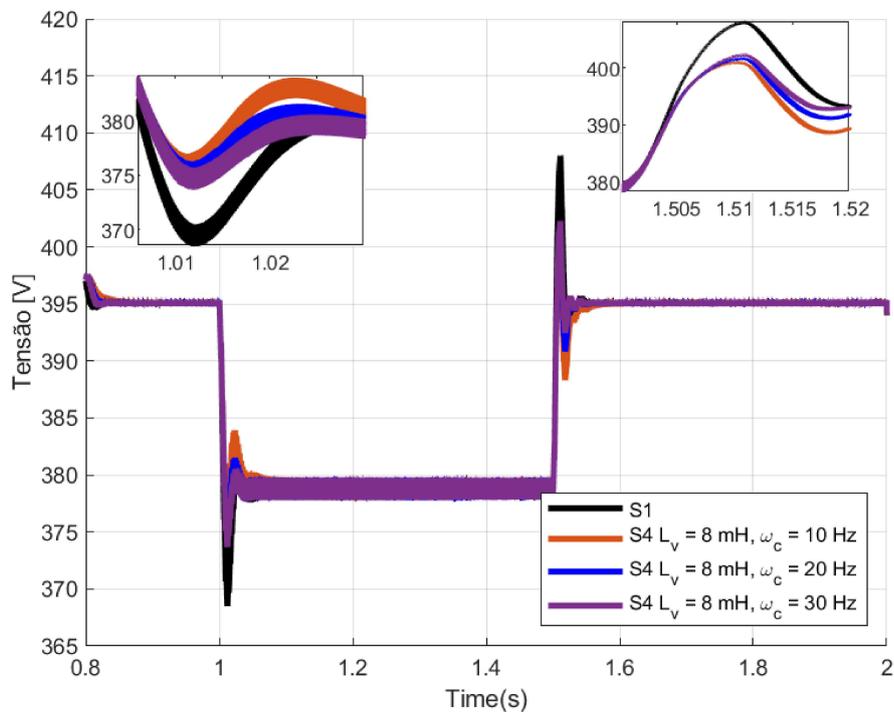
(c)



Fonte: A autora.

Figura 3.19 – Melhores resultados de S4 versus S1; a) Variação da potência da carga; b) Variação da tensão de referência.

(a)



(b)

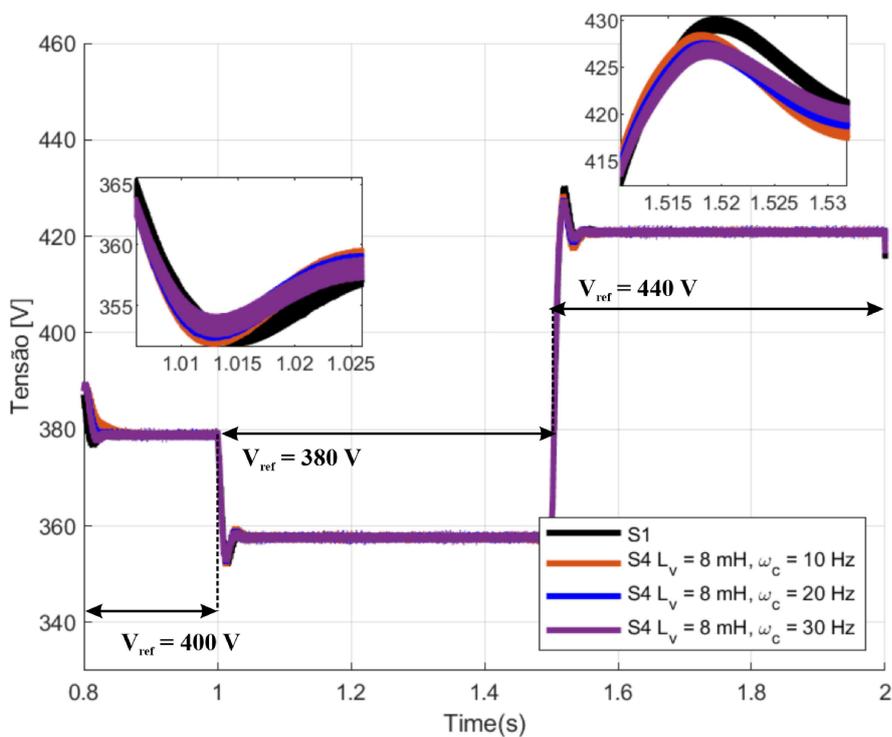
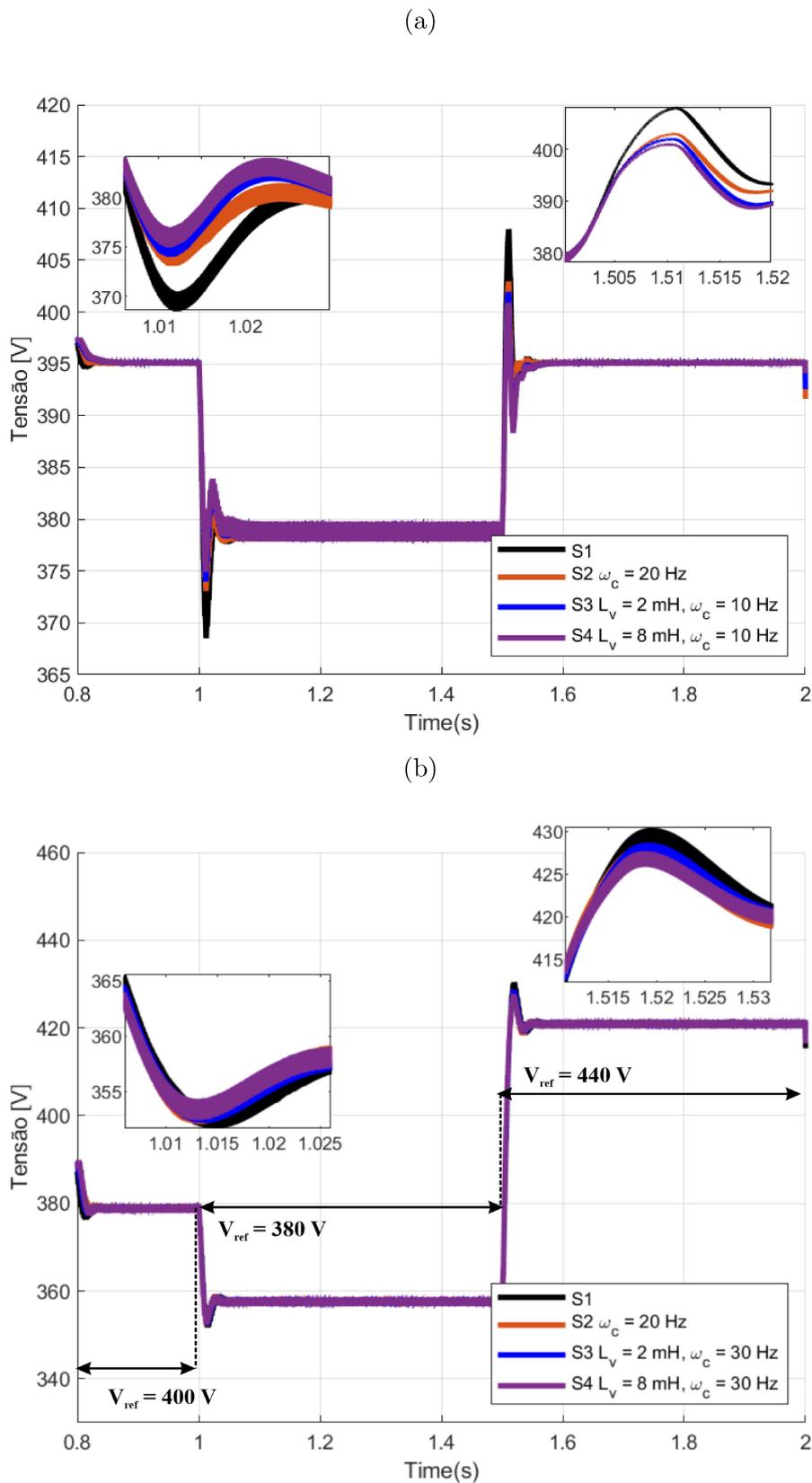


Figura 3.20 – Comparação das estratégias; a) Variação da potência da carga; b) Variação da tensão de referência.



Fonte: A autora.

A estratégia S4 pode ser a mais eficaz devido ao efeito neutralizador que o controle S4 pode exercer sobre a indutância de linha, resultando no melhor amortecimento para o sistema geral. Embora, não seja a mais eficiente em relação às estratégias estudadas nesta dissertação, o controle S2 é comumente utilizado para melhorar a estabilidade em MCCs e apenas o valor de frequência de corte do filtro é suficiente para implementar a estratégia.

Assim, pode-se optar por esse método quando a inclusão de um elemento dinâmico não é pretendida, ou para obter um projeto simples. A segunda melhor estratégia é S3 que engloba o projeto dos mesmos parâmetros de S4 e amortece as oscilações dinâmicas.

3.7 Considerações Finais

Este capítulo ofereceu uma revisão bibliográfica do controle de impedância virtual, abordando os principais objetivos, análises e resultados relevantes. As quatro estratégias selecionadas para análise foram apresentadas, juntamente com seus diagramas associados para melhor compreensão. Uma análise paramétrica foi conduzida com o intuito de examinar as respostas em frequência das estratégias de impedância virtual. Para S1 o coeficiente *droop* foi fixado em $K = 4 \Omega$. Para o sistema S2, uma faixa de 10 Hz a 30 Hz foi selecionada visando aumentar a robustez do filtro e preservar a dinâmica do sistema. Os valores de L_v acima de 0,2 mH foram identificados como os mais adequados para os sistemas S3 e S4.

No que concerne à análise de estabilidade, tanto o mapeamento de polos e zeros quanto a tabela de Routh-Hurwitz foram detalhados. De acordo com a análise da tabela de Routh, o valor de L_v deve ser inferior a 0,4 H, enquanto, no mapeamento de polos e zeros esse valor é de 800 mH. Assim, é possível considerar um valor de L_v abaixo de 800 mH como um limite para manter a estabilidade nos sistemas S3 e S4. A frequência de corte do filtro ω_c não demonstrou instabilidade para as frequências usuais nessas aplicações. Porém revelou que a escolha desse parâmetro afeta a dinâmica do indutor virtual se for utilizado em uma frequência maior que 30 Hz.

As simulações realizadas neste capítulo, comparando S1 com as demais estratégias de controle de impedância virtual (S2, S3 e S4), indicaram que o sistema que melhor reduz as oscilações dinâmicas e mantém a estabilidade é o S4. Esse sistema utiliza em seu ramo direto a constante de *droop* em cascata com um filtro de primeira ordem, seguido pela subtração do ramo paralelo composto por um filtro passa-baixas de primeira ordem e o elemento dinâmico L_v .

Dessa forma, este estudo cumpre os objetivos gerais de avançar nos estudos sobre controle em microrredes CC, comparando e analisando os controles propostos para garantir maior qualidade, eficiência e segurança da microrrede. No próximo capítulo, o controle *droop* adaptativo será analisado.

Controle *Droop* Adaptativo

4.1 Introdução

No capítulo anterior, foi realizada uma comparação entre as principais estratégias de controle utilizadas no controle por impedância virtual, que geralmente, são consideradas como pertencentes ao nível de controle primário. Esse controle é estabelecido em uma camada superior à camada de nível zero que foi discutido no Capítulo 2. Neste capítulo, propõe-se um controle *droop* ajustável ou adaptativo, também pertencente ao mesmo nível hierárquico de controle (nível primário). Enquanto, o controle por impedância virtual tem como objetivo amortecer as oscilações da tensão do barramento em regime transitório, o controle *droop* adaptativo proposto visa melhorar o compartilhamento de potência entre as unidades formadoras de rede, em regime estacionário.

Na próxima seção será conduzida uma revisão bibliográfica sobre a utilização do método de controle *droop* adaptativo. Os trabalhos revisados apresentam as técnicas utilizadas para obtenção do ajuste do coeficiente *droop*, assim como, os objetivos, os modelos empregados e os resultados obtidos, fornecendo uma fundamentação dos principais avanços do controle aplicados às microrredes CC. Na Seção 4.2, será abordada a fundamentação teórica do controle proposto. O coeficiente *droop* será definido e calculado. Serão apresentadas as equações que utilizam a medição da potência de saída dos conversores, o cálculo da variação da resistência de linha dos conversores, e a definição do ajuste da constante *droop*. Na Seção 4.3, a análise paramétrica será subdividida em duas partes: uma que verifica a aplicação do ajuste do controle *droop*, para diferentes resistências de linha, e outra focada nas aproximações das equações definidas na Seção 4.2. Na Seção 4.4, serão apresentados os resultados das simulações que envolvem a comparação do método sob variações de carga, variações nos valores do estado de carga dos bancos de baterias e a perda de comunicação entre os conversores. Por fim, as principais conclusões do capítulo, e as contribuições serão relatadas.

4.2 Revisão Bibliográfica

O método mais utilizado para gerenciamento de energia em uma microrrede CC é o controle *droop*. Nesse método, a tensão de referência dos conversores são modificadas de forma a obter uma nova referência de tensão de saída a partir da definição da variação máxima de tensão e corrente de saída. O controle *droop* e suas variantes são descentralizados, o que significa que não necessitam de canal de comunicação entre os conversores. Contudo, essa estratégia incorre em problemas como o desvio na potência compartilhada entre os conversores, principalmente devido à diferença na impedância da linha dos conversores, além da variação da tensão do barramento. A diferença de impedância de linha é um dos fatores que leva o sistema a apresentar desequilíbrios de potência dentro da microrrede CC. Para mitigar esse problema, soluções com coeficiente *droop* ajustáveis, ou adaptativos são apresentadas na literatura visando melhorar o compartilhamento de potência a partir do fluxo de potência ou corrente da microrrede CC.

O método de controle adaptativo descrito em [73] utiliza a corrente de carga para modular os ganhos do controle *droop*, com o compartilhamento da corrente, e a regulação da tensão. Os ganhos do controle aumentam linearmente em resposta ao aumento da carga. O método inclui o desenvolvimento de técnicas de estabilidade de pequenos sinais, seguido por simulações abrangentes com carga variável. Essas simulações são comparadas com o método de controle *droop* convencional para avaliar a eficácia do método proposto. Cabe destacar que essa abordagem estabelece o compartilhamento de corrente e a regulação da tensão do barramento sem depender de *links* de comunicação entre os elementos do sistema.

O controle adaptativo proposto em [36] apresenta um modelo robusto que calcula iterativamente valores de ganho virtual, visando controlar a tensão do barramento e melhorar o compartilhamento de corrente entre os recursos distribuídos dentro da microrrede CC. Um modelo linear com variação no tempo é empregado para regular o compartilhamento de corrente entre os recursos distribuídos e estabilizar a tensão do barramento, utilizando comunicação entre os controladores adaptativos distribuídos. Simulações e testes experimentais do controle proposto sob variações de cargas lineares e não lineares são realizados para validar a eficácia na regulação da tensão do barramento e no compartilhamento de corrente na microrrede CC.

Outra abordagem de controle *droop* adaptativo, descrita em [37], emprega controladores integrais proporcionais (PI) adaptativos para eliminar as discrepâncias de compartilhamento de corrente para cada unidade da microrrede, enquanto, regula a tensão do barramento. No entanto, é necessário um *link* de comunicação de baixa largura de banda para transmitir dados de corrente e tensão do barramento. A estratégia mencionada é validada através de testes de dinâmica de carga introduzidos no sistema. Assim, o compartilhamento de potência e a restauração da tensão do barramento são realizados melhorando o desempenho dinâmico da microrrede.

Em [74], um sistema de controle *droop* adaptativo é apresentado, destinado a aprimorar o compartilhamento de potência e corrente em microrredes CC isoladas. Esse sistema utiliza o método dos mínimos quadrados para estimar os valores de resistência de cada alimentador em tempo real, permitindo a implementação dinâmica de valores de resistência virtual no controle local dos conversores individuais. Os resultados obtidos validam a robustez da abordagem proposta mesmo sob diversas condições de carga e interrupções de comunicação.

Em [75] é proposto um controle *droop* adaptativo baseado na tensão de saída virtual para reduzir os desvios de tensão e melhorar o compartilhamento de potência entre as gerações distribuídas. O conceito de tensão de saída virtual visa aprimorar o compartilhamento de energia, levando em consideração as impedâncias de linha inerentes a esses sistemas, bem como a carga local conectada às gerações distribuídas desse trabalho. O controle é aplicado localmente para cada geração distribuída, e uma comunicação de baixa largura de banda é utilizada para obter a tensão virtual, substituindo a tensão de saída real do sistema. Os resultados demonstram que a estratégia alcança o objetivo, embora seja aplicável apenas a microrredes de baixa tensão.

No estudo realizado em [59], o objetivo é aprimorar o compartilhamento da corrente de carga e da corrente circulante entre os conversores da microrrede CC de baixa tensão. O método proposto calcula a resistência virtual instantânea com base na variação da tensão de saída dos conversores. A introdução do índice *droop* proporciona resultados, tanto em simulações quanto em experimentos, que asseguram um controle otimizado sobre a corrente circulante e o compartilhamento de carga do sistema.

Em [76], é proposta a regulação adaptativa da impedância de entrada. Nesse método, uma impedância virtual adaptativa é conectada em paralelo com a impedância de entrada do conversor de carga, visando estabilizar o sistema para diferentes tipos de conversores de fonte. Simulações que abrangem variações na carga e na tensão de entrada são conduzidas para validar a eficácia do controle proposto.

Os trabalhos mencionados acima contam com estimativas da variação da tensão, da resistência de linha dos conversores ou corrente da carga da microrrede. Na técnica adaptativa proposta nesta dissertação, a estimativa concentra-se na variação das potências de saída dos conversores formadores de rede. Assim, com o objetivo de avançar no estado da arte atual no gerenciamento de energia da MCC, a técnica *droop* adaptativa corrige desequilíbrios de potência em estado estacionário entre conversores formadores de rede em microrredes CC. A abordagem proposta apresenta as seguintes vantagens em relação as outras metodologias encontradas na literatura.

1. Estimativa em tempo real de parâmetros de microrredes, tais como disparidades de resistência de linha;
2. Apenas com o conhecimento do desequilíbrio de potência é necessário para o ajuste

do coeficiente *droop*;

3. Manutenção do desvio entre as curvas do estado de carga dos sistemas de armazenamento de energia quando o método é empregado;
4. Ao empregar dois conversores em paralelo, são necessárias apenas duas variáveis na linha de comunicação.

Logo, os cálculos fundamentais para esta proposta de controle serão apresentados na seção a seguir.

4.3 Controle *Droop* Adaptativo Proposto

4.3.1 Cálculo Inicial do Coeficiente *Droop*

Em sistemas CC, a constante *droop* (K) pode ser inicialmente calculada, assim como em [34], e no Capítulo 3:

$$K = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{\Delta V}{2 \times I_{omax}} \quad (4.1)$$

em que, ΔV é a variação da tensão do barramento CC e ΔI denota a máxima variação da corrente de saída do conversor CC-CC. Assumindo uma variação de 10% na tensão nominal ($V_{bar} = 400$ V) e levando em consideração que a corrente máxima corresponde à corrente nominal de saída ($I_{omax} = 5$ A), o coeficiente *droop* K é definido como 4Ω . A potência máxima adotada é de 2 kW.

4.3.2 Definição da Estratégia

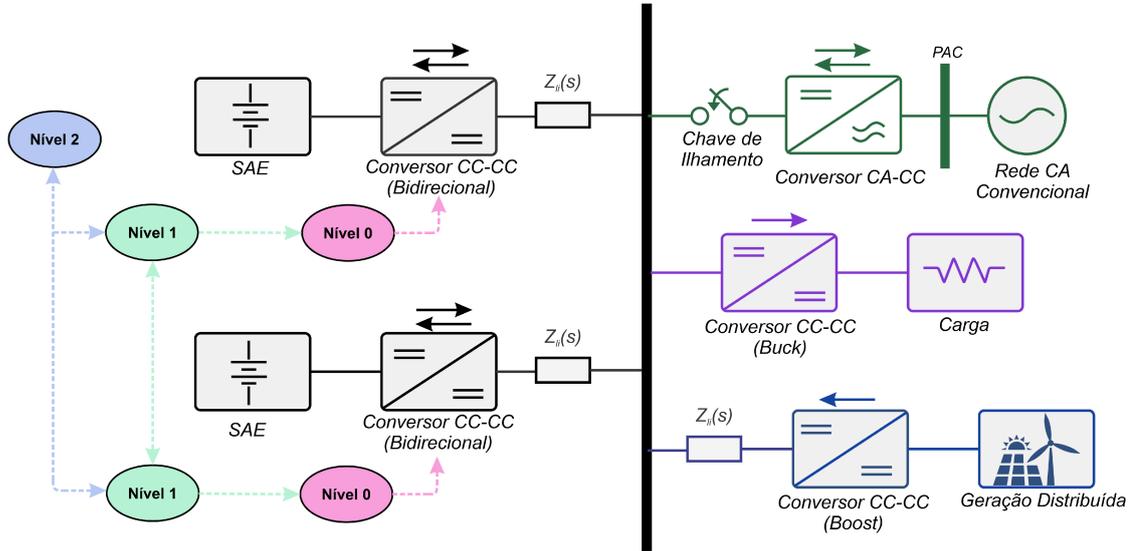
O objetivo deste método de controle é manter o equilíbrio de potência entre as unidades formadoras de rede. A diferença de potência entre as unidades é provocada pela diferença de impedância de linhas que ocorre entre as unidades formadoras de rede. Assim, para a formulação desse controle, em que a constante *droop* passa a ser alterada conforme os parâmetros da MCC, duas etapas são investigadas para obtenção do método adaptativo.

Na primeira etapa, apenas o controle de nível zero está presente em cada unidade formadora de rede. Assim, é possível verificar através da desvio da potência de saída das unidades, a diferença entre as resistências presente nas linhas de transmissão dos conversores. Na segunda etapa, com a imposição do controle *droop* em composição com valor da variação da resistência de linha obtido na etapa anterior, é possível definir variação da constante *droop*. Logo, a fundamentação do controle *droop* adaptativo será definido.

É necessário evidenciar que, conforme mostrado na Figura 4.1, dois conversores CC-CC bidirecionais operam simultaneamente, trabalhando como unidades formadoras de rede e gerenciam a carga e a descarga dos bancos de baterias. Tal gerenciamento ocorre

através de um controle multimalhas composto pelo controle interno de corrente e um controle externo de tensão, conforme discutido no Capítulo 2.

Figura 4.1 – Estrutura da microrrede CC.



Fonte: A autora.

Para a primeira etapa, um esquema simplificado do sistema envolvendo as duas unidades formadoras de rede, seus controles internos e as resistências de linha envolvidas é ilustrado na Figura 4.2. O conjunto do banco de baterias, o conversor CC-CC e o controle são simplificados como uma fonte tensão v_o . Essa simplificação pode ser implementada, já que há um controle interno envolvido, que atua na tensão de saída de cada conversor, mantendo-a em seu valor de referência.

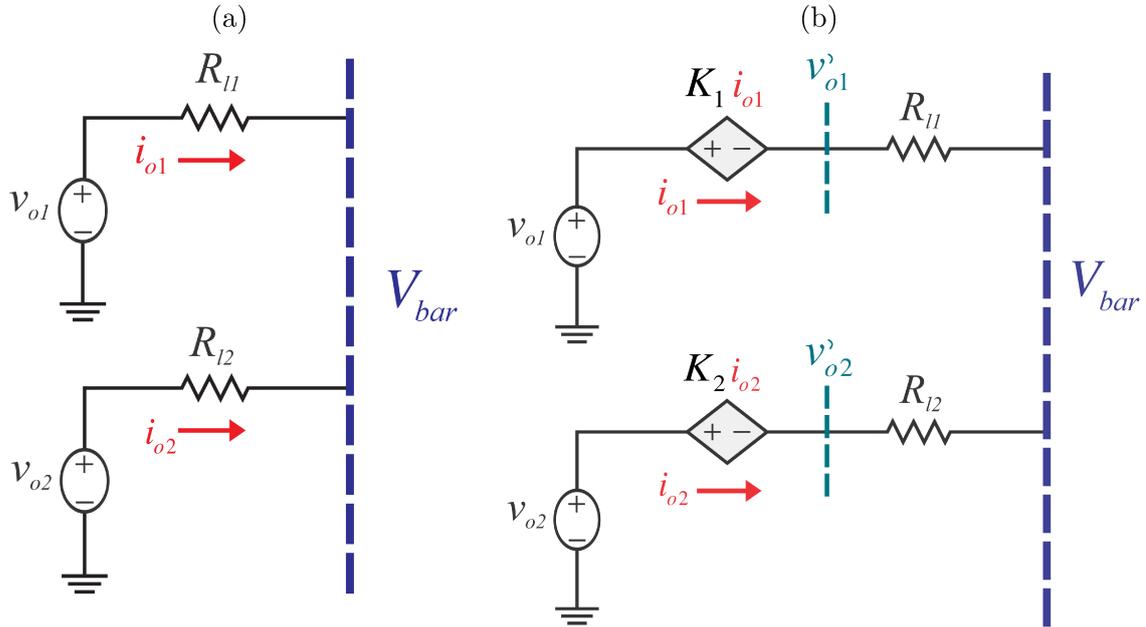
Na Figura 4.2, v_{o1} e v_{o2} são as fontes de tensão que representam a simplificação do conjunto formado pelo banco de baterias, conversor e controle das unidades 1 e 2, respectivamente. Na figura, R_{l1} a resistência de linha da unidade 1; R_{l2} a resistência de linha da unidade 2; V_{bar} a tensão do barramento CC; K_1 o coeficiente *droop* do conversor 1; K_2 o coeficiente do conversor 2; v'_{o1} a tensão de saída quando há inclusão do controle *droop* para o conversor 1 e v'_{o2} para o conversor 2.

Através do controle de nível zero (controle interno), e pela simplificação dos conversores e controle acima descrita, assume-se algumas considerações conforme (4.2).

$$\begin{cases} v_{o1} = v_{o2} = v_o \\ R_{l1} = R_l \\ R_{l2} = R_l \cdot \Delta R_l \end{cases} \quad (4.2)$$

Em que, R_{l1} representa a resistência da linha de transmissão do conversor 1, R_{l2} a resistência da linha de transmissão do conversor 2, ΔR_l a variação da resistência de linha entre os conversores dados por (4.2).

Figura 4.2 – Modelo simplificado do sistema CC; a) Apenas com controle de nível zero; b) Inclusão do controle *droop*.



Fonte: A autora.

A variação ΔR_l , pode ser explicada devido à diferença das resistências nas linhas de transmissão dos conversores, existentes em sistemas reais. Além disso, cada unidade pode ser representada por uma fonte de tensão v_o de mesmo valor, já que ambas as unidades são projetadas e controladas para terem os mesmos valores nominais.

O método propõe uma análise baseada nas potências de saída de cada conversor. A potência de saída do conversor 1 é descrita em (4.3) e do conversor 2 em (4.4).

$$P_{o1} = v_{o1} i_{o1} \quad (4.3)$$

$$P_{o2} = v_{o2} i_{o2} \quad (4.4)$$

Em que, P_{o1} potência de saída e i_{o1} a corrente de saída da unidade 1; Enquanto que, P_{o2} e i_{o2} são as potência de saída e a corrente de saída da unidade 2, respectivamente.

Com as definições de potência acima, é possível calcular a diferença de potência de saída (ΔP_o) entre as unidades formadoras de rede, dada por (4.5)

$$\Delta P_o = \frac{P_{o1} - P_{o2}}{P_{o1}} = 1 - \left(\frac{v_{o2}}{v_{o1}} \right) \left(\frac{v_{o2} - V_{bar}}{v_{o1} - V_{bar}} \right) \left(\frac{R_{l1}}{R_{l2}} \right) \quad (4.5)$$

$$\Delta P_o = 1 - \frac{1}{\Delta R_l} \quad (4.6)$$

Uma vez que é possível realizar o monitoramento em tempo real da variação da potência de saída, a variação da resistência da linha ΔR_l pode ser determinada reformulando (4.6) para (4.7), representando ΔR_l em função da variação da potência de saída ΔP_o .

$$\Delta R_l = \frac{1}{1 - \Delta P_o} \quad (4.7)$$

Na segunda etapa, quando o controle *droop* é ativado, uma simplificação desse controle é incluído, conforme apresentado na Figura 4.2. Nesse caso, o controle *droop* é representado por uma fonte de tensão controlada. Como as tensões de saída dos conversores são desequilibradas, pela inclusão do controle *droop*, as tensões de saída dos conversores serão definidas por v'_{o_1} (4.8) para a unidade 1, e por v'_{o_2} (4.9) para a unidade 2.

$$v'_{o_1} = v_{o_1} - K_1 i_{o_1} \quad (4.8)$$

$$v'_{o_2} = v_{o_2} - K_2 i_{o_2} \quad (4.9)$$

As correntes de saída por sua vez, podem ser definidas por (4.10) para unidade 1, e (4.11) para unidade 2.

$$i_{o_1} = \frac{v'_{o_1} - V_{bar}}{R_{l1}} \quad (4.10)$$

$$i_{o_2} = \frac{v'_{o_2} - V_{bar}}{R_{l2}} \quad (4.11)$$

A potência de saída da unidade 1 é dada por (4.12), e da unidade 2 por (4.13).

$$P_{o_1} = v'_{o_1} i_{o_1} \quad (4.12)$$

$$P_{o_2} = v'_{o_2} i_{o_2} \quad (4.13)$$

Substituindo (4.8) em (4.10), i_{o_1} é reestruturada para manter a equação em função da tensão de saída v_{o_1} . Logo, obtém-se (4.14).

$$i_{o_1} = \frac{v_{o_1} - V_{bar}}{K_1 + R_{l1}} \quad (4.14)$$

Fazendo a mesma substituição, mas para unidade 2 de (4.9) em (4.11), i_{o_2} ficará em função da tensão de saída v_{o_2} , obtendo-se (4.15).

$$i_{o_2} = \frac{v_{o_2} - V_{bar}}{K_2 + R_{l2}} \quad (4.15)$$

Logo, pode-se definir a variação de potência nesta etapa como (4.16).

$$\Delta P_o = \frac{P_{o_1} - P_{o_2}}{P_{o_1}} = 1 - \frac{v'_{o_2} i_{o_2}}{v'_{o_1} i_{o_1}} \quad (4.16)$$

Substituindo os valores de v'_{o_1} (4.8), v'_{o_2} (4.9), i_{o_1} (4.14) e i_{o_2} (4.15) em (4.16), e eliminado os termos semelhantes, obtém se (4.17),

$$\Delta P_o = 1 - \left(\frac{v_{o2} - V_{bar}}{v_{o1} - V_{bar}} \right) \left(\frac{R_{l1} + K_1}{R_{l2} + K_2} \right)^2 \left(\frac{v_{o2} R_{l2} + K_2 V_{bar}}{v_{o1} R_{l1} + K_1 V_{bar}} \right) \quad (4.17)$$

Em que, K_1 e K_2 são as constantes *droop* de mesmo valor, calculadas por (4.1) na Seção 4.3.1, dos conversores 1 e 2, respectivamente; e V_{bar} é a tensão do barramento CC.

Incluindo o controle de nível zero, com a inclusão do controle primário proposto, pode-se deduzir algumas definições conforme mostrado em (4.18):

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{o1} = v_{o2} = v_o \\ R_{l1} = R_l \\ R_{l2} = R_l \cdot \Delta R_l \\ K_1 = K \\ K_2 = K \cdot \Delta K \end{array} \right. \quad (4.18)$$

De acordo (4.18), as tensões v_{o1} , v_{o2} podem ser aproximados para um valor v_o pelo controle interno das unidade; A constante *droop* K como valor da unidade 1 (K_1), a variação da constante *droop* como ΔK , a constante de *droop* K_2 como valor proposto de *droop* adaptativo na unidade 2. A proposta para a unidade 2 como uma multiplicação do valor convencional de *droop* e sua variação, representa a variação em relação a primeira unidade, presente devido à variação da resistência de linha em sistemas reais. Nesse caso, pode ocorrer variações, dependendo do valor correspondente da diferença de resistência de linha entre as unidades. Portanto, a variação de potência, dada por (4.17), pode ser reescrita como (4.19).

$$\Delta P = 1 - \left(\frac{R_l + K}{R_l \Delta R_l + K \Delta K} \right)^2 \left(\frac{R_l \Delta R_l v_o + K \Delta K V_{bar}}{R_l v_o + K V_{bar}} \right) \quad (4.19)$$

Finalmente, aproximando $V_{bar} \cong v_o$ em (4.19), uma vez que a variação de tensão é limitada pelo projeto de controle *droop*, (4.19) obtém-se (4.20).

$$\Delta P_o = 1 - \frac{R_l + K}{R_l \Delta R_l + K \Delta K} \quad (4.20)$$

Como resultado, o cálculo da variação da potência ΔP_o de acordo com (4.20) não depende do valor da tensão do barramento CC (V_{bar}). Assim, com as medições em tempo real de ΔP_o , o ajuste do coeficiente *droop* ΔK pode ser derivado com base na variação de potência em estado estacionário.

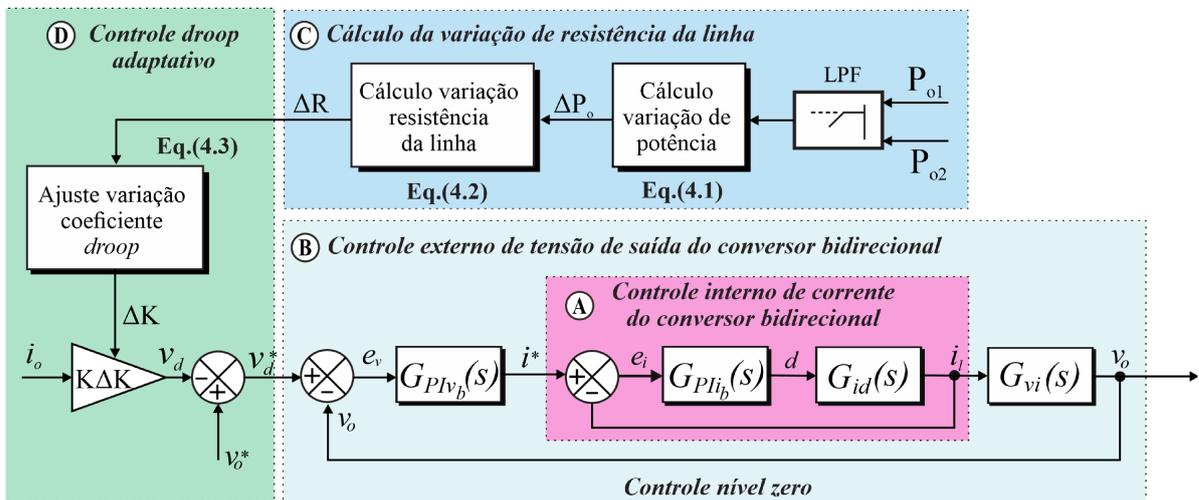
$$\Delta K = \frac{R_l + K}{K(1 - \Delta P_o)} - \frac{R_l \Delta R_l}{K} \quad (4.21)$$

Uma vez que o objetivo é mitigar o desequilíbrio de potência entre os conversores, ΔP_o é aproximado para zero. Assim, fazendo $\Delta P_o \cong 0$ em (4.21), o ajuste *droop* ΔK pode ser expresso por (4.22).

$$\Delta K = 1 + \left(\frac{R_l}{K}\right) (1 - \Delta R_l) \quad (4.22)$$

A representação detalhada do controle *droop* adaptativo proposto é ilustrado no detalhe D na Figura 4.3. As potências de saída medidas de cada conversor, P_{o1} e P_{o2} , são processadas dentro de um filtro passa-baixa, com frequência de corte de 5 Hz, com objetivo de amortecer as oscilações de potência e atingir um valor em estado estacionário estável. Então, (4.5) é utilizada para calcular a variação entre as potências de saída entre os conversores, (4.7) para calcular a variação entre as resistências de linha e (4.22) é utilizada para calcular a variação da constante de controle *droop*, ΔK , visando eliminar o desequilíbrio de potência. Posteriormente, a corrente de saída é multiplicada pelo coeficiente *droop*, que é ajustado dinamicamente em tempo real através do parâmetro ΔK . Os detalhes A e B representam a camada de controle mais baixa (nível zero), responsável pela regulação interna das malhas de corrente e tensão de cada conversor CC-CC utilizado para conectar os sistemas de armazenamento de energia à MCC. $G_{PIv_b}(s)$ e $G_{PIi_b}(s)$ representam as funções de transferência dos controladores proporcionais integrais da tensão e da corrente, respectivamente. $G_{id}(s)$ representa a planta de corrente do indutor em relação a razão cíclica e $G_{vi}(s)$ a planta de tensão em relação a corrente do indutor.

Figura 4.3 – Diagrama de controle *droop* adaptativo.



Fonte: A autora.

Essa seção apresentou a proposta *droop* adaptativo com base no controle convencional *droop*, mitigando o problema causado por esse controle e propondo uma solução para os desequilíbrios de potência em microrredes CC. A seguir será realizada análises paramétricas para validação do método proposto.

4.4 Análise Paramétrica

O objetivo desta seção é investigar a resposta da MCC diante das variações paramétricas. As variações paramétricas conduzidas visam identificar a eficácia do controle *droop* adaptativo proposto, detalhado na seção anterior, quanto a variação de ΔK para diferentes valores de impedância de linha, assim como a aproximação feita para obtenção da equação de ΔK por (4.22).

4.4.1 Avaliação do Ajuste da Variação do Coeficiente *Droop*

A avaliação do ajuste da variação da constante *droop* (ΔK) visa analisar a extensão do ajuste quando, por simulação, é imposta uma variação da resistência de linha, dado por ΔR_l . É necessário realizar tal avaliação, uma vez que pela equação de ΔK (4.22) há dependência desse parâmetro com o valor de ΔR_l (4.7).

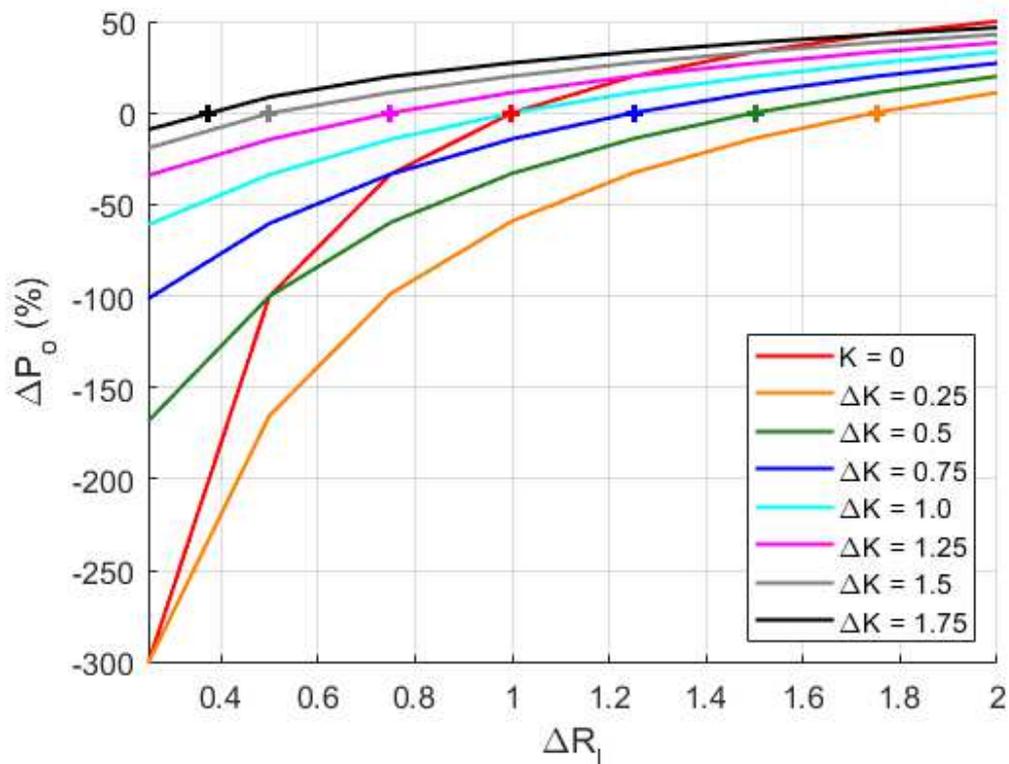
Na Figura 4.4, as curvas representam variações de potência ΔP_o , expressas em valores percentuais como em (4.23), realizadas via simulação no software PSIM, englobando apenas os dois conversores formadores e a carga. Além disso, como empregado na seção anterior, as variações de potência correspondem às mudanças na resistência da linha ΔR_l para diferentes fatores de ajuste *droop*, denotados como ΔK . O valor máximo ΔR_l foi estabelecido como 2, visando manter o controle primário estabelecido, já que grandes resistências de linha podem alterar a eficiência do controle [77]. Já para ΔK , o limite estabelecido também foi 2, para não causar grandes afundamentos na tensão do barramento [34, 78]. Assim:

$$\Delta P_o = \frac{P_{o1} - P_{o2}}{P_{o1}} = 1 - \frac{1}{\Delta R_l} \quad (4.23)$$

Em termos gerais, as variações de ΔR_l refletem na extensão em que a potência fornecida pelo conversor 2 se desvia daquela fornecida pelo conversor 1.

O símbolo +, na Figura 4.4, indica o ponto onde o desequilíbrio de potência é totalmente controlado, ou seja não há diferença de potência entre os conversores. Quando $K = 0$, o controle *droop* está ausente, estando presente apenas os controles internos dos conversores. Nesse cenário, apenas com as resistências de linhas iguais, $R_{l1} = R_{l2}$, e $\Delta R_l = 1$, o compartilhamento de potência ideal é alcançado ($\Delta P_o = 0$).

Para $\Delta K = 1$, o controle *droop* está ativo e ambos os sistemas de controle têm constante *droop* iguais, logo $K_1 = K_2 = K$, e o valor de K pode ser definido conforme (4.1). O compartilhamento preciso de energia, nesse caso, é alcançado quando $\Delta R_l = 1$, ou seja, apenas quando as resistências de linha são iguais, o que geralmente não acontece em sistemas reais. Quando $\Delta K < 1$ ou $\Delta K > 1$, o sistema opera de forma adaptativa. Assim, a variação de ΔR_l define o valor de ΔK que proporcionará o melhor ajuste de ΔK , permitindo o equilíbrio de potência entre os conversores.

Figura 4.4 – Avaliação do ajuste de *droop* ΔK submetido à variação paramétrica.

Fonte: A autora.

Quando $\Delta R_l < 1$, o conversor 2 fornece mais potência que o conversor 1, resultando em um ΔP_o negativo. Por outro lado, quando $\Delta R_l > 1$, ocorre o oposto, produzindo um ΔP_o positivo. Para valores de $\Delta R_l > 1$, à medida que a diferença em ΔR_l aumenta, um ΔK menor é necessário para obter precisão no compartilhamento de potência. Logo, para uma variação de $\Delta R_l = 1,25$ é necessário um $\Delta K = 0,75$, para $\Delta R_l = 1,5$, um $\Delta K = 0,5$, para $\Delta R_l = 1,75$, um $\Delta K = 0,25$ e assim por diante. Por outro lado, quando $\Delta R_l < 1$, à medida que ΔR_l diminui, um ΔK maior é necessário para atingir o mesmo objetivo. Assim para $\Delta R_l = 0,75$, é necessário um $\Delta K = 1,25$, para $\Delta R_l = 0,5$, um $\Delta K = 1,5$ e assim por diante.

Considerando os resultados obtidos, conclui-se que é possível utilizar a proposta de controle *droop* adaptativo, para o equilíbrio entre as potências dos conversores formadores de rede para diferentes resistências de linhas. Logo, quando a diferença da resistência de linha é alta, uma menor variação do ajuste do coeficiente *droop* deve ser considerado para o sistema, enquanto o oposto deve ser realizado quando a variação da resistência é pequena.

4.4.2 Análise da Aproximação da Equação da Variação do Coeficiente *Droop*

Esta análise visa avaliar a congruência entre os cálculos realizados na seção anterior da variação do coeficiente *droop* e os resultados obtidos nas simulações realizadas. Com isso, pretende-se definir se as aproximações realizadas em (4.20) são suficientes para definir o controle proposto. Na Figura 4.5, ΔP_{SIM} representa a variação de potência obtida a partir de simulações realizadas no software *PSIM*, ΔP_{CALC} representa a variação de potência obtida a partir de cálculos usando (4.19), e ΔP_{APROX} denota a variação de potência obtida através da expressão simplificada por (4.20).

Na Figura 4.5, nota-se que com um aumento em ΔK , ΔP_{CALC} diverge rapidamente de ΔP_{SIM} para valores de $\Delta R_l < 0,8$. Nas Figura 4.5a, Figura 4.5b, Figura 4.5c e Figura 4.5d não há diferença entre as curvas de ΔP_{CALC} e ΔP_{SIM} . Já na Figura 4.5e, há diferença para valores de $\Delta R_l < 0,5$, com valor entre ΔP_{SIM} de 20%, para $\Delta R_l = 0,25$ e de valor zero quando $\Delta R_l = 0,5$. Na Figura 4.5e o desvio é de 11,1% em $\Delta R_l = 0,5$ e igual a zero para valores maiores que $\Delta R_l = 0,75$.

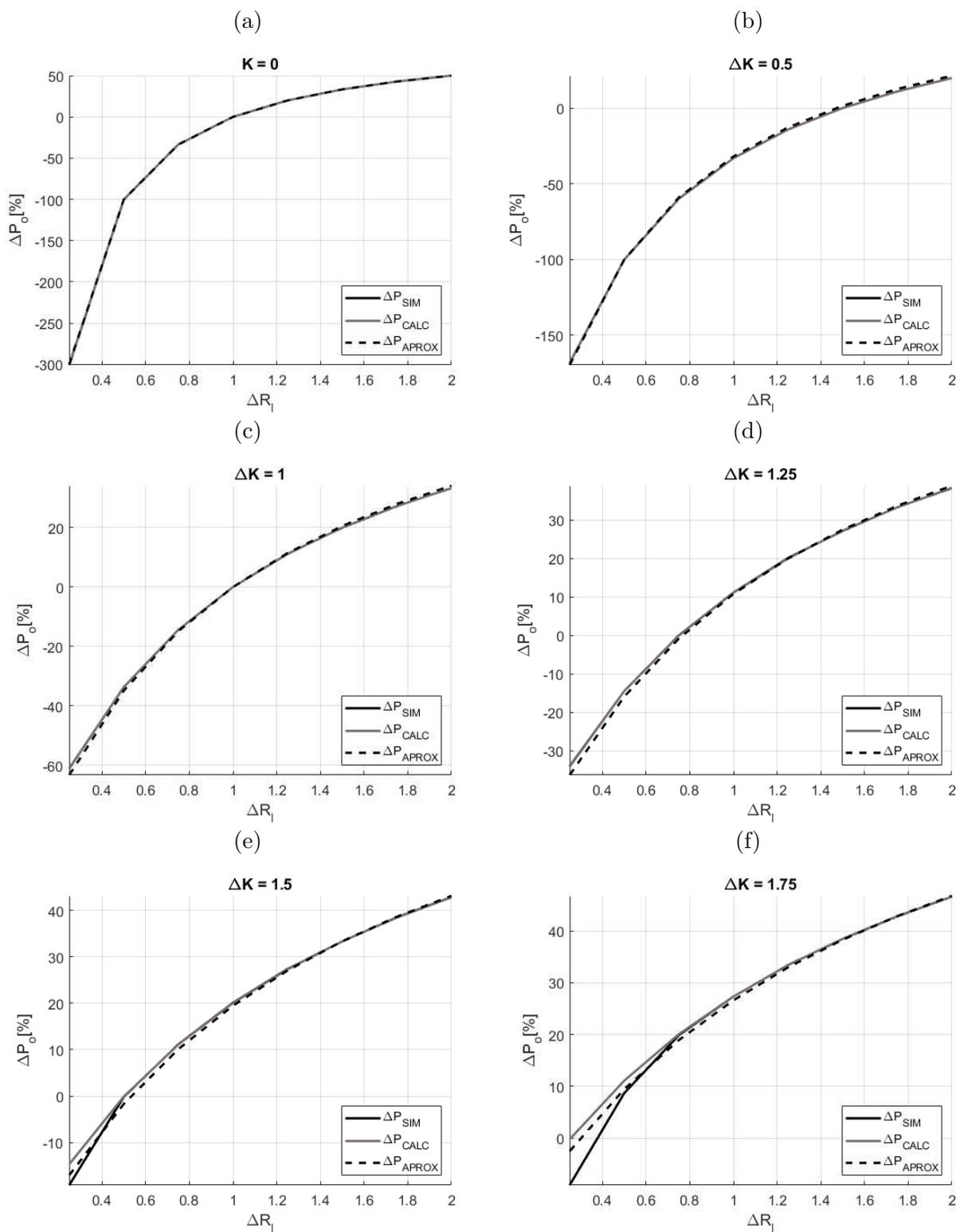
A mesma análise anterior é realizada para ΔP_{APROX} em relação a ΔP_{SIM} . Nas análises, não há divergência relevante para valores de $\Delta K < 1,75$, ocorrendo uma variação mais visível na Figura 4.5f, em $\Delta R = 0,5$. Nesse caso, ΔP_{CALC} exibe um desvio de 9% comparado a ΔP_{SIM} . No entanto, para valores de $\Delta R_l > 1$, ΔP_{APROX} pode ser considerado insignificante, aproximando-se efetivamente de zero a medida que ΔR_l cresce.

Assim, ΔP_{CALC} diverge rapidamente de ΔP_{SIM} para valores de $\Delta R_l < 0,8$ em que ΔK vale 1,5 e 1,75, mas mantêm a equivalência entre a simulação e a equação para os outros valores de ΔK . Enquanto que ΔP_{APROX} diverge de ΔP_{SIM} de maneira mais significativa para $\Delta K = 1,75$ para valores de $\Delta R_l < 1$.

Comparando as duas análises de ΔP_{CALC} e ΔP_{APROX} para $\Delta K = 1,75$, na Figura 4.5f, o desvio para ΔP_{CALC} é de 11,1 %, enquanto que para ΔP_{APROX} é de 9 %. Logo, pode-se observar que a utilização da equação simplificada fornecida em (4.20) é uma abordagem viável para projetar controle *droop* adaptativo em uma ampla gama de coeficientes de ajuste *droop*. Embora para pequenas variações de ΔR_l para $\Delta K = 1,25$, $\Delta K = 1,5$ e $\Delta K = 1,75$ a aproximação realizada pode ser comprometida.

A avaliação paramétrica mostra que o método proposto é adequado para abordar disparidades incrementais na resistência de linha em microrredes CC e colabora para aprovação das aproximações feitas no desenvolvimento do controle. Consequentemente, o método tem possibilidade de melhorar o compartilhamento de potência na presença de disparidades nas resistências de linha, normalmente observadas em sistemas CC.

Figura 4.5 – Comparação de diferentes formas de obtenção da variação do compartilhamento de potência para diferentes variações do coeficiente *droop*; a) $K = 0$; b) $\Delta K = 0,5$; c) $\Delta K = 1$; d) $\Delta K = 1,25$; e) $\Delta K = 1,5$; f) $\Delta K = 1,75$.



Fonte: A autora.

4.5 Resultados de Simulações Computacionais

Simulações utilizando o software *PSIM* foram realizadas para avaliar o método de controle *droop* adaptativo. A MCC utilizada nos testes é representada na Figura 4.6.

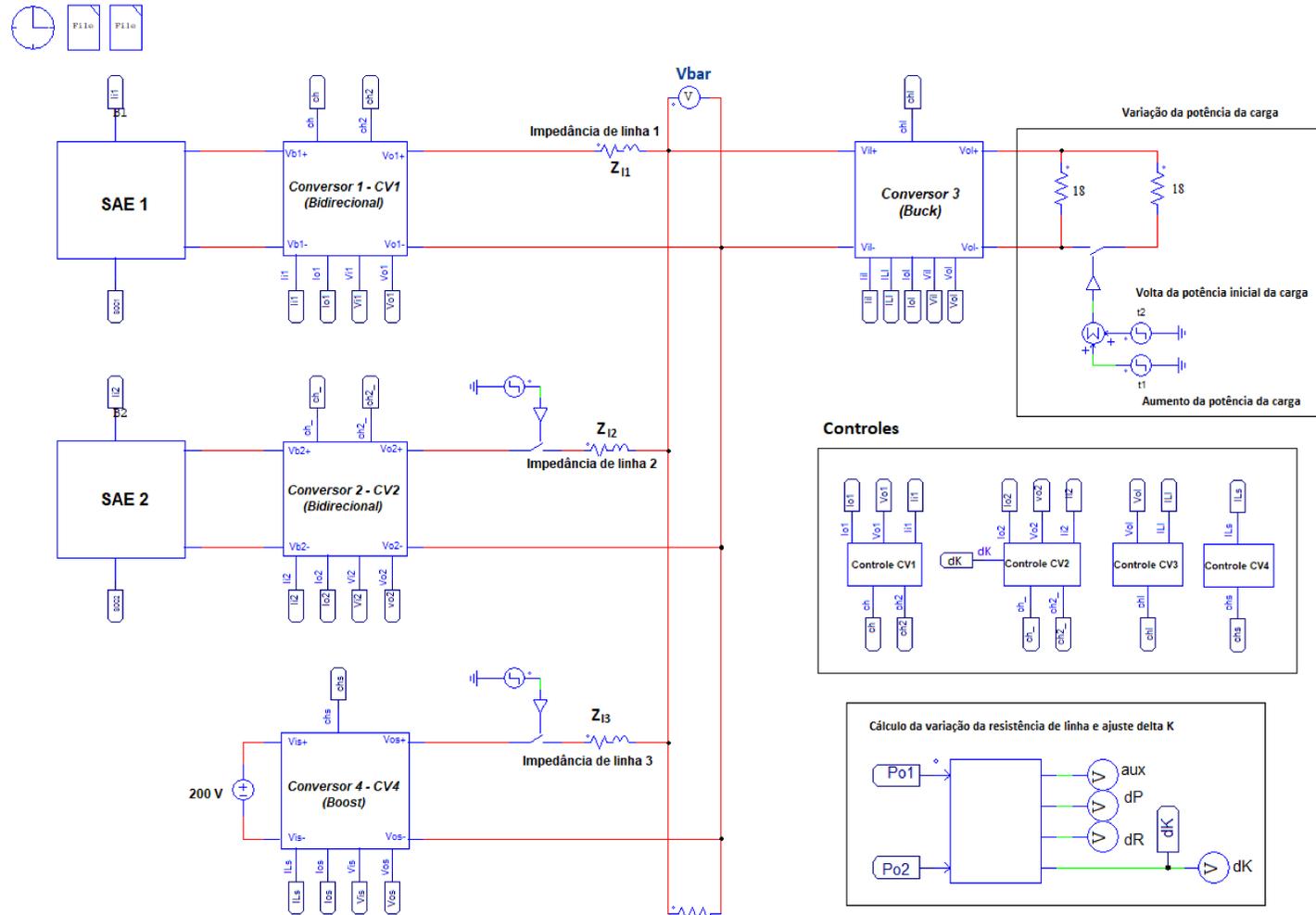
Os diagramas de controle dos conversores da MCC são descritos na Figura 4.7. A Figura 4.7a representa o controle do primeiro conversor CC-CC bidirecional não isolado, e a Figura 4.7b, do segundo conversor bidirecional. A Figura 4.7c esboça o controle do conversor *buck*. A geração distribuída, controlada através do conversor boost, tem seu controle detalhado na Figura 4.7d.

A Tabela 4.1 mostra os valores utilizados nas simulações. As simulações envolvem a avaliação do desempenho do sistema para quatro cenários distintos:

- Teste 1: o controle *droop* convencional é aplicado na MCC. O fluxo de energia, a tensão do barramento CC e o estado de carga do banco de baterias (SoC) são avaliados.
- Teste 2: o controle *droop* adaptativo proposto é implementado no sistema. Os mesmos parâmetros avaliados no Teste 1 são examinados.
- Teste 3: diferentes condições de estado de carga inicial são avaliadas para as mesmas configurações de fluxo de potência empregadas nos testes anteriores são aplicadas.
- Teste 4: o controle adaptativo *droop* proposto é desativado intencionalmente durante o teste, emulando assim um cenário de perda de comunicação dentro da MCC. Consequentemente, o sistema é forçado a voltar a operar sob controle *droop* convencional.

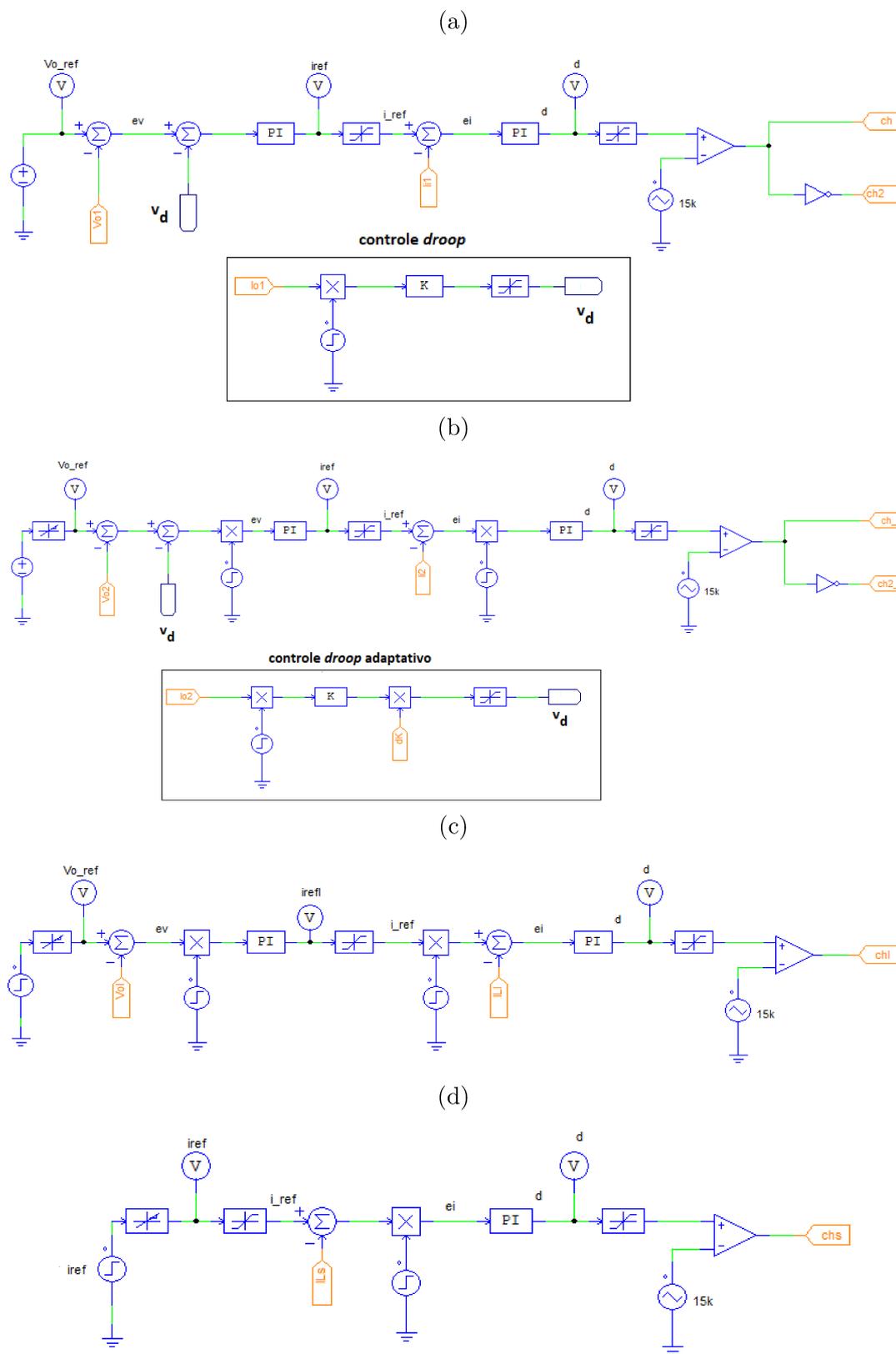
Nos testes de simulação a seguir, P_{o1} e P_{o2} representam a potência de saída dos conversores CC-CC bidirecionais 1 e 2, respectivamente. P_{gd} e P_c são a potência de saída da geração distribuída (GD) e potência da carga, respectivamente. V_{bar} é a tensão do barramento CC. O estado de carga de cada sistema de armazenamento de energia (SAE) é dado por SoC_1 e SoC_2 , respectivamente. Inicialmente, o conversor 1 é conectado ao barramento CC e a carga é ajustada para 40% de sua potência nominal. Posteriormente, em $t = 0,5$ s, o conversor 2 é conectado ao barramento CC, neste instante é apresentado um alto valor de transitório que pode ser reduzido utilizando outras formas de implementação na simulação, que está fora do escopo do trabalho. Em $t = 1,2$ s, a carga é aumentada para 80% de sua potência nominal, sendo novamente reduzida apenas em $t = 1,7$ s. A GD começa a fornecer potência para o barramento CC em $t = 2$ s.

Figura 4.6 – Circuito de implementação da microrrede CC no PSIM.



Fonte: A autora.

Figura 4.7 – Diagramas de controle dos conversores no PSIM; a) Controle conversor bidirecional 1; b) Controle conversor bidirecional 2; c) Controle conversor *buck*; d) Controle conversor *boost*.



Fonte: A autora.

Tabela 4.1 – Parâmetros para as simulações do controle *droop* adaptativo.

Especificação	Símbolo	Valor
Parâmetros da microrrede CC		
Tensão nominal do barramento CC	V_{bar}	400 V
Potência da carga	P_c	2 kW
Potência nominal da GD	P_{gd}	2 kW
Conversores bidirecionais 1 e 2		
Capacitor	C_b	330 μ F
Indutor	L_b	6,7 mH
Resistência de linha 1	R_{l1}	4,275 Ω
Resistência de linha 2	R_{l2}	6,43 Ω
Indutância de linha 1	L_{l1}	1 μ H
Indutância de linha 2	L_{l2}	1 μ H
Corrente de saída nominal	i_r	5 A
Potência de saída nominal	P_o	2 kW
Frequência de chaveamento	f_{sw}	15 kHz
Parâmetros de controle		
Controle de corrente - ganho proporcional	k_{pi_b}	0,0290
Controle de corrente - ganho integral	k_{ii_b}	33,5
Controle de tensão - ganho proporcional	k_{pv_b}	0,1644
Controle de tensão - ganho integral	k_{iv_b}	44,8392
Coefficiente <i>droop</i>	K	4 Ω

Fonte: A autora.

4.5.1 Teste 1

No Teste 1, conforme detalhado na Figura 4.8, uma variação de 50% na resistência da linha (ΔR_l) foi adicionada à linha de transmissão do conversor 2. Na Figura 4.8a, inicialmente, apenas o controle de nível zero é ativado dentro do sistema até $t = 0,8$ s. Nesse caso, ΔP_o , que representa o desvio de potência causado pela diferença da resistência de linha, é medido como 33%. Quando o controle *droop* é introduzido (nesse caso não há controle adaptativo proposto) o valor de $\Delta K = 1$. O desequilíbrio de potência ΔP_o medido é de 20% nessa etapa, em $t = 1$ s. Quando há variação da carga em $t = 1,2$ s, o desequilíbrio ΔP_o permanece constante. Portanto, o controle *droop* convencional mitiga o desequilíbrio de potência. Porém não fornece um compartilhamento ideal.

A tensão do barramento CC, mostrada na Figura 4.8b, é controlada por um coeficiente *droop* constante (K), mantendo-a dentro da faixa 380-420 V. Após a habilitação do controle *droop*, a carga opera a 40% de sua capacidade nominal de potência. Neste cenário, a tensão opera próximo a 390 V, aproximando-se do seu limite inferior (380 V). Em $t = 1,2$

s, a carga aumenta, fazendo com que a tensão caia ainda mais aproximando do valor mínimo. A tensão do barramento CC retorna para 390 V à medida que a carga volta ao seu valor inicial. Quando a geração distribuída (GD) fornece energia ao barramento CC, a tensão aproxima-se gradualmente do seu valor máximo de 420 V. O evento transitório mais significativo observado durante este período da ativação do controle *droop* ocorre em $t = 2$ s, quando a tensão atinge um afundamento aproximado de 2,5%. Esse evento corresponde ao momento em que a GD é conectada à MCC e deve ser ajustado posteriormente para que não ocorra o transitório. Na entrada do controle do controle *droop*, ocorre um afundamento de 0,4% em $t = 0,8$ s. Para o aumento da carga em $t = 0,8$ s, o afundamento é de 1,71% e para o retorno da carga para o seu valor inicial, em $t = 1,7$ s, o sobressinal é de 1,84%. Tais valores são considerados valores razoáveis para a variação da tensão da barramento CC.

A avaliação do estado de carga (SoC) é ilustrado na Figura 4.8c. Inicialmente, o SoC é definido como 80% para ambos os SAEs. Como os SAEs fornecem potência para a carga, os SAE estão trabalhando na descarga, resultando em uma tendência decrescente nas curvas SoC. Em resposta às mudanças na carga, as curvas apresentam desvios à medida que se ajustam para fornecer mais ou menos energia, em resposta às demandas da carga local. Quando a DG está ativa, as unidades SAEs começam a carregar. Inicialmente, a diferença entre dos SoCs é de 0,45%, atingindo um desvio máximo de 4% devido à diferença no tempo de entrada de cada SAE na MCC.

Figura 4.8 – Teste 1 - Controle convencional *droop*; a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.

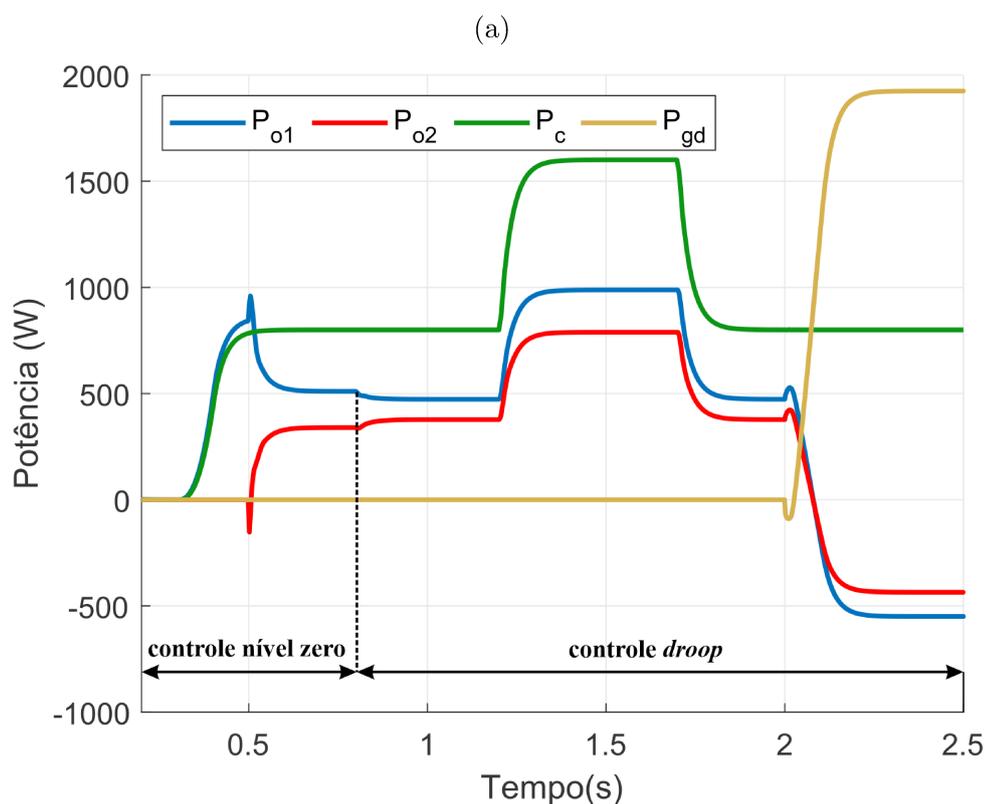
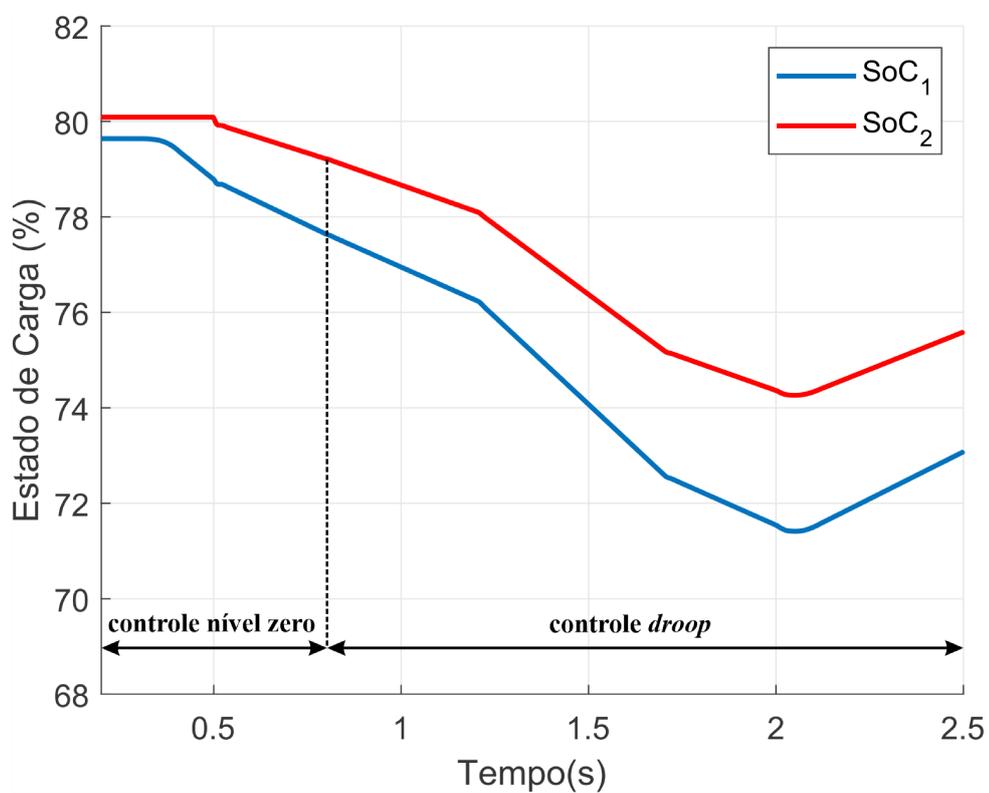
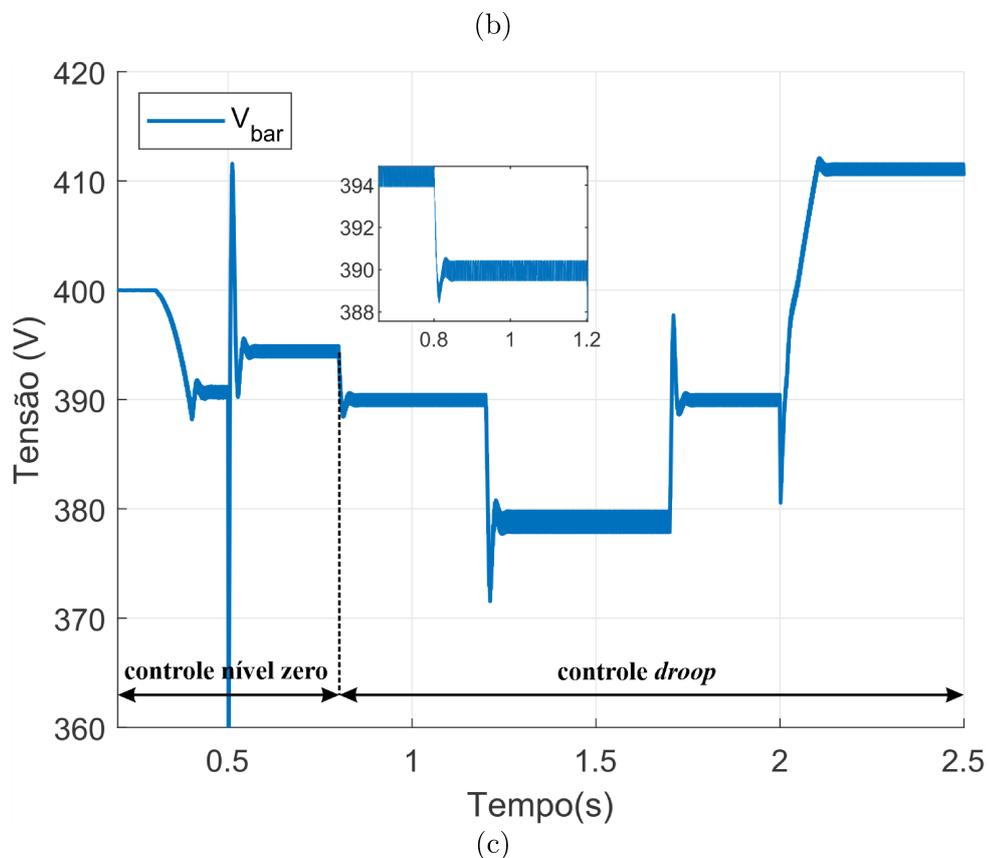


Figura 4.8 – Teste 1 - Controle convencional *droop*; a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.



Fonte: A autora.

4.5.2 Teste 2

No Teste 2, é investigado o comportamento do sistema quando o controle *droop* adaptativo proposto é introduzido, conforme mostrado na Figura 4.9. Nesse caso, o valor de $\Delta K \neq 1$. Inicialmente, a MCC opera sem controle *droop* e a variação na resistência da linha (ΔR_l) é determinada usando (4.7). Em $t = 0,8$ s, o controle *droop* é ativado e o mesmo desequilíbrio de potência ΔP_o de 20% é medido. Em $t = 1$ s, o método proposto é ativado com o ajuste de ΔK , com medições em estado estacionário, conforme (4.22). O compartilhamento de potência é alcançado com sucesso, resultando na eliminação do desequilíbrio de potência, a partir de $t = 1$ s, de acordo com a Figura 4.9a. Mesmo com a variação da carga e com a introdução da GD na MCC, o controle adaptativo ainda prevalece operacional.

A tensão do barramento CC (V_{bar}), para o Teste 2, é ilustrada na Figura 4.9b. As variações de tensão até o acionamento do controle proposto se mantêm iguais. No entanto, quando o sistema faz a transição do controle *droop* para o controle adaptativo proposto, há um sobressinal de 0,4%. Assim, após a ativação do esquema de controle proposto, a tensão varia de 390 V para 391,5 V, permanecendo dentro dos limites impostos pelo controle *droop* convencional.

Figura 4.9 – Teste 2 - Controle *droop* adaptativo; a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.

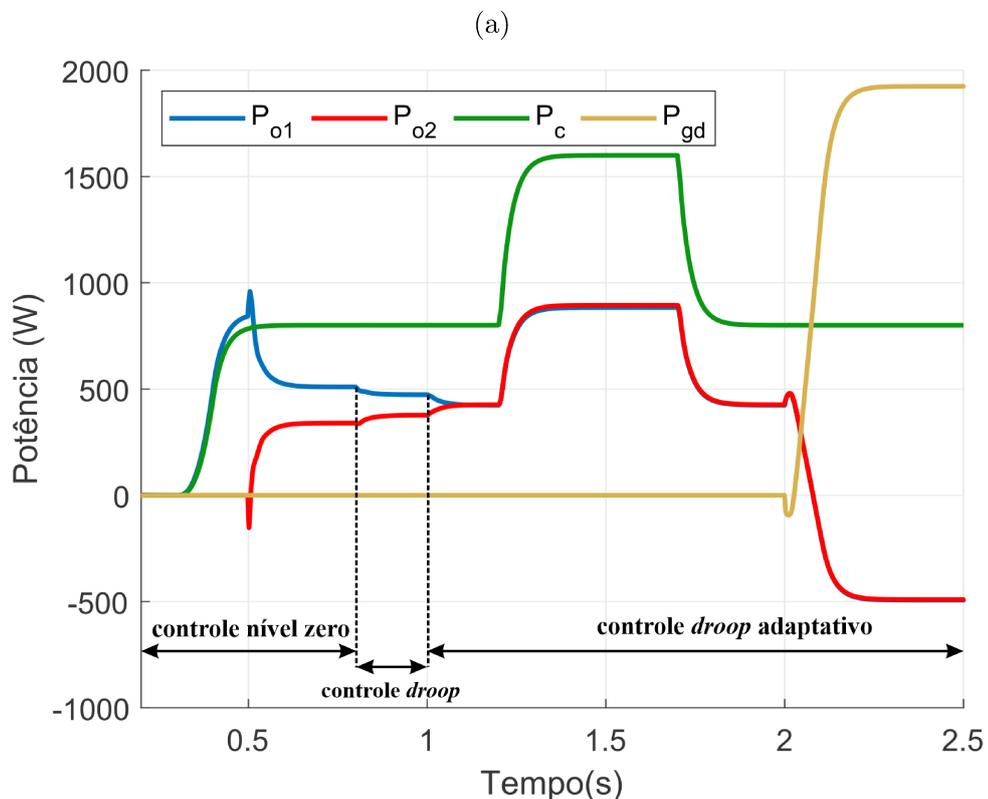
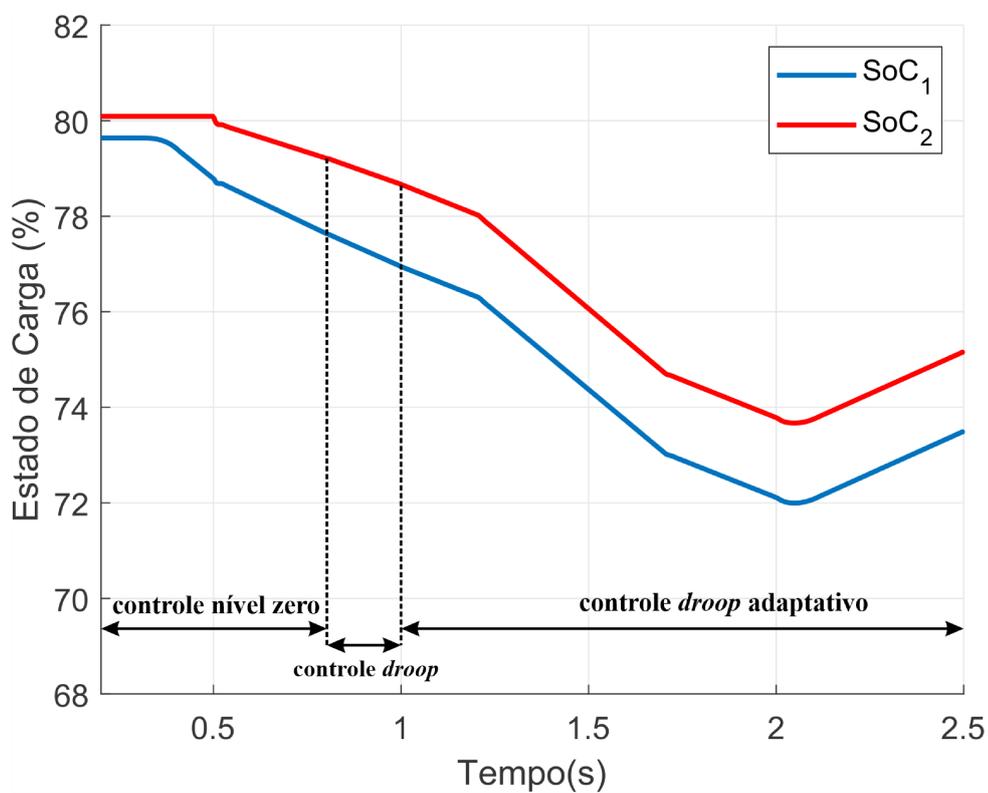
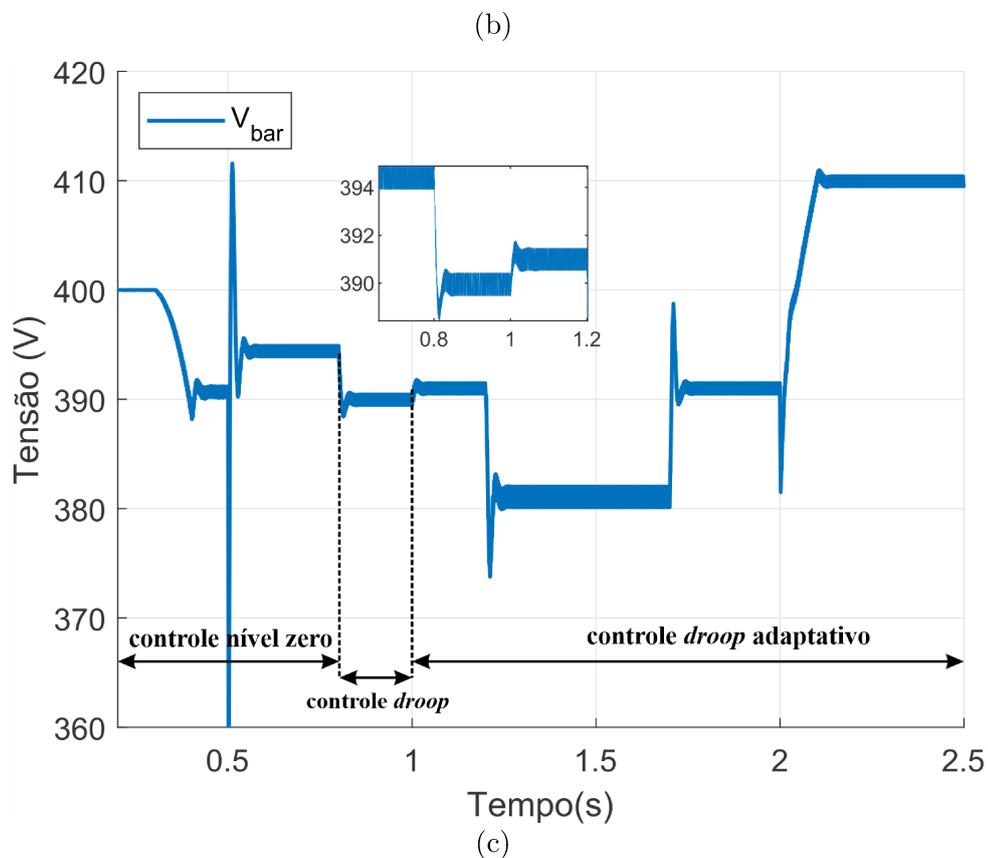


Figura 4.9 – Teste 2 - Controle *droop* adaptativo; a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.



Fonte: A autora.

Durante a simulação, quando o controle *droop* adaptativo está ativo, a tensão do barramento CC flutua em relação ao *droop* convencional, como mostrado na Figura 4.8b. Assim, no controle do Teste 1, em $t = 1,5$ s, o valor de $V_{bar} = 379,2$ V, enquanto, que no Teste 2, com a ativação do controle proposto, a tensão $V_{bar} = 380,7$ V no mesmo instante, o mesmo ocorre nos próximos instantes.

O comportamento do estado de carga (SoC) para o Teste 2, mostrado na Figura 4.9c, se diferencia em relação ao Teste 1 (Figura 4.8c), já que o desvio entre as curvas se torna menor mesmo com a diferença do tempo de entrada do conversor 2. O desvio observado é em torno de $\pm 2\%$ ao longo da simulação sob o controle proposto. Por exemplo, em $t = 1,7$ s, na Figura 4.8c, o desvio entre as curvas era de aproximadamente $3,5\%$. Já na Figura 4.9c, para o mesmo instante, a variação é de $2,3\%$. Logo, é possível verificar a manutenção do desvio das curvas de SoC entre os SAEs, com a incorporação do método de controle *droop* adaptativo.

4.5.3 Teste 3

Para o Teste 3, a Figura 4.10 mostra o comportamento do sistema quando SoCs iniciais diferentes são aplicados aos SAEs na MCC. O SoC_1 é definido como 80% e SoC_2 é ajustado para 70% . As curvas de potência se mantêm inalteradas, equilibrando a diferença de potência dos conversores 1 e 2, mesmo sob variação de carga e entrada da GD. Isso ocorre uma vez que, o controle depende apenas da medição da diferença de potência entre os conversores, quando o sistema está operando com o controle de nível zero. A curva da tensão do barramento CC (V_{bar}), para o Teste 3 (Figura 4.10b), apresenta o mesmo comportamento apresentado no Teste 2, permanecendo dentro dos limites calculados e apresentando as mesmas variações de tensão.

Os SoCs, para o Teste 3, apresentam um desvio maior do que o apresentado nos testes anteriores, já que inicialmente foram setados para terem valores diferentes. Além disso, também apresentam a diferença adicional causada pela diferença de tempo na entrada dos conversores. Essa diferença entre as curvas de SoC é $\pm 11\%$ ao longo do período de operação do controle *droop* adaptativo. Ademais, o comportamento de mudança nas variações de carga e com a entrada da GD também se mantêm neste teste. Logo, o mecanismo de controle *droop* adaptativo não altera o estado de carga dos SAEs.

Figura 4.10 – Teste 3 - Controle *droop* adaptativo com estados de carga iniciais diferentes; a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.

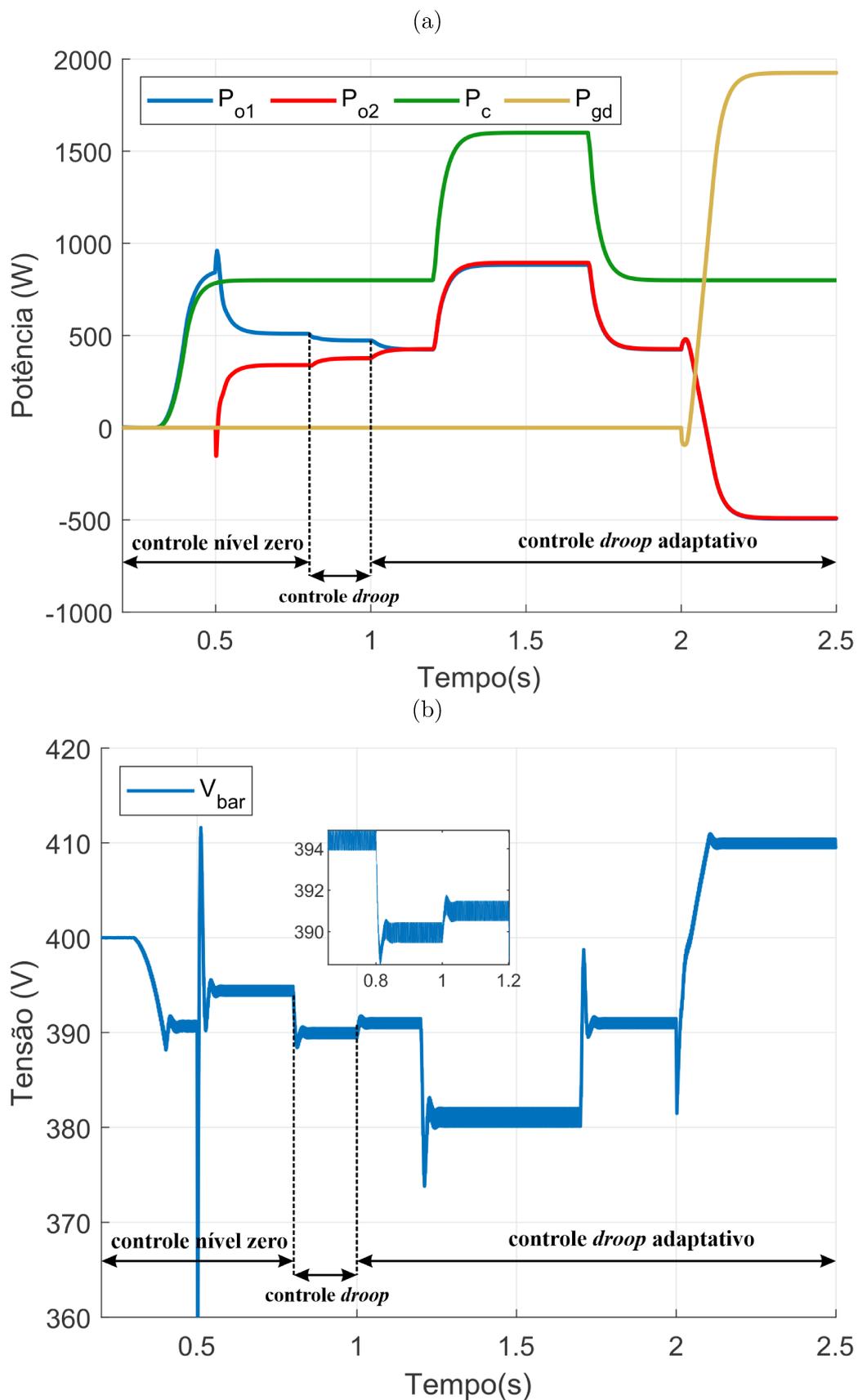
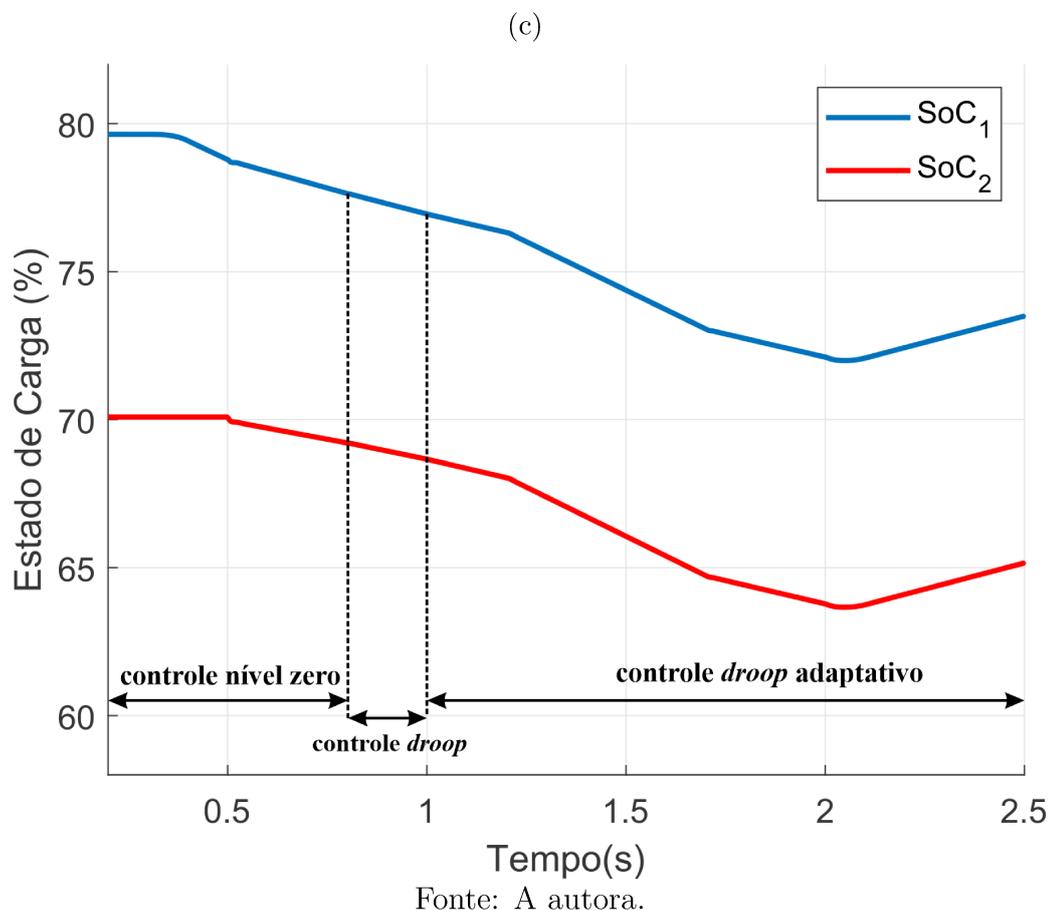


Figura 4.10 – Teste 3 - Controle *droop* adaptativo com estados de carga iniciais diferentes; a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.



4.5.4 Teste 4

Finalmente, no Teste 4, representado pela Figura 4.11, o mecanismo adaptativo proposto para de operar em $t = 1,5$ s sob uma carga de 80%, e retoma a operação em $t = 2,1$ s, emulando um evento de perda de comunicação. À medida que as camadas de controle interno e a camada primária composta pelo *droop* convencional permanecem ativas para ambos os conversores, o sistema reverte a operação para o controle *droop* convencional, quando a perda de comunicação é provocada, conforme ilustrado na Figura 4.11a.

Conseqüentemente, verifica-se que mesmo no caso de uma remoção abrupta do controle adaptativo, a tensão do barramento CC (Figura 4.11b) continuará a aderir aos valores calculados anteriormente sob o controle *droop*. A robustez do sistema é certificada quando o controle adaptativo é reinstaurado em $t = 2,1$ s, em que o equilíbrio de potência é novamente certificado.

Figura 4.11 – Teste 4 - Controle *droop* adaptativo com simulação perda da comunicação;
 a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.

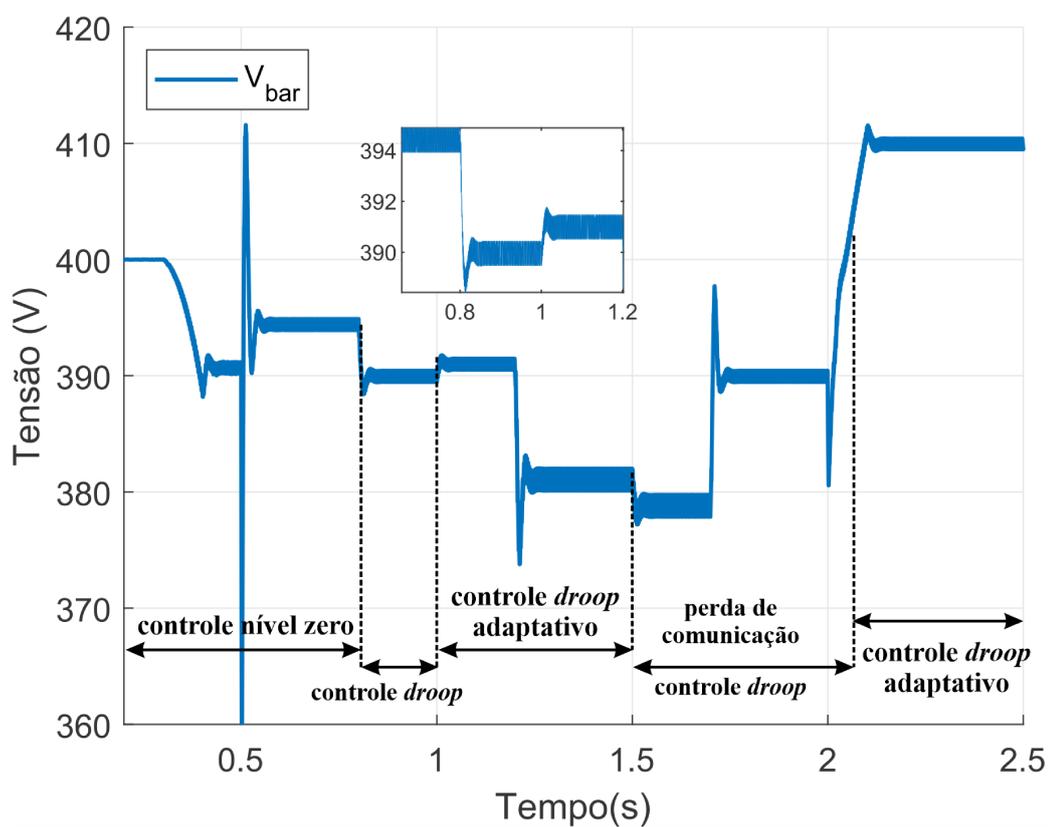
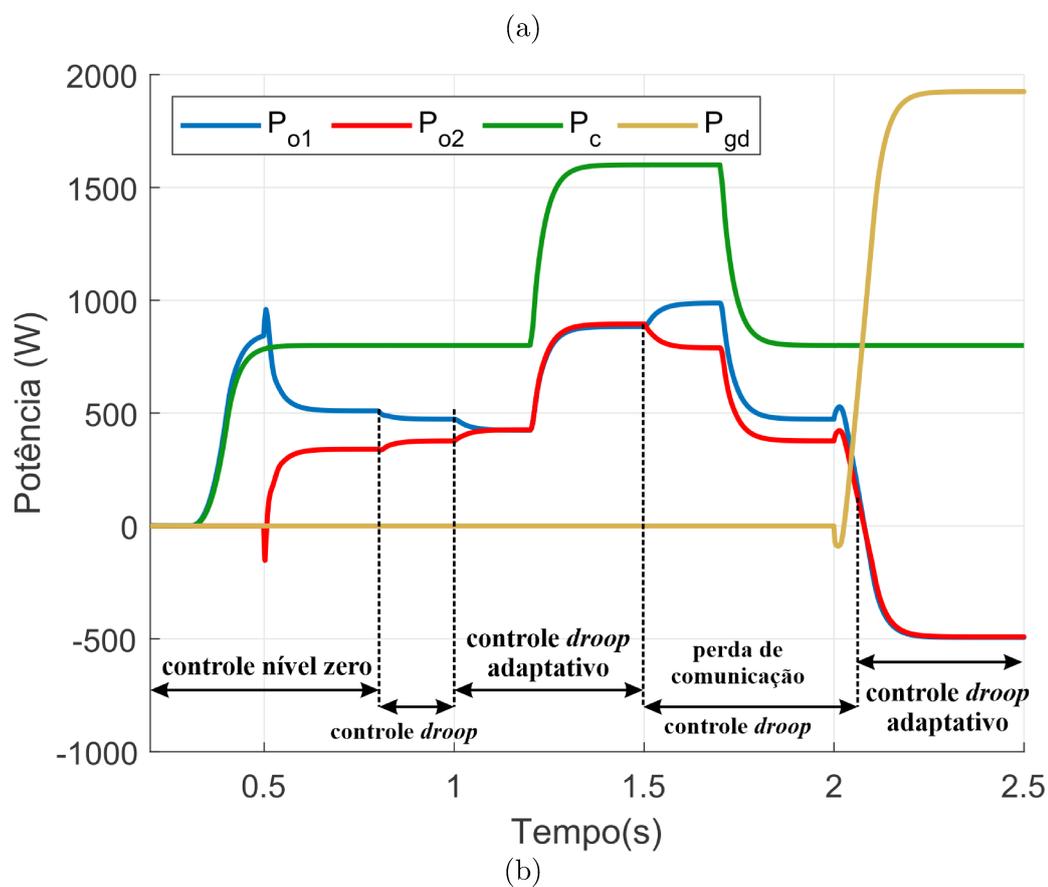
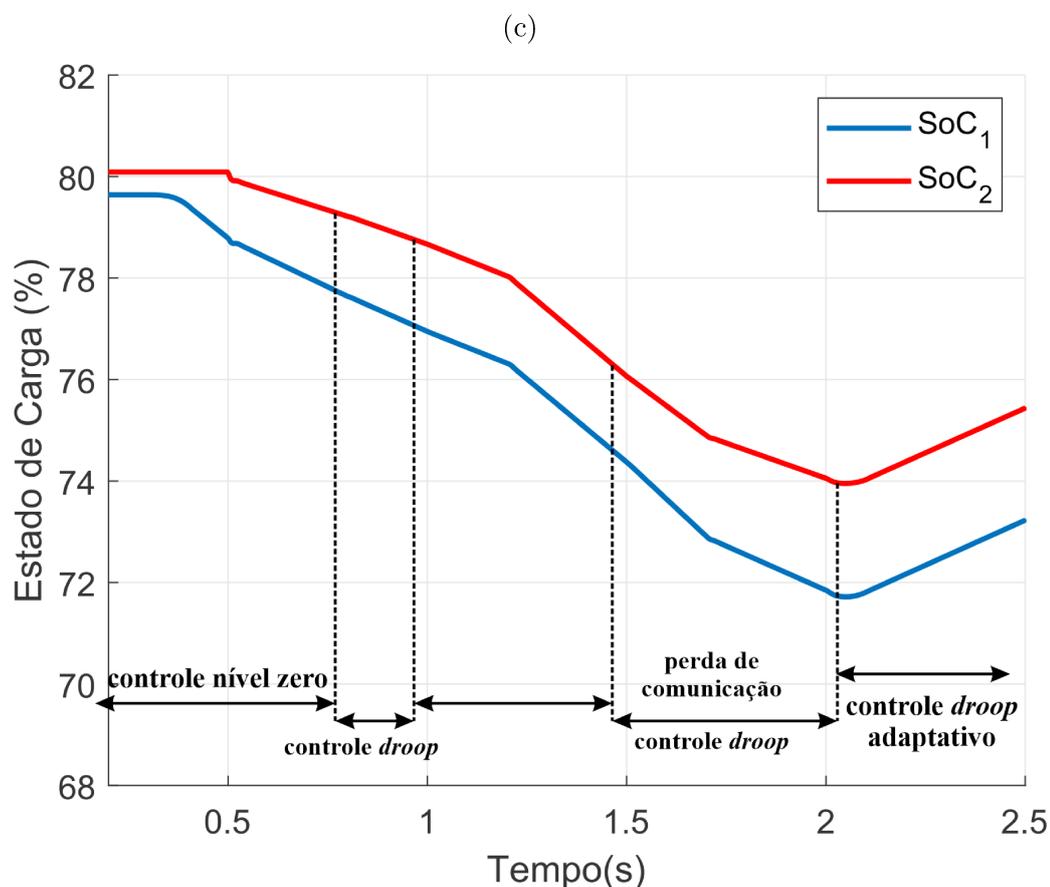


Figura 4.11 – Teste 4 - Controle *droop* adaptativo com simulação da perda da comunicação; a) Fluxo de Potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.



Além disso, durante o estado transitório causado pela introdução da GD no sistema, o controle elimina os desvios no compartilhamento de potência. Esse comportamento é atribuído ao fato ΔR_l ter sido calculado anteriormente, quando apenas o controle interno (nível zero) estava ativo. O parâmetro ΔR_l calculado, conforme (4.7), é salvo para uso quando necessário. Em essência, no caso de perda de comunicação, o controle pode ser prontamente restaurado devido ao coeficiente de ajuste *droop* ter sido previamente calculado.

Com base nestes resultados preliminares, pode-se concluir que a técnica proposta melhorou significativamente o desempenho do gerenciamento da MCC. Como consequência, o desvio de potência é eliminado, a variação de tensão é mantida nos níveis de projeto e o desvio entre as curvas SoC é mantido graças ao compartilhamento de potência alcançado.

4.6 Considerações Finais

Nesse capítulo, foram apresentados os objetivos e as definições do controle adaptativo proposto, tendo como base o controle *droop* convencional. Através da medição da potência

de saída de cada conversor, foi possível calcular a diferença na resistência da linha de transmissão dos conversores formadores de rede. Esse cálculo é realizado quando apenas o controle interno (nível zero) está atuando na microrrede CC. Em seguida, o valor da variação do coeficiente *droop* é determinado. Quando o controle adaptativo é ativado, o compartilhamento de potência é alcançado.

As análises paramétricas comprovaram a eficácia do controle proposto para lidar com as variações incrementais da resistência de linha, em que o ajuste do coeficiente *droop* é alterado conforme a variação da resistência de linha. Além disso as aproximações feitas para obter a equação do cálculo do ajuste do coeficiente *droop*, são eficazes para valores de variação de impedância de linha maiores que 0,4, os valores menores exigem um ajuste maior da variação do coeficiente *droop*, que pode levar a grandes quedas de tensão no sistema, que não é levado em consideração na aproximação realizada.

Nas simulações conduzidas, as comprovações preliminares foram estabelecidas. A técnica de controle melhorou o compartilhamento de potência entre os conversores formadores de rede sob variações de carga, variação dos estados de carga diferentes entre os bancos de baterias, além da perda de comunicação entre os conversores. A variação de tensão foi mantida nos níveis de projeto, assim como, o desvio do estado de carga (SoC), graças ao compartilhamento de potência alcançado.

Portanto, o controle *droop* adaptativo proposto tem potencial para melhorar o compartilhamento de potência em regime estacionário, na presença de disparidades nas resistências de linha, normalmente observadas em microrredes CC. As vantagens do método incluem a estimativa em tempo real da potência de saída dos conversores, manutenção do desvio entre as curvas do estado de carga dos bancos de bateria e menor número de variáveis na linha de comunicação. Mas incorre de algumas desvantagens como: a necessidade de uma linha de comunicação para a troca de informações entre os conversores, a vantagem do *plug-and-play* visto no controle *droop* é parcialmente perdido, já que, o sistema pode operar com o controle convencional, mas exige uma investigação quando três ou mais unidades são incrementadas, além disso, exige-se maior processamento de dados uma vez que o cálculo do coeficiente de ajuste *droop* é necessário. Assim, em trabalhos futuros uma investigação detalhada para resolver esses problemas deve ser realizada.

No próximo capítulo, serão apresentados os testes utilizando o *controller hardware-in-the-loop* (C-HIL). A estrutura utilizada para os testes será detalhada e os métodos de controle estudados nesta dissertação serão validados.

Testes no *controller hardware-in-the-loop*(C-HIL)

5.1 Introdução

Nesta seção, são apresentados os resultados dos testes realizados no *controller hardware-in-the-loop* (C-HIL). Os testes realizados no C-HIL são simulações em tempo real que aceleram o processo de desenvolvimento. Nesse ambiente, o sistema pode ser modelado como se fosse um sistema real, permitindo a realização de testes em condições extremas que seriam difíceis de executar [79]. O controle por impedância virtual e o *droop* adaptativo, estudados nesta dissertação serão implementados com base nas simulações computacionais exibidas nos capítulos 3 e 4, respectivamente.

No controle por impedância virtual, conforme discutido no Capítulo 3, o objetivo é amortecer as oscilações dinâmicas em regime transitório, aumentando a confiabilidade da microrrede CC. As quatro estratégias estudadas no Capítulo 3 (S1, S2, S3 e S4) serão validadas entre si. As vantagens e desvantagens dos métodos serão comprovadas por meio de testes, utilizando os melhores resultados das simulações computacionais, além de testes adicionais para ilustrar a eficácia das estratégias.

No controle *droop* adaptativo, a proposta é melhorar o compartilhamento de potência entre as unidades formadoras de rede. O cálculo *droop* adaptativo, proposto no Capítulo 4, será validado com base nas simulações computacionais, utilizando a medição em tempo real da potência de saída de cada conversor.

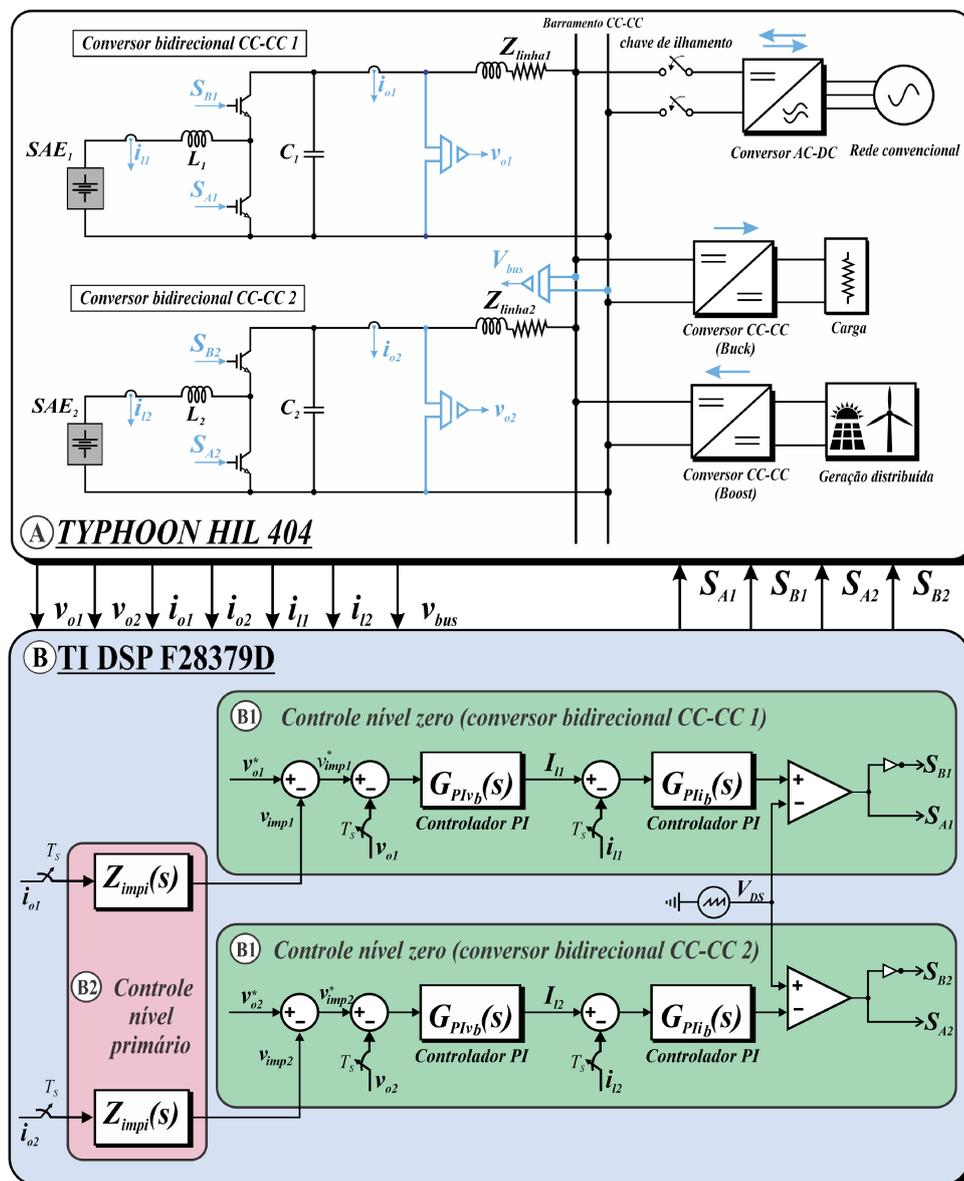
Na Seção 5.2, será apresentada a estrutura utilizada para os testes e os esquemas de controle de cada abordagem estudada. Na Seção 5.3, serão apresentados os resultados obtidos com a imposição do controle por impedância virtual ao sistema. A comparação com os melhores resultados das quatro estratégias estudadas no Capítulo 3 (S1, S2, S3 e S4) será realizada, considerando testes de variação de carga e variação na tensão de referência. Na Seção 5.4, serão apresentados os resultados do controle *droop* adaptativo, incluindo a mudança da potência nominal da microrrede CC, testes de variação de carga

e perda de comunicação entre os controles dos conversores. Por fim, na Seção 5.5, as considerações finais serão apresentadas.

5.2 Estrutura Utilizada nos Testes

A microrrede CC (MCC) estudada é composta por dois conversores bidirecionais CC-CC, que atuam como os conversores formadores de rede. A carga CC é alimentada por um conversor *buck*, enquanto a geração distribuída (GD) opera utilizando um conversor *boost*. Cada componente da microrrede possui seu próprio sistema de controle, conforme discutido no Capítulo 2. A estrutura MCC é ilustrada na parte A da Figura 5.1, implementada no *schematic editor* do *Thyphoon HIL 404*.

Figura 5.1 – Diagrama do controle por impedância virtual

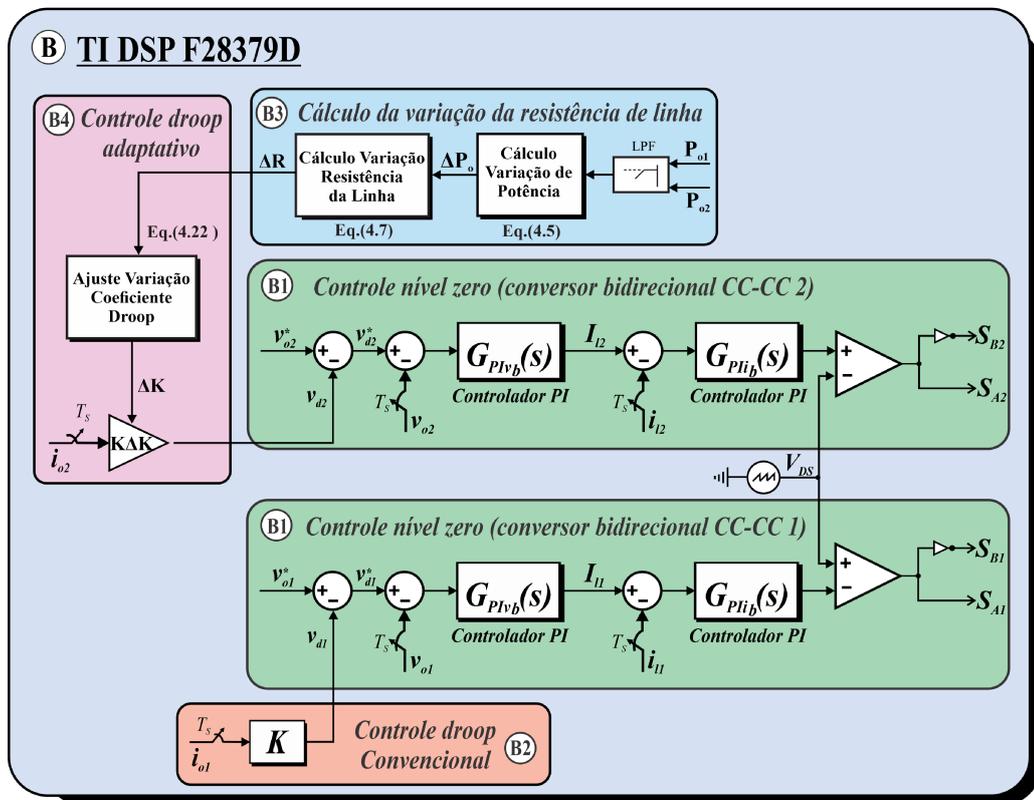


Fonte: A autora.

No detalhe B da Figura 5.1, é ilustrado o controle por impedância virtual estudado no Capítulo 3, embarcado no *DSP TMS F28379D*, da Texas Instruments, e integrado ao C-HIL através de uma placa de interface. O detalhe B1 representa a camada de controle mais baixa (nível zero), responsável pela regulação interna das malhas de corrente e tensão de cada conversor CC-CC utilizado para conectar o SAE na MCC. As funções de transferência dos controladores proporcionais integrais de tensão de saída dos conversores ($G_{PIv_b}(s)$) e corrente ($G_{PIi_b}(s)$) foram definidas na Seção 2.3.2 do Capítulo 2 e suas funções definidas por (2.34) e (2.31), respectivamente. A camada primária indica onde estão localizados os controles a serem comparados, rotulados como B2, em que, $Z_{impi}(s)$ representa onde cada uma das quatro estratégias serão implementadas. A descrição dos controles foram apresentados na Seção 3.3 no Capítulo 3.

Para o controle *droop* adaptativo, a parte B está detalhada na Figura 5.2. Em B1, representa-se a camada de controle mais baixa (nível zero), responsável pela regulação interna das malhas de corrente e tensão de cada conversor CC-CC utilizado para conectar os SAEs à MCC. A camada primária indica a localização do controle proposto, em B2, que usa o controle convencional *droop*. Em B3, realiza-se o cálculo da variação da resistência de linha, e em B4 ajusta-se o coeficiente *droop*.

Figura 5.2 – Diagrama do controle *droop* adaptativo

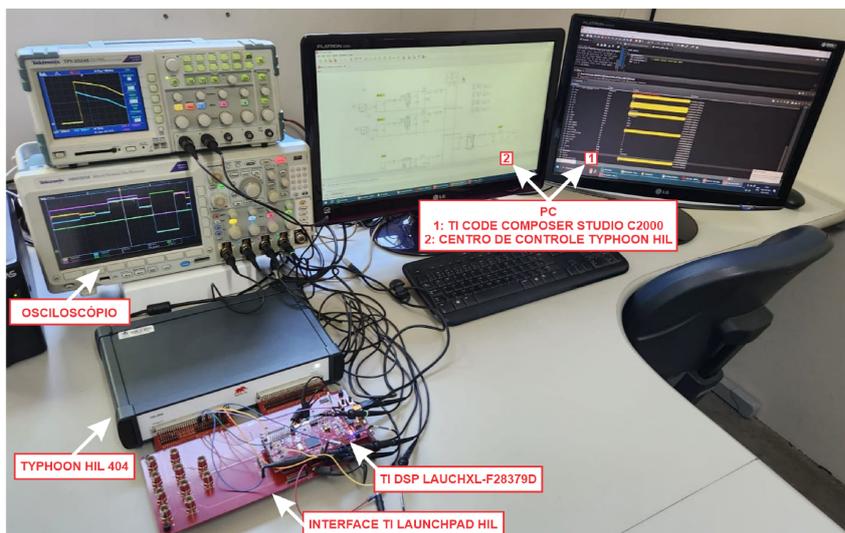


Fonte: A autora.

A configuração da MCC estudada foi replicada utilizando o *Typhoon HIL 404* para modelagem do sistema. Simultaneamente, o sistema de controle foi implementado em um

Digital Signal Processor (DSP) TI TMS LAUNCHXL-F28379D. A integração entre ambos os dispositivos foi facilitada através de uma interface *HIL TI Launchpad*, constituindo a plataforma C-HIL apresentada na Figura 5.3. Os resultados foram obtidos a partir de osciloscópios (com valores ajustados) e *HIL SCADA*.

Figura 5.3 – Estrutura de testes com o C-HIL.



Fonte: A autora.

As seguir serão apresentados os resultados para cada um dos controles estudados nesta dissertação.

5.3 Resultados com Controle por Impedância Virtual

Nesta seção, têm-se o objetivo de apresentar os resultados utilizando o *controller hardware-in-the-loop* (C-HIL), com base nas simulações computacionais obtidos no Capítulo 3.

Nesta seção, os melhores resultados obtidos nas simulações computacionais serão testados sob uma nova variação da potência da carga aumentando dos 80% das simulações computacionais para 90%. Essa variação maior da potência verificará o comportamento das estratégias mediante a variações maiores da potência. Os valores de potência nominal dos elementos da MCC, dos controladores proporcionais integrais do controle interno e o coeficiente *droop* utilizado nos testes estão expressos na Tabela 5.1.

Os melhores resultados obtidos seguiram uma sequência de testes utilizando o software de simulação PSIM. S2, S3 e S4 foram comparados com S1 para diversas frequências de corte do filtro passa-baixa, bem como diferentes valores de L_v . A Tabela 5.2 ilustra os valores que serão utilizados nos testes a seguir.

- Teste 1: aplica-se variações de carga de 20% a 90% nas quatro estratégias e é realizada a comparação.
- Teste 2: A variação de carga anterior é mantida e os valores empregados nas estratégias S3 e S4 são modificados.
- Teste 3: Um desvio de -20 V a 40 V é imposto na tensão de referência dos conversores formadores de rede para comparar o desempenho das quatro implementações.
- Teste 4: A variação do Teste 3 é mantida e os valores empregados nas estratégias S3 e S4 são modificados.

Tabela 5.1 – Parâmetros para os testes no C-HIL para controle por impedância virtual

Especificação	Símbolo	Valor
Parâmetros da microrrede CC		
Tensão nominal do barramento CC	V_{bar}	400 V
Potência da carga	P_c	2 kW
Potência nominal da GD	P_{gd}	2 kW
Conversores bidirecionais 1 e 2		
Capacitor	C_b	330 μ F
Indutor	L_b	6,7 mH
Resistência de linha 1	R_{l1}	4,275 Ω
Resistência de linha 2	R_{l2}	6,43 Ω
Indutância de linha 1	L_{l1}	1 μ H
Indutância de linha 2	L_{l2}	1 μ H
Corrente de saída nominal	i_r	5 A
Potência de saída nominal	P_o	2 kW
Frequência de chaveamento	f_{sw}	15 kHz
Parâmetros de controle		
Controle de corrente - ganho proporcional	k_{pi_b}	0,0290
Controle de corrente - ganho integral	k_{ii_b}	33,5
Controle de tensão - ganho proporcional	k_{pv_b}	0,1644
Controle de tensão - ganho integral	k_{iv_b}	44,8392
Coefficiente <i>droop</i>	K	4 Ω

Fonte: A autora.

Para o Teste 1, os resultados são ilustrados na Figura 5.4. Uma variação de carga é aplicada aos Sistemas S1, S2, S3 e S4 e o comportamento da tensão do barramento é analisado na Figura 5.4a. Inicialmente, todos os sistemas estão sob carga de 20% da

potência nominal. Então, em t_1 , a carga atinge 90% da potência nominal, voltando para a potência inicial em t_2 . A variação da tensão do barramento em regime transitório e o amortecimento das estratégias em relação ao sistema S1 são expressos para os instantes t_1 e t_2 na Tabela 5.3. O maior amortecimento é para S4, com amortecimento de 1,39% em relação a S1. No entanto, quando comparado em valores percentuais, a diferença entre os sistemas S2 e S3 com S4 é descrita conforme Tabela 5.4. Embora S4 tenha o melhor amortecimento, S3 e S2 não apresentam grande diferença percentual em relação a S4.

Tabela 5.2 – Parâmetros das estratégias dos testes realizados no controle por impedância virtual.

Teste	Sistema	ω_c	L_v
Teste 1	S2	20 Hz	-
	S3	10 Hz	2 mH
	S4	10 Hz	8 mH
Teste 2	S2	20 Hz	-
	S3	10 Hz	100 mH
	S4	10 Hz	100 mH
Teste 3	S2	20 Hz	-
	S3	30 Hz	2 mH
	S4	30 Hz	8 mH
Teste 4	S2	20 Hz	-
	S3	30 Hz	60 mH
	S4	30 Hz	60 mH

Fonte: A Autora.

Tabela 5.3 – Resultados da tensão do barramento CC em regime transitório.

Estratégia	$V_{bar}(t_1)$	Amortecimento (t_1)	$V_{bar}(t_2)$	Amortecimento (t_2)
S1	388,3 V	-	423,4 V	-
S2	392,6 V	1,11%	420,2 V	0,76%
S3	393,2 V	1,25%	418,9 V	1,07%
S4	393,7 V	1,39%	417,5 V	1,39%

Fonte: A Autora.

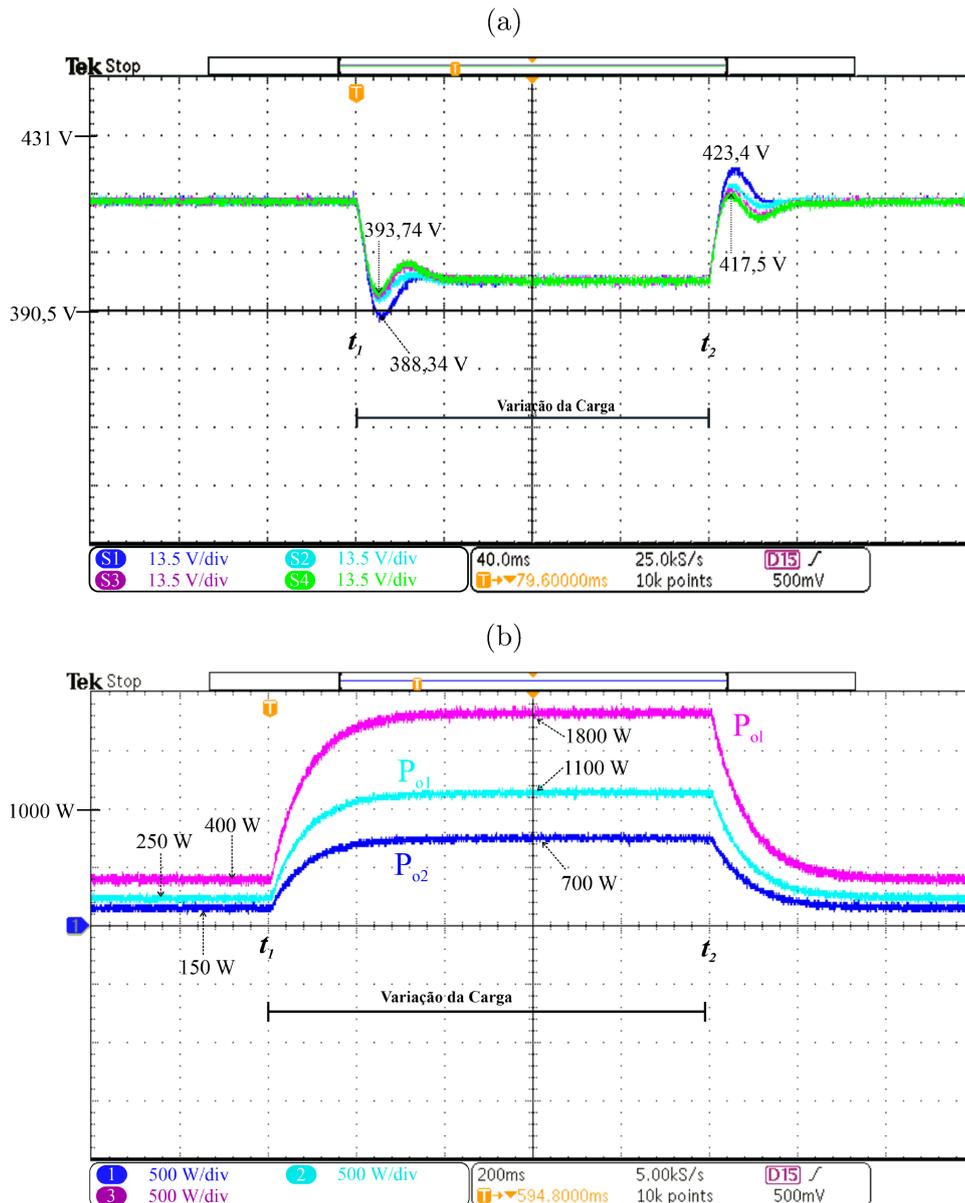
Tabela 5.4 – Amortecimento das estratégias S2 e S3 em relação a S4.

Estratégia	t_1	t_2
S2	0,27%	0,67%
S3	0,14%	0,32%

Fonte: A Autora.

Na Figura 5.4b, são ilustradas as curvas de potência de saída apenas para o sistema S4. As curvas de potência para S2, S3 e S4 não foram incluídas nos resultados, pois o objetivo é demonstrar as variações de potência durante o teste em análise. Já as análises dos amortecimentos em regime transitório são melhor observadas nas curvas de tensão do barramento CC, conforme mostrado na Figura 5.4a.

Figura 5.4 – Teste 1 - Comparação dos sistemas sob variação de carga; a) Tensão do barramento CC; b) Fluxo de Potência.



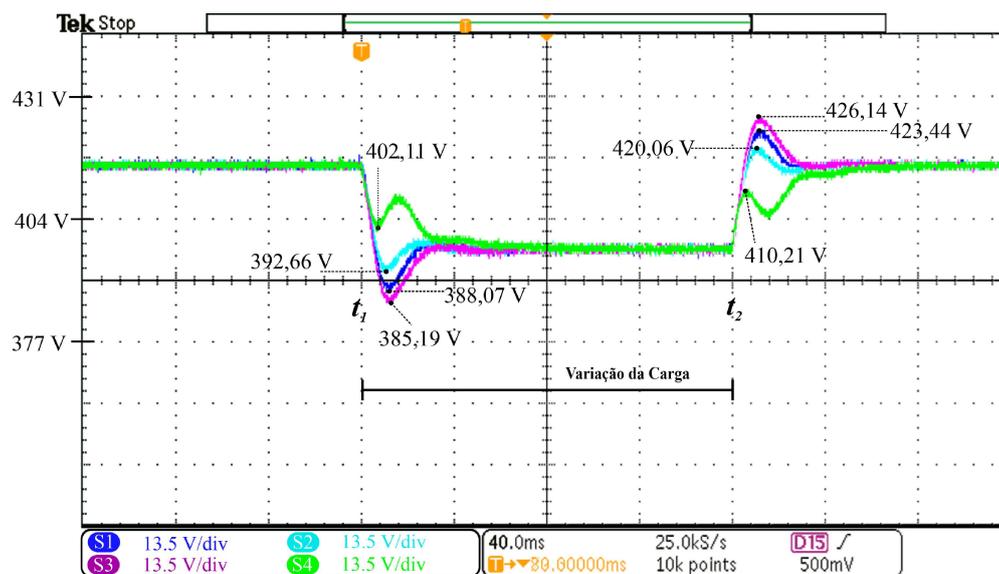
Fonte: A autora.

Assim, conforme a Figura 5.4b, inicialmente, a potência de carga (P_c) é definida como 20% da potência nominal, e os conversores 1 (P_{o1}) e 2 (P_{o2}) fornecem potência para o carga, de forma desequilibrada, de modo que o conversor 1 fornece 250 W, e o conversor 2 fornece 150 W. Logo, o conversor 1 fornece mais potência que o conversor 2. Em t_2 ,

quando a carga aumenta para 90%, o mesmo desequilíbrio é observado, com conversor 1 fornecendo uma potência de 1100 W e conversor 2 uma potência de 700 W. A carga passa operar de volta com seu valor nominal a partir de t_2 . Portanto, pode-se observar a variação da carga adotada no Teste 1, em que a forma de compartilhamento é desequilibrada entre as unidades.

Para o Teste 2, os resultados são ilustrados na Figura 5.5, nesse caso, considera-se a mesma variação de carga, mas os indutores de S3 e S4 são alterados conforme os valores apresentados na Tabela 5.2. Os valores de S3 e S4 escolhidos demonstram como o sistema se comporta quando o valor de indutor virtual é alterado. O valor de L_v de 100 mH foi o valor escolhido como o valor limite para preservar a estabilidade do sistema geral. Com o novo valor de indutor virtual adotado, em t_1 , S1 tem valor de 388,07 V, S2 de 392,66 V, S3 de 385,19 V, e S4 de 402,11 V. Logo, S3 passa a apresentar um sobressinal em relação a S1, em regime transitório, deixando de amortecer as oscilações, como demonstrado no Teste 1 (Figura 5.4a). O sobressinal observado é de cerca de 0,7% em relação a S1. Para S4, embora, o amortecimento continue ativo, apresenta um amortecimento de 3,62% em relação a S1, mas oscilações significativas passam a ocorrer, o que pode causar instabilidade no sistema. Em t_2 , quando há diminuição da carga, o mesmo sobressinal visualizado para estratégia S3, em t_1 , é também observado nesse instante. Para S4, em t_2 , há presença das oscilações significativas visualizadas no instante anterior (t_1). Logo, quando um valor de indutor virtual de valor significativo é utilizado, neste caso o valor limite estabelecido é de 100 mH , o amortecimento das oscilações transitórias pode não ocorrer, ou até mesmo levar o sistema à instabilidade.

Figura 5.5 – Teste 2 - Comparação de sistemas sob variação de carga com modificação dos valores de indutância virtual de S3 e S4.



Fonte: A autora.

A variação na tensão de referência das unidades formadoras da rede, mantendo uma carga constante de 90%, é aplicada ao sistema conforme mostrado nas Figura 5.6 e Figura 5.7. A tensão de referência passa de 420 V para 380 V, em t_1 , enquanto o oposto ocorre em t_2 , quando a tensão passa novamente a ter o valor inicial de 420 V. Na Figura 5.6a, a maior variação é observada em S1, com 345,3 V, enquanto a menor é em S4, com 347,55 V, resultando em uma diminuição de 0,65% para S4 em relação a S1. As variações neste teste são menores se comparados aos valores obtidos nos Teste 1 e Teste 2. Portanto, uma ampliação após t_2 é estabelecido na Figura 5.6b com objetivo de ampliar a visualização do resultado obtido. O amortecimento de S4 em relação a S1, neste instante t_2 , é de 0,38%, para S3, é de 0,26%, e para S2 é 0,18%.

O comportamento das potências de saída para o sistema S4, para o teste da variação da tensão de referência, com os mesmos parâmetros utilizados na Figura 5.6a são ilustradas na Figura 5.6c. Em P_{o1} (potência de saída do conversor 1), um sobressinal, em t_1 , de 6,14% é observado, enquanto para P_{o2} (potência de saída do conversor 2), é 5,33%. No instante t_2 , o sobressinal de P_{o1} é de 7,08%, enquanto para P_{o2} apresenta a mesma variação anterior. Logo, as potências apresentam sobressinal quando a tensão de referência varia, no entanto, não apresentam valores elevados. A potência de carga P_c , por ser constante (90% da potência nominal), não é ilustrada na figura.

Figura 5.6 – Teste 3 - Comparação dos sistemas sob variação de tensão de referência; a) Tensão do barramento CC; b) Tensão do barramento CC com ampliação após t_2 c) Fluxo de Potência.

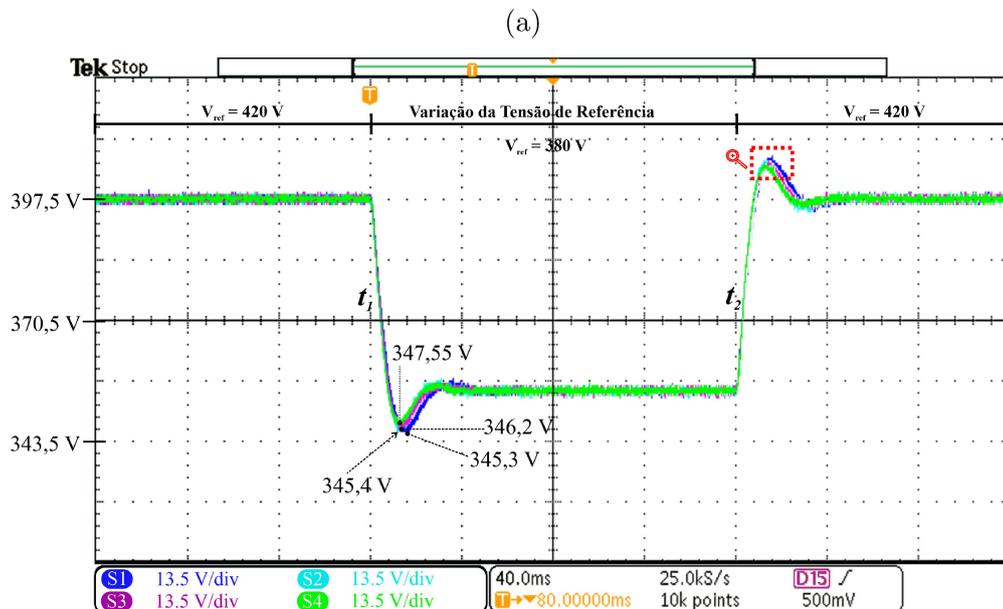
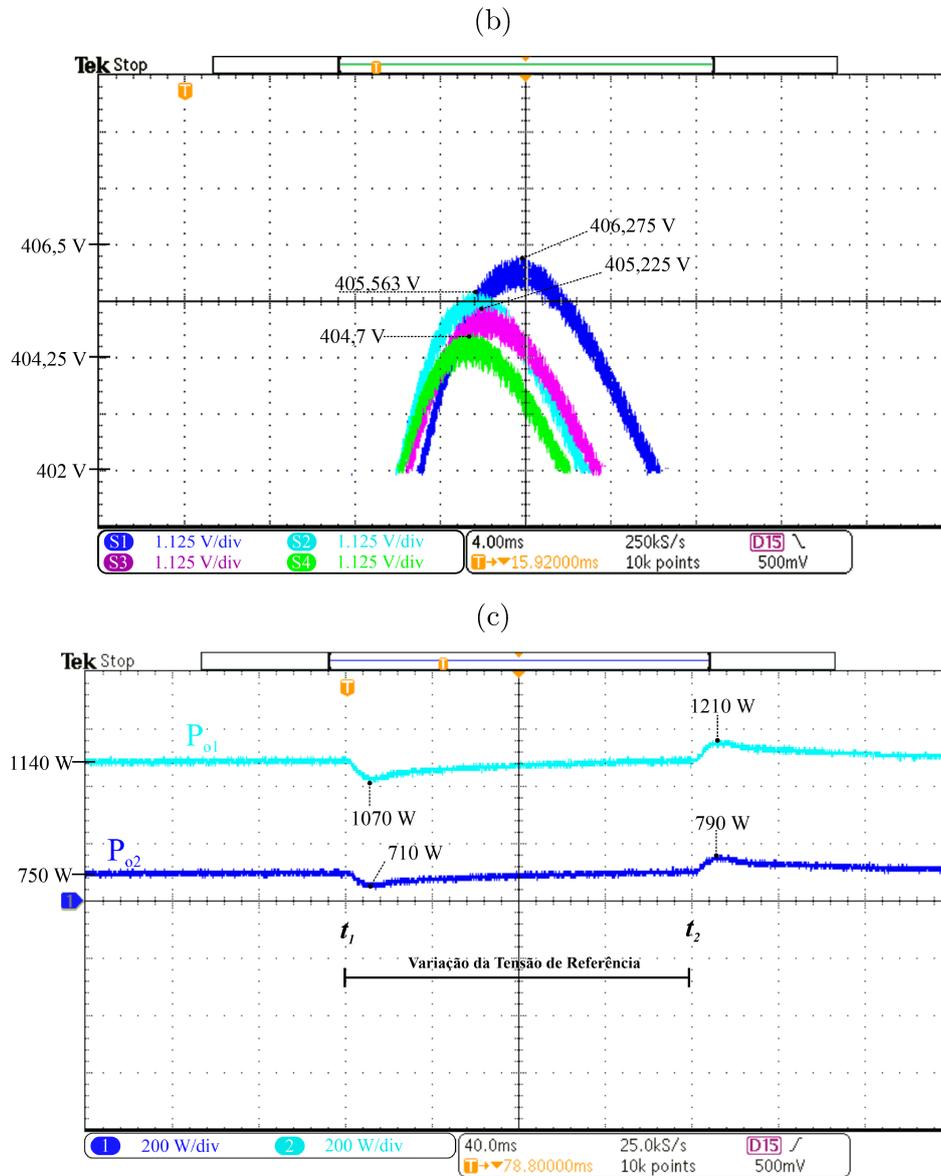


Figura 5.6 – Teste 3 - Comparação dos sistemas sob variação de tensão de referência; a) Tensão do barramento CC; b) Tensão do barramento CC com ampliação após t_2 c) Fluxo de Potência.

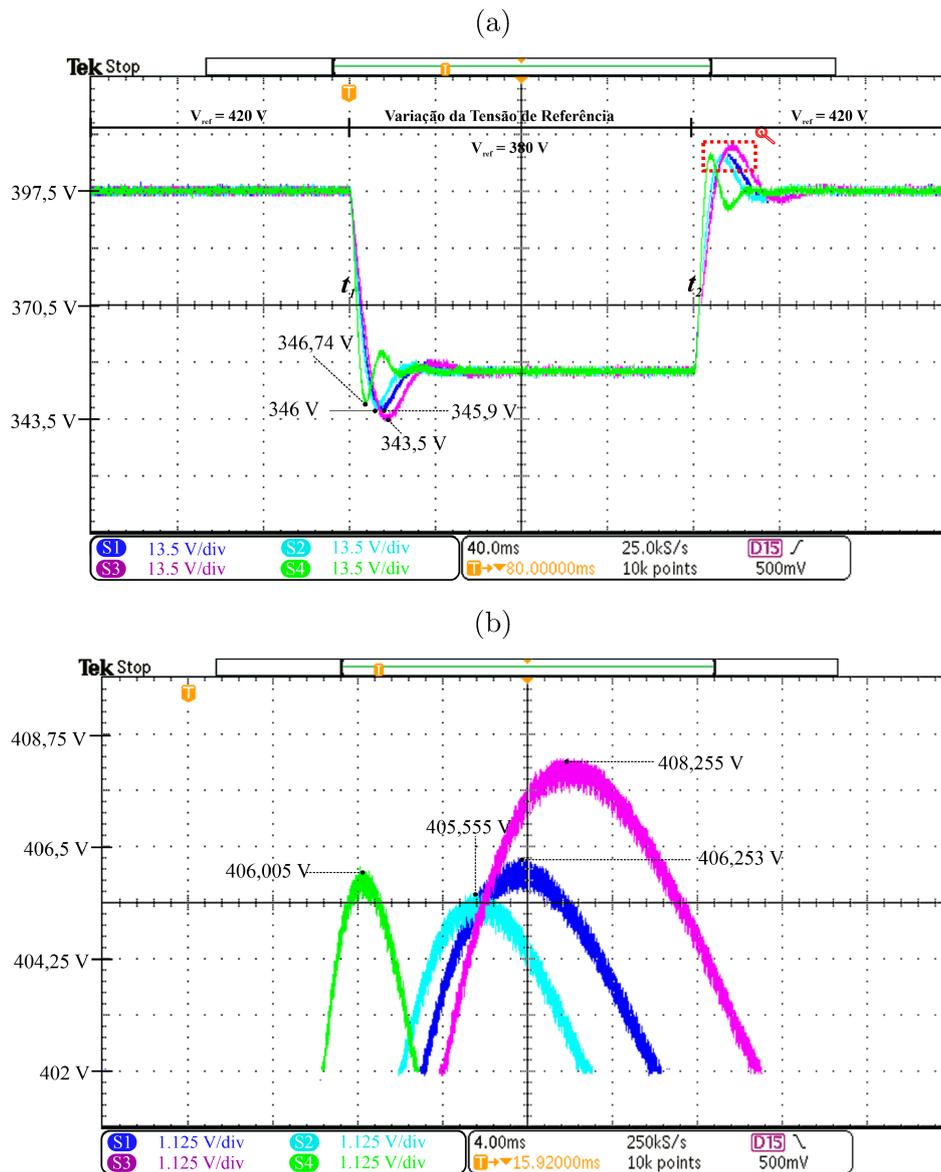


Fonte: A autora.

Na Figura 5.7a, ilustra o comportamento da tensão do barramento CC, para o Teste 4. Neste teste os valores dos indutores virtuais (L_v) de S3 e S4 foram alterados de forma a ilustrar o comportamento da tensão do barramento CC, quando valores grandes L_v passam a ser adotados no sistema, nesse caso adotou-se o valor de 60 mH que foi o valor limite para preservar a estabilidade do sistema geral. Assim como visualizado no teste de variação da carga na Figura 5.5, em t_1 , S3 apresenta uma sobressinal em relação a S1 de 0,52%, e S4 apesar de amortecer as oscilações, apresenta transitórios consideráveis que pode levar a instabilidade do sistema. Em t_2 , conforme ilustrado na Figura 5.7b, é possível visualizar as curvas da tensão do barramento. Nessa etapa, S3 continua a ter

um sobressinal percentual de 0,49%, e S4 passa a não amortecer na proporção visualizada nos testes anteriores, apresentando um amortecimento de 0,06% nesta etapa, e S2 passa a apresentar o melhor amortecimento com valor de 0,17%. Logo, quando o valor de indutor virtual se torna grande pode levar o sistemas a operar de forma oposta aquela pretendida como pode ser observado para S3, ou apresentar menor amortecimento como S4.

Figura 5.7 – Teste 4 - Comparação de sistemas com variação de tensão de referência; a) Tensão do barramento CC; b) Tensão do barramento CC com ampliação após t_2



Portanto, a partir dos resultados, pode-se afirmar que no controle por impedância virtual, o sistema S4 é a melhor estratégia para reduzir oscilações da tensão no barramento CC, assim como visto nas simulações computações do Capítulo 3. S4 que emprega no ramo direto a constante *droop* em cascata com o filtro de primeira ordem, seguido pela

subtração do ramo paralelo composto por um filtro passa-baixas de primeira ordem e o elemento dinâmico L_v . A razão de S4 ser considerado a melhor opção, é que o indutor virtual atua como um elemento inercial, evitando mudanças abruptas na corrente de saída de cada unidade formadora, o que impacta na tensão do barramento CC. Além disso, S4 pode exercer um efeito neutralizador na indutância de linha, resultando em no melhor amortecimento para o sistema geral.

S3 é segunda melhor estratégia para amortecer as oscilações do sistema, embora, caso ocorra algum erro no projeto do indutor virtual, como apresentado nas Figuras 5.5 e 5.7, o sistema, passa a operar de forma oposta a pretendida, o que não ocorre para o sistema S4 e S2. Embora, S4 passa a ter grandes oscilações ou até mesmo diminuir o amortecimento, S4 ainda continua mantendo o objetivo. Logo, quando o objetivo é facilitar o projeto, com intuito de diminuir as oscilações transitórias, sem empregar um elemento dinâmico, como o L_v , o melhor sistema é o S2. S2 permite amortecer as oscilações e não depende do ajuste do indutor virtual.

Portanto, o controle por impedância virtual atua como um controle descentralizado, oferecendo melhor estabilidade e confiabilidade para a microrrede CC. Na próxima seção serão apresentados os resultados obtidos nos testes utilizando o controle *droop* adaptativo.

5.4 Resultados com Controle *Droop* Adaptativo

Uma potência maior da MCC é imposta para os testes do controle *droop* adaptativo utilizando o *controller hardware-in-the-loop*, com objetivo de manter uma potência suficiente para implementação experimental em laboratório definida para a submissão de um artigo, o que não altera as análises anteriores realizadas. Os novos valores dos controles internos e potência nominal dos elementos da MCC são fornecidos na tabela 5.5. Os mesmos passos descritos no Capítulo 2, para o projeto dos controladores, e no Capítulo 4, para o coeficiente *droop* são realizados.

A seguir estão listados os testes que serão realizados:

- Teste 1: o controle de *droop* convencional é aplicado a microrrede CC, o fluxo de potência, tensão do barramento CC e estado de carga (SoC) do banco de baterias são examinados.
- Teste 2: O controle *droop* adaptativo proposto é incorporado ao sistema. A avaliação de desempenho envolve a análise dos mesmos parâmetros do Teste 1.
- Teste 3: Durante o teste, o controle *droop* adaptativo é desativado deliberadamente, simulando um cenário de perda de comunicação dentro da microrrede CC. Como resultado, o sistema é obrigado a voltar a operar sob controle *droop* convencional, avaliando assim a robustez do controle proposto.

Tabela 5.5 – Parâmetros para os testes no C-HIL para controle *droop* adaptativo.

Especificação	Símbolo	Valor
Parâmetros da microrrede CC		
Tensão nominal do barramento CC	V_{bar}	400 V
Potência da carga	P_c	6 kW
Potência nominal GD	P_{gd}	6 kW
Conversores bidirecionais 1 e 2		
Capacitor	C_b	330 μ F
Indutor	L_b	6,7 mH
Resistência de linha 1	R_{l1}	1,2 Ω
Resistência de linha 2	R_{l2}	2,4 Ω
Indutância de linha 1	L_{l1}	1 μ H
Indutância de linha 2	L_{l2}	1 μ H
Corrente de saída nominal	i_r	12,5 A
Potência de saída nominal	P_o	6 kW
Frequência de chaveamento	f_{sw}	15 kHz
Parâmetros de controle		
Controle de corrente - ganho proporcional	k_{pi_b}	0,0290 Ω
Controle de corrente - ganho integral	k_{ii_b}	33,5
Controle de tensão - ganho proporcional	k_{pv_b}	0,2108
Controle de tensão - ganho integral	k_{iv_b}	51,8
Coefficiente <i>droop</i>	K	2 Ω

Fonte: A autora.

Nos testes subsequentes, P_{o1} e P_{o2} denotam a potência de saída dos conversores CC-CC bidirecionais, chamados de conversores 1 e 2. Da mesma forma, P_{gd} e P_c representam a potência de saída da geração distribuída (GD), e potência da carga, respectivamente. A tensão do barramento CC é indicada por V_{bar} . O estado de carga de cada sistema de armazenamento de energia (SAE) é especificado como SoC_1 (com SoC inicial de 80%) e SoC_2 (com SoC inicial de 85%).

No Teste 1, o controle *droop* é ativado no sistema a partir de t_2 na Figura 5.8. Na Figura 5.8a, inicialmente, apenas o conversor 1 (P_{o1}) fornece potência para carga (P_c). Em t_1 , o conversor 2 (P_{o2}) é conectado ao barramento, e ambos os conversores passam a compartilhar potência, de forma desequilibrada. Nesse instante, os sistemas de armazenamento de energia estão trabalhando no modo de descarga. O conversor 1 fornece mais potência à carga que o conversor 2, devido à diferença de resistência de linha inerente ao sistema, considerada uma variação $\Delta R_l = 2$, que é uma diferença elevada em sistemas reais. Quando o controle de *droop* é aplicado ao sistema, neste caso, $K = 2 \Omega$ para ambos

os conversores formadores de rede, há uma melhoria no compartilhamento de potência. Porém, o compartilhamento de potência ainda é desequilibrado. A diferença de potência (ΔP_o) quando apenas o controle nível zero está presente é de aproximadamente 58%, enquanto, com a ativação do controle *droop*, o valor é de 33%. Com a variação da carga, de t_3 para t_4 , o desequilíbrio no compartilhamento de potência ainda prevalece. A geração distribuída (GD) fornece potência a MCC, a partir de t_5 , fazendo com que (P_{o1}) e (P_{o2}) tenham valor negativo à medida que as unidades de SAEs começam a carregar.

A tensão do barramento CC, conforme ilustrado na Figura 5.8b, o controle de nível zero (de t_0 à t_2) sempre opera próximo ao nível de 400 V, mas apresenta transitórios. Em t_1 , o valor da sobressinal é de 5,06%. Quando o controle *droop* está ativo no sistema, a tensão do barramento opera na faixa de 375-425 V, conforme projeto do controle *droop* para a potência atual utilizada nos testes. À medida que a potência da carga aumenta, a tensão diminui, atingindo um valor mínimo de 380 V. O maior sobressinal é de 6,02% em t_5 , devido à conexão do GD a MCC. Há também incidência de sobressinal, em t_4 , de aproximadamente 4,4%.

O estado de carga (SoC) das baterias é ilustrado na Figura 5.8c. Como as unidades atuam como formadoras da rede, inicialmente, ambas estão descarregando, resultando numa inclinação descendente na curva do estado de carga. SoC_2 permanece com o valor inicial até ser conectado com o sistema em t_1 . A entrada de controle de *droop* não impacta nas curvas SoC em t_2 , embora, as curvas mudem de inclinação nas variações de carga e quando a GD opera no sistema. Essas variações ocorrem nos instantes t_3 , t_4 e t_5 . Em t_3 , a carga aumenta e, por isso, as curvas se tornam ainda mais descendentes pela maior necessidade de potência, voltando para a inclinação anterior t_4 quando a carga volta para o valor inicial. Em t_5 , a GD fornece potência para a carga e carrega as unidades SAEs.

Figura 5.8 – Teste 1 - Controle *droop* convencional; a) Fluxo de potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.

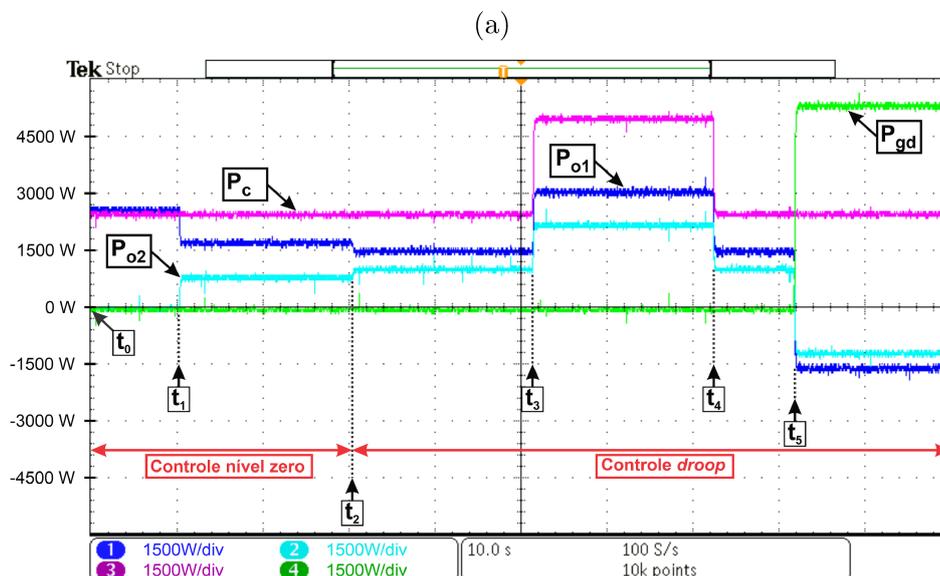
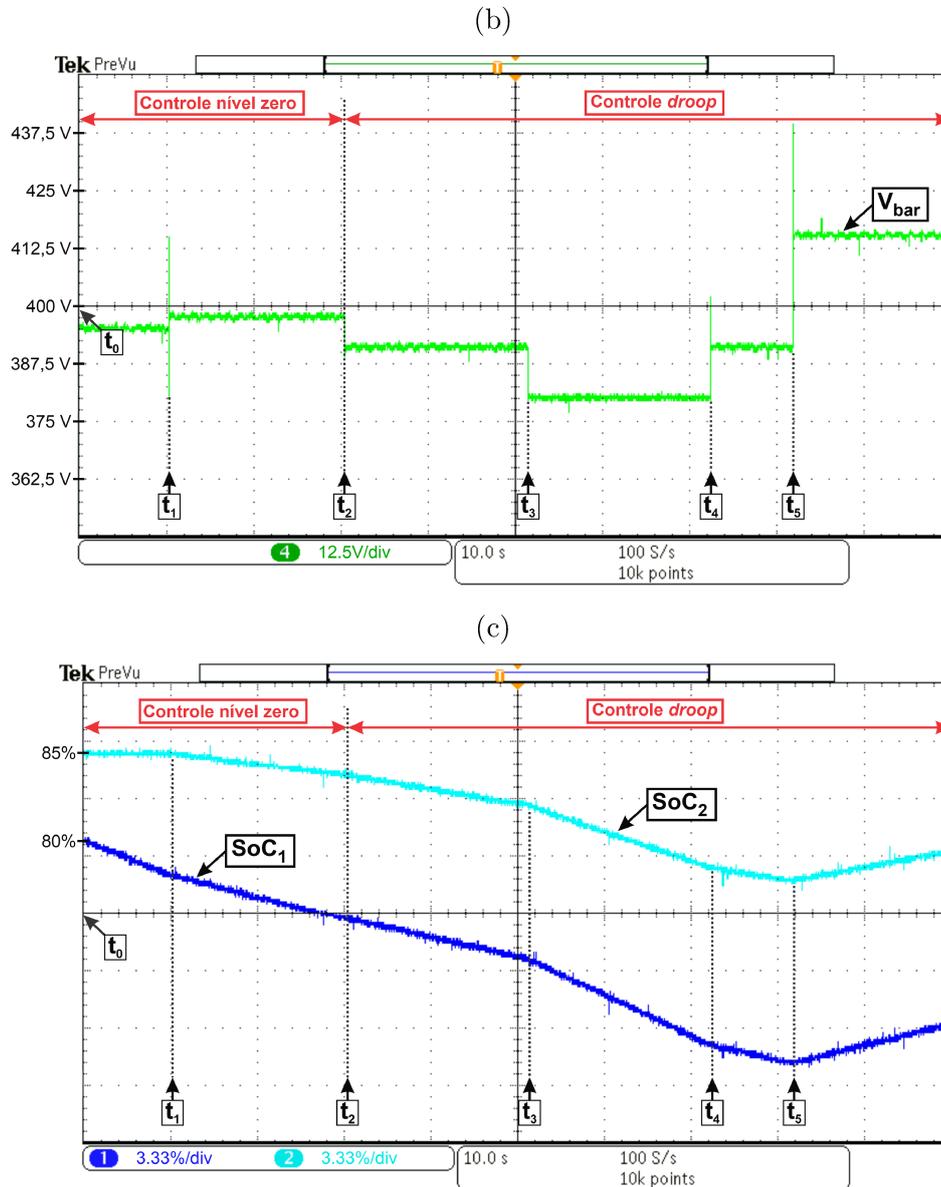


Figura 5.8 – Teste 1 - Controle *droop* convencional; a) Fluxo de potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.



Fonte: A autora.

No Teste 2, apresentado na Figura 5.9, o controle *droop* adaptativo proposto é ativado a partir de t_3 . Neste caso, ΔK varia adaptativamente de acordo com (4.22), já que essa equação depende da variação na resistência da linha (ΔR_l), que pode ser calculado *online* a partir de (4.7). Pode-se observar na Figura 5.8b, que a partir da ativação do controle proposto, em t_3 , o equilíbrio de potência é alcançado, logo $\Delta P_o \approx 0$. Mesmo sob variação de carga (t_4 a t_5), e com a entrada da GD (t_6), o compartilhamento entre as unidades é preciso, uma vez que, o desequilíbrio de potência é determinado pela variação da resistência da linha.

Na Figura 5.9b, a tensão do barramento CC (V_{bar}), para o Teste 2, é analisada. Sob o controle proposto, a tensão do barramento, entre t_4 e t_5 , é de 382,5 V. Enquanto, no Teste

1 anterior (Figura 5.8b), no período equivalente (t_3 a t_4), o valor é de 380 V, indicando uma variação de 4,38%, em contraste dos 5% do Teste 1, em relação a tensão de referência de 400 V.

O estado das cargas dos bancos de baterias (Figura 5.9c), para o Teste 2, apresenta o mesmo comportamento explicado anteriormente. Inicialmente, os SAEs estão descarregando, por isso as curvas são descendentes. As alterações nas curvas ocorrem nas variações da carga (t_4 e t_5) e quando a GD é conectada ao sistema (t_5). A diferença entre as curvas dos SoCs sob o controle proposto é menor do que aquela apresenta pela Figura 5.8c. Logo, para o Teste 1, em t_5 , a diferença entre as curvas é de 14,68% tendo como referência o SoC_1 . Enquanto neste teste, em t_6 , essa variação é de 8,36%.

Figura 5.9 – Teste 2 - Controle *droop* adaptativo; a) Fluxo de potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.

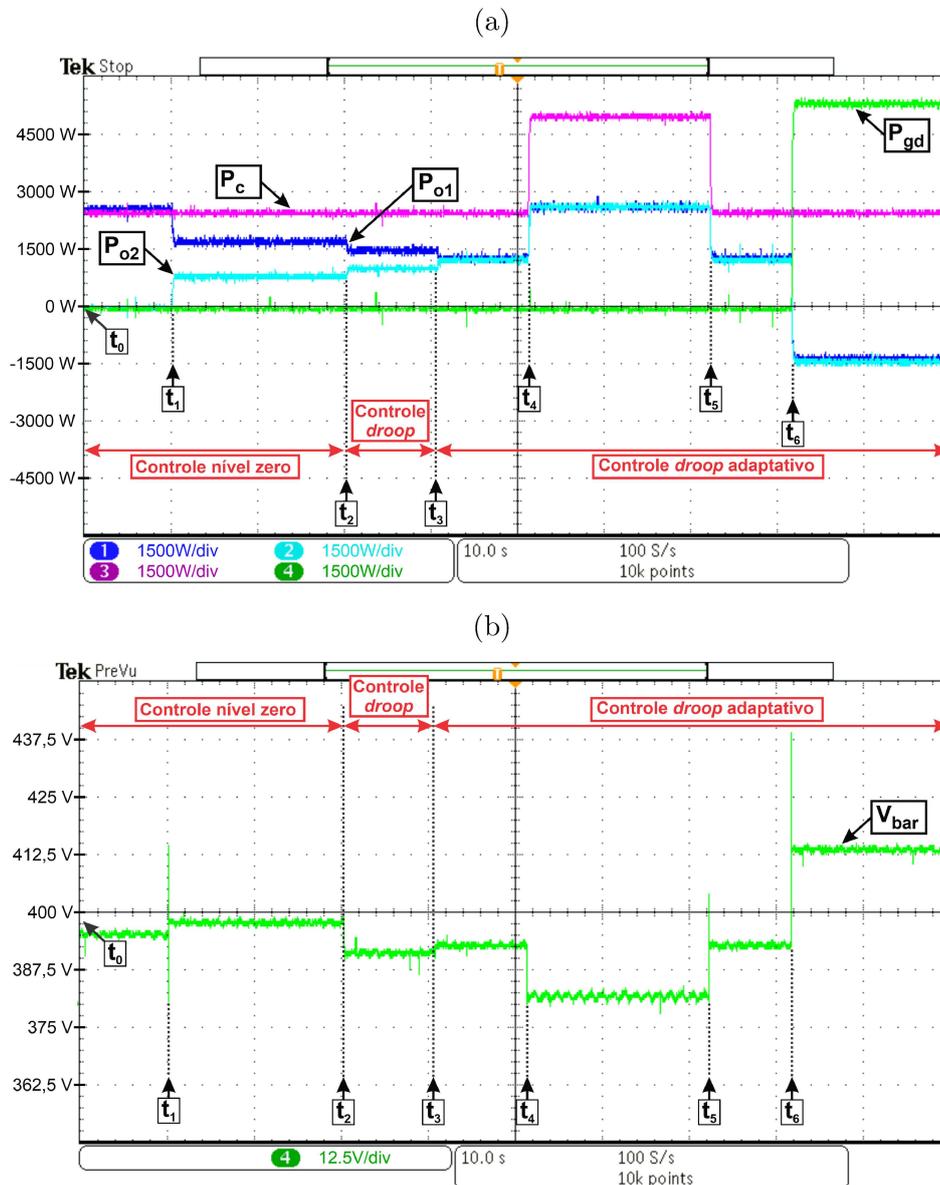
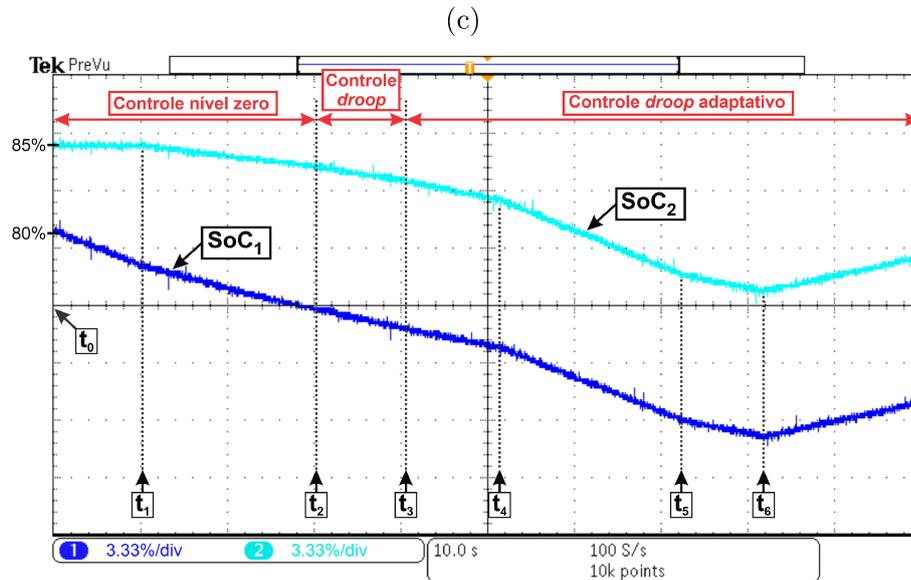


Figura 5.9 – Teste 2 - Controle *droop* adaptativo; a) Fluxo de potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.

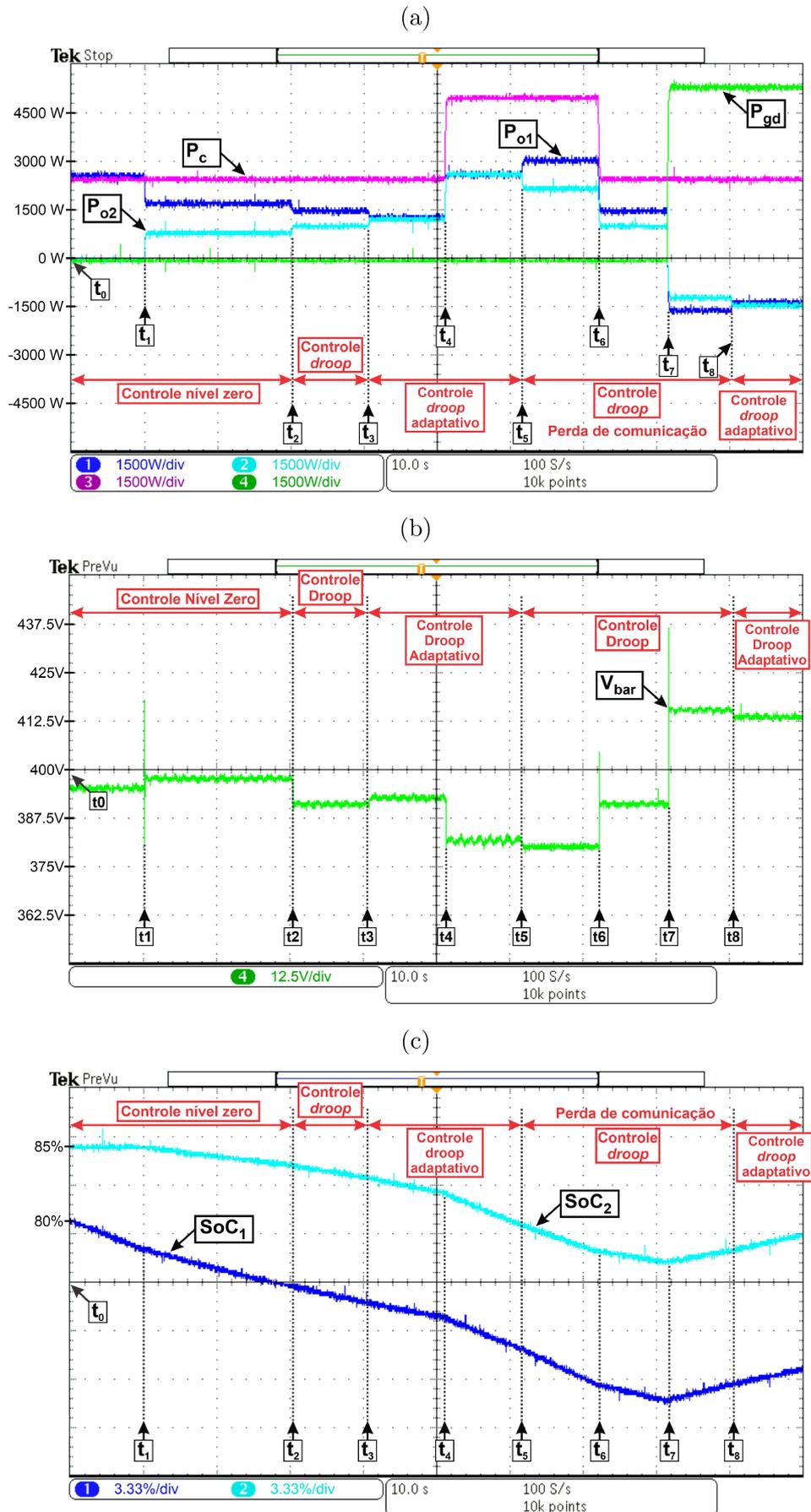


Fonte: A autora.

No Teste 3, representado na Figura 5.10, uma falha de comunicação é introduzida no sistema de t_5 a t_8 . Durante esse período, o sistema opera sob controle *droop* convencional. Mesmo com variação da potência na carga (P_c) e com a conexão da GD ao sistema, o controle atinge o compartilhamento de potência entre as unidades. A tensão do barramento CC (Figura 5.10b), durante o período de perda de comunicação, está sob controle *droop*, permanecendo dentro dos limites calculados. Além disso, as curvas do estado de cargas das baterias, sofrem um desvio maior quando a perda de comunicação está presente, e volta a ser menor quando o controle proposto volta a atuar. Portanto, pode-se observar a robustez da estratégia proposta, quando o controle volta a atuar quando solicitado. Isso se deve ao fato de que, uma vez calculado ΔR_l no controle nível zero, o valor é armazenado, e o ajuste de *droop* pode ser realizado.

A partir dos resultados dessa seção é possível validar a proposta de *droop* adaptativo. Observou-se a melhora no compartilhamento de potência em regime estacionário, na presença de uma grande variação de resistência linha (considerada igual $\Delta R_l = 2$), entre as unidades formadoras de rede, sob uma potência nominal maior (potência nominal de 6 kW). Além disso, a tensão é mantida sempre nos limites previstos no projeto. O desvio dos SoCs das unidades também são reduzidos, conforme as simulações computacionais realizadas no Capítulo 4.

Figura 5.10 – Teste 3 - Controle *droop* adaptativo com simulação da perda de comunicação; a) Fluxo de potência; b) Tensão do barramento CC; c) Estado de carga dos bancos de baterias.



5.5 Considerações Finais

Neste capítulo foram apresentados resultados obtidos no *controller hardware-in-the-loop* para os controles por impedância virtual e *droop* adaptativo. Os testes realizados no C-HIL são simulações em tempo real que aceleram o processo de desenvolvimento. Nesse ambiente, o sistema pode ser modelado como se fosse um sistema real, permitindo a realização de testes em condições extremas que seriam difíceis de executar em sistemas físicos reais. Nos testes utilizando o controle por impedância virtual, o objetivo é amortecer as oscilações transitórias da tensão do barramento CC, sendo utilizando os sistemas S1, S2, S3 e S4. Comparando S1 e S4, há um melhor amortecimento na tensão do barramento CC, tanto nos testes de variação da carga quanto nos testes de variação da tensão de referência. Embora, quando submetido a testes com altos valores de indutor virtual, a eficácia do controle foi comprometida, já que grandes oscilações e diminuição do amortecimento foram apresentadas em S4, o que poderia levar a instabilidade do sistema geral. O segundo melhor controle foi o S3, que emprega em seu ramo direto a constante *droop* em cascata com o filtro de primeira ordem, seguido pela soma do ramo paralelo composto por um filtro passa-baixas de primeira ordem e o elemento dinâmico L_v . Quando submetido a testes com valor do indutor virtual projetado corretamente, o amortecimento foi estabelecido, embora nos testes com valor de indutor virtual alto, essa estratégia passa a não amortecer as oscilações transitórias, evidencia-se, assim, vantagens para S2, que utiliza um filtro passa-baixas de primeira ordem em cascata com a constante *droop*. O S2 apresentou amortecimento em todos os testes realizados. Além disso, essa implementação tem a vantagem da não necessidade do projeto do indutor virtual, embora, apresente menor amortecimento em relação a S3 e S4, em condições que os valores dos indutores virtuais estão bem projetados.

Já para os testes utilizando o controle *droop* adaptativo, a eficácia do uso dos cálculos desenvolvidos foram validados através da análise do fluxo de potência, da tensão do barramento CC e com as curvas do estado de carga das baterias. Quando o controle proposto é ativo na microrrede, o compartilhamento de potência é alcançado, além de manter a tensão do barramento CC nos limites pré-calculados. O desvio das curvas de estado de carga se tornam menores do que aquele apresentado no controle *droop* convencional. Como mencionado, o método proposto apresenta como desvantagens como: a necessidade de uma linha de comunicação para a troca de informações entre os conversores, a vantagem do *plug-and-play* visto no controle *droop* é parcialmente perdido, já que, o sistema pode operar com o controle convencional, mas exige uma investigação quando três ou mais unidades são incrementadas, além disso, exige-se maior processamento de dados uma vez que o cálculo do coeficiente de ajuste *droop* é necessário. Assim, em trabalhos futuros uma investigação detalhada para resolver esses problemas deve ser realizada.

As duas estratégias localizadas no controle primário, cumprem com as suas propostas iniciais, e contribuí no avanço das técnicas de controle em microrredes CC.

Conclusão

Esta dissertação de mestrado apresentou o estudos de dois controles empregados em microrredes CC que podem auxiliar no desenvolvimento científico para essas estruturas. São eles: o controle por impedância virtual e *droop* adaptativo. Os controles fazem parte de uma camada primária de controle, nível acima da camada nível zero que é a de controles internos.

O estudo do controle por impedância virtual demonstrou as técnicas utilizados para obtenção dos parâmetros utilizadas nesse controle como a frequência de corte do filtro passa-baixas de primeira ordem, assim como os métodos para se obter o valor do elemento dinâmico, como o indutor virtual, que pode ser aplicados às microrredes CC. Além disso, a comparação entre quatro principais estratégias demonstrou como cada técnica pode ser aplicada a depender do objetivo pretendido, a fim de melhorar o amortecimento das oscilações transitórias na tensão do barramento CC. Logo, se o objetivo é melhorar o amortecimento em qualquer circunstância adversa, opta-se pela estratégia que engloba o uso de filtro passa-baixas e a subtração do ramo contendo o elemento dinâmico. Por outro lado, a segunda melhor opção é a estratégia que soma o ramo que contém o elemento dinâmico. Porém, essa estratégia possa operar de forma diferente a pretendida quando, por alguma incidência, o valor do elemento dinâmico for alterado para valores altos. Assim, S2 é aplicado quando a simplicidade é preferida, sendo necessário projetar apenas a frequência de corte do filtro passa-baixas.

No estudo do controle *droop* adaptativo proposto, foi demonstrado que a técnica melhora o compartilhamento de potência em regime estacionário para os conversores formadores de rede. A metodologia apresenta vantagens em relação a outras técnicas adaptativas apresentadas na literatura, como a estimativa em tempo real da potência do saída dos conversores, manutenção do desvio entre as curvas de estado de carga do banco de baterias e menor número de variáveis na linha de comunicação. Entretanto, incorre de algumas desvantagens como: a necessidade de uma linha de comunicação para a troca de informações entre os conversores, a vantagem do *plug-and-play* visto no controle *droop* é parcialmente perdido, já que, o sistema pode operar com o controle convencional, mas exige uma in-

investigação quando três ou mais unidades são incrementadas, além disso, exige-se maior processamento de dados uma vez que o cálculo do coeficiente de ajuste *droop* é necessário. Assim, em trabalhos futuros uma investigação detalhada para resolver esses problemas deve ser realizada.

Logo, a partir dos resultados obtidos, pode-se destacar as contribuições desta dissertação relacionadas a comparação das estratégias utilizadas no controle por impedância virtual. Pelo que foi identificado não há uma comparação detalhada realizada na literatura. Os testes paramétricos e análise em malha fechadas deram ênfase em como escolher a faixa de valores de indutor virtual que podem ser utilizados, o que é pouco discutido na literatura. Além disso no controle *droop* adaptativo proposto, demonstrou-se uma boa opção para melhorar o compartilhamento de potência, diferenciando-se da literatura pelo uso da variação da potência de saída para ajuste do coeficiente de *droop*.

Com o estudo feito nesta dissertação, espera-se contribuir para o avanço das estratégias de controle de microrredes CC, promovendo a integração de sistemas elétricos distribuídos no sistema elétrico convencional. Após a análise detalhada das estratégias de controle por impedância virtual e *droop* adaptativo para MCCs, fica evidente os benefícios significativos em termos de eficiência, estabilidade e integração de sistemas de energia distribuída. Além disso, os resultados obtidos tanto em simulações quanto em testes práticos, utilizando a metodologia *C-HIL*, confirmam a viabilidade e eficácia dessas abordagens, ressaltando seu potencial para aprimorar a operação de microrredes CC em ambientes reais.

6.1 Propostas de Trabalhos Futuros

Para continuação dos estudos desta dissertação, em trabalhos futuros, são propostas algumas investigações.

No controle por impedância virtual:

- Estudar outras estratégias de controle que incorporam o capacitor virtual;
- Outros métodos de definição dos valores dos elementos dinâmicos;
- Análises de estabilidade integrada com todas as unidades de sistemas de armazenamento de energia;
- Análise da distribuição de potência para cargas não lineares;
- Implementar e analisar níveis hierárquicos superiores de controle.

No controle *droop* adaptativo:

- a metodologia pode ser redesenhada para priorizar o desequilíbrio dos estados de carga entre bancos de baterias, ao invés do desvio de potência, o que tende a preservar o ciclo de vida do sistema de armazenamento de energia;

- Análise da distribuição de potência para cargas não lineares;
- Formulação pode ser expandida para mais conversores em paralelo na microrrede, visando capacidades *plug-and-play* e resultados experimentais;
- Implementar e analisar níveis hierárquicos superiores de controle;
- Estudos para redes de comunicação esparsa via teoria de grafos.

6.2 Produção Bibliográfica

Os estudos realizados nesta dissertação em colaboração com o Núcleo de Pesquisa em Eletrônica de Potência (NUPEP), da Universidade Federal de Uberlândia e o Laboratório de Eletrônica de Potência (LEPO) da Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP) foram publicados em periódico e conferência nacional, como listado abaixo:

- 1 SILVEIRA, J. P. C. et al. Power management with BMS to modified interlinking converter topology in hybrid AC/DC microgrid. *Energy Reports*, v. 9, p. 1743–1765, 2023.
- 2 MOURA, B. C. et al. Adaptive Droop Control to Reduce Steady-State Power Imbalances in DC Microgrids. 2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP). *Anais...IEEE*, 26 nov. 2023. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/10408419/>>

6.3 Pedido Registro de Software

- Controle droop adaptativo, processo SEI 23117.038718/2024-42.

Referências

- 1 BARCA, S. Energy, property, and the industrial revolution narrative. *Ecological Economics*, Elsevier B.V., v. 70, n. 7, p. 1309-1315, 2011. ISSN 09218009. <https://doi.org/10.1016/j.ecolecon.2010.03.012>. 1
- 2 REHMAN, W. U. et al. The Penetration of Renewable and Sustainable Energy in Asia: A State-of-the-Art Review on Net-Metering. *IEEE Access*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 8, p. 170364-170388, 2020. ISSN 2169-3536. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3022738>. 1
- 3 MOHTASHAM, J. Review Article-Renewable Energies. *Energy Procedia*, Elsevier B.V., v. 74, p. 1289-1297, 2015. ISSN 18766102. <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2015.07.774>. 1
- 4 PEDDAKAPU, K. et al. A state-of-the-art review on modern and future developments of AGC/LFC of conventional and renewable energy-based power systems. *Renewable Energy Focus*, Elsevier Ltd, v. 43, p. 146-171, 2022. ISSN 17550084. <https://doi.org/10.1016/j.ref.2022.09.006>. 1
- 5 Renewable Energy Agency, I. Renewable capacity statistics 2023 statistiques de capacité renouvelable 2023 estadísticas de capacidad renovable 2023 about irena . [s.n.], 2023. ISBN 978-92-9260-525-4. www.irena.org. 1, 2
- 6 MEHIGAN, L. et al. A review of the role of distributed generation (DG) in future electricity systems. *Energy*, v. 163, p. 822-836, 2018. ISSN 03605442. <https://doi.org/10.1016/j.energy.2018.08.022>. 1
- 7 JAIN, S. et al. Distributed generation deployment: State-of-the-art of distribution system planning in sustainable era. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 77, p. 363–385, 2017. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.04.024>. 1

- 8 ABDMOULEH, Z. et al. Review of optimization techniques applied for the integration of distributed generation from renewable energy sources. *Renewable Energy*, Elsevier Ltd, v. 113, p. 266-280, 2017. ISSN 1879068. <https://doi.org/10.1016/j.renene.2017.05.087>. 1
- 9 PALIWAL, P.; PATIDAR, N. P.; NEMA, R. K. Planning of grid integrated distributed generators: A review of technology, objectives and techniques. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 40, p. 557-570, 2014. ISSN 13640321. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2014.07.200>. 1
- 10 ALLAN, G. et al. The economics of distributed energy generation: A literature review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 42, p. 543-556, 2015. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2014.07.064>. 1
- 11 HOSSAIN, M. A. et al. Evolution of microgrids with converter-interfaced generations: Challenges and opportunities. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 109, p. 160-186, 2019. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.01.038>. 1, 2, 3
- 12 GUERRERO, J. et al. Distributed Generation: Toward a New Energy Paradigm. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 4, n. 1, p. 52-64, mar 2010. ISSN 1932-4529. <https://doi.org/10.1109/MIE.2010.935862>. 2
- 13 PARHIZI, S. et al. State of the art in research on microgrids: A review. *IEEE Access*, IEEE, v. 3, p. 890-925, 2015. ISSN 21693536. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2015.2443119>. 2
- 14 UDDIN, M. et al. Microgrids: A review, outstanding issues and future trends. *Energy Strateg. Rev.*, Elsevier Ltd, v. 49, n. February, p. 101127, 2023. ISSN 2211467X. <https://doi.org/10.1016/j.esr.2023.101127>. 2
- 15 ELSAYED, A. T.; MOHAMED, A. A.; MOHAMMED, O. A. DC microgrids and distribution systems: An overview. *Electric Power Systems Research*, Elsevier B.V., v. 119, p. 407-417, 2015. ISSN 0378779 <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2014.10.017>. 3
- 16 VAN DEN BROECK, G.; STUYTS, J.; DRIESEN, J. A critical review of power quality standards and definitions applied to DC microgrids. *Applied Energy*, Elsevier, v. 229, n. August, p. 281-288, 2018. ISSN 0306261. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2018.07.058>. 3
- 17 MENG, L. et al. Review on Control of DC Microgrids and Multiple Microgrid Clusters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 5, n. 3, p. 928-948, 2017. ISSN 21686785. 3
- 18 EGHTEDARPOUR, N.; FARJAH, E. Distributed charge/discharge control of energy storages in a renewable-energy-based DC micro-grid. *IET Renew. Power Gener.*, v. 8, n. 1, p. 45-57, 2014. ISSN 17521424. <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2012.0112>. 3

- 19 OLIVEIRA, T. R.; Goncalves Silva, W. W. A.; DONOSO-GARCIA, P. F. Distributed Secondary Level Control for Energy Storage Management in DC Microgrids. *IEEE Trans. Smart Grid*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., v. 8, n. 6, p. 2597- 2607, nov 2017. ISSN 1949-3053. <https://doi.org/10.1109/TSG.2016.2531503>. 3
- 20 WANG, S. et al. Virtual-battery based droop control and energy storage system size optimization of a DC microgrid for electric vehicle fast charging station. *Appl. Energy*, Elsevier, v. 259, n. November 2019, p. 114146, 2020. ISSN 03062619. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2019.114146>. 3, 4, 26
- 21 KWON, M.; CHOI, S. Control Scheme for Autonomous and Smooth Mode Switching of Bidirectional DC-DC Converters in a DC Microgrid. *IEEE Trans. Power Electron.*, IEEE, v. 33, n. 8, p. 7094-7104, 2018. ISSN 08858993. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2753845>. 3
- 22 MENG, L. et al. Review on Control of DC Microgrids. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 5, n. 3, p. 1-1, 1 set. 2017. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2017.2690219>. 3
- 23 LIU, B. et al. System Operation and Energy Management of a Renewable Energy- Based DC Micro-Grid for High Penetration Depth Application. *IEEE Trans. Smart Grid*, IEEE, v. 6, n. 3, p. 1147-1155, may 2015. ISSN 1949-3053. <https://doi.org/10.1109/TSG.2014.2374163>. 3, 4
- 24 IOVINE, A. et al. Nonlinear Control of a DC MicroGrid for the Integration of Photovoltaic Panels. *IEEE Trans. Autom. Sci. Eng.*, IEEE, v. 14, n. 2, p. 524-535, 2017. ISSN 15455955. <https://doi.org/10.1109/TASE.2017.2662742>. 3
- 25 YI, Z. et al. Accurate Power Sharing and Synthetic Inertia Control for DC Building Microgrids with Guaranteed Performance. *IEEE Access*, IEEE, v. 7, p. 63698-63708, 2019. ISSN 21693536. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2915046>. 3
- 26 GOEL, N.; AGARWAL, M. Smart grid networks: A state of the art review. *2015 International Conference on Signal Processing and Communication*, ICSC 2015, IEEE, p. 122-126, 2015. <https://doi.org/10.1109/ICSPCom.2015.7150632>. 3
- 27 SALEH, M.; ESA, Y.; MOHAMED, A. A. Communication-Based Control for DC Microgrids. *IEEE Trans. Smart Grid*, IEEE, v. 10, n. 2, p. 2180-2195, 2019. ISSN 19493053. <https://doi.org/10.1109/TSG.2018.2791361>. 4, 26
- 28 GUO, L. et al. Stability analysis of a DC microgrid with master-slave control structure. *2014 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2014*, IEEE, p. 5682-5689, 2014. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2014.6954180>. 4, 26

- 29 DRAGICEVIC, T.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. A Distributed Control Strategy for Coordination of an Autonomous LVDC Microgrid Based on Power-Line Signaling. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 61, n. 7, p. 3313-3326, jul 2014. ISSN 0278-0046. <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2282597>. 4, 26
- 30 LI, X. et al. Observer-Based DC Voltage Droop and Current Feed-Forward Control of a DC Microgrid. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, v. 9, n. 5, p. 5207-5216, 2018. ISSN 19493053. <https://doi.org/10.1109/TSG.2017.2684178> 4, 26
- 31 XIA, Y. et al. Decentralized coordination control for parallel bidirectional power converters in a grid-connected DC microgrid. *IEEE Trans. Smart Grid*, IEEE, v. 9, n. 6, p. 6850-6861, 2018. ISSN 19493053. <https://doi.org/10.1109/TSG.2017.2725987>. 4, 26
- 32 YUAN, M. et al. Hierarchical control of DC microgrid with dynamical load power sharing. *Appl. Energy*, Elsevier, v. 239, n. November 2018, p. 1-11, 2019. ISSN 03062619. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2019.01.081>. 4, 26
- 33 XIA, Y. et al. Advanced unified decentralised control method with voltage restoration for DC microgrids. *IET Renew. Power Gener.*, v. 10, n. 6, p. 861-871, 2016. ISSN 17521424. <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2015.0433>. 26
- 34 GUERRERO, J. M. et al. Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids-A General Approach Toward Standardization. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 58, n. 1, p. 158-172, jan 2011. ISSN 0278-0046. <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2066534>. 4, 26, 27, 29, 30, 68, 74
- 35 KUMAR, R.; PATHAK, M. K. Distributed droop control of dc microgrid for improved voltage regulation and current sharing. *IET Renew. Power Gener.*, v. 14, n. 13, p. 2499-2506, 2020. ISSN 17521424. <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2019.0983>. 4, 26, 27
- 36 VU, T. V. et al. Robust adaptive droop control for DC microgrids. *Electr. Power Syst. Res.*, Elsevier B.V., v. 146, p. 95-106, 2017. ISSN 03787796. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.01.021>. 4, 66
- 37 MOKHTAR, M.; MAREI, M. I.; EL-SATTAR, A. A. An adaptive droop control scheme for DC microgrids integrating sliding mode voltage and current controlled boost converters. *IEEE Trans. Smart Grid*, v. 10, n. 2, p. 1685-1693, 2019. ISSN 19493053. <https://doi.org/10.1109/TSG.2017.2776281>. 4, 66
- 38 KANDARI, R.; GUPTA, P.; KUMAR, A. Battery state of charge based improved adaptive droop control for power management of a microgrid having large scale renewable generation. *Sustain. Energy Technol. Assessments*, Elsevier Ltd, v. 57, n. January, p. 103146, 2023. ISSN 22131388. <https://doi.org/10.1016/j.seta.2023.103146>. 4

- 39 FERAHTIA, S. et al. Adaptive Droop based Control Strategy for DC Microgrid Including Multiple Batteries Energy Storage Systems. *J. Energy Storage*, Elsevier Ltd, v. 48, n. November 2021, p. 103983, 2022. ISSN 2352152. <https://doi.org/10.1016/j.est.2022.103983>. 4
- 40 HABIBULLAH, A. F.; KIM, K. H. Decentralized Power Management of DC Microgrid Based on Adaptive Droop Control With Constant Voltage Regulation. *IEEE Access*, IEEE, v. 10, n. November, p. 129490-129504, 2022. ISSN 21693536. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3228703>. 4
- 41 SU, J. et al. A Novel State-of-Charge-Based Droop Control for Battery Energy Storage Systems to Support Coordinated Operation of DC Microgrids. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, IEEE, v. 11, n. 1, p. 312-324, 2023. ISSN 21686785. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2022.3149398>. 4
- 42 GODINHO, M. O. et al. SoC-Adaptive Power Sharing Strategy Applied to DC Microgrids Supplied by Multiple Energy Storage Systems. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Ind. Electron.*, IEEE, v. 4, n. 4, p. 1224-1234, 2023. ISSN 2687-9735. <https://doi.org/10.1109/JESTIE.2023.3281258>. 4
- 43 GUERRERO, J. M. et al. Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrids-Part I: Decentralized and Hierarchical Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 4, p. 1254-1262, 2013. <https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2194969>. 6
- 44 HAJIAGHASI, S.; SALEMNIA, A.; HAMZEH, M. Hybrid energy storage system for microgrids applications: A review. *Journal of Energy Storage*, v. 21, p. 543-570, 2019. ISSN 2352-152X. <https://doi.org/10.1016/j.est.2018.12.017>. 6
- 45 XU, Q. et al. Review on Advanced Control Technologies for Bidirectional DC/DC Converters in DC Microgrids. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, v. 9, n. 2, p. 1205-1221, 2021. ISSN 21686785. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2020.2978064>. 7
- 46 CASTILLO-CALZADILLA, T. et al. Is it feasible a massive deployment of low voltage direct current microgrids renewable-based? A technical and social sight. *Renew. Sustain. Energy Rev.*, Elsevier Ltd, v. 161, n. December 2021, p. 112198, 2022. ISSN 18790690. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2022.112198>. 7
- 47 HE, H.; XIONG, R.; FAN, J. Evaluation of lithium-ion battery equivalent circuit models for state of charge estimation by an experimental approach. *Energies*, v. 4, n. 4, p. 582-598, 2011. ISSN 19961073. <https://doi.org/10.3390/en4040582>. 8
- 48 HE, H. et al. Comparison study on the battery models used for the energy management of batteries in electric vehicles. *Energy Convers. Manag.*, Elsevier Ltd, v. 64, p. 113-121, 2012. ISSN 0196890. <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2012.04.014>. 8

- 49 TREMBLAY, O.; DESSAINT, L. A. Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications. *24th Int. Batter. Hybrid Fuel Cell Electr. Veh. Symp. Exhib. 2009, EVS 24*, v. 2, p. 930-939, 2009. 8, 9
- 50 SHEN, P. et al. The co-estimation of state of charge, state of health, and state of function for lithium-ion batteries in electric vehicles. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, IEEE, v. 67, n. 1, p. 92-103, 2018. ISSN 00189545. <https://doi.org/10.1109/TVT.2017.2751613>. 10
- 51 HOW, D. N. et al. State of Charge Estimation for Lithium-Ion Batteries Using Model-Based and Data-Driven Methods: A Review. *IEEE Access*, IEEE, v. 7, p. 136116-136136, 2019. ISSN 21693536. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2942213>. 10
- 52 PILLER, S.; PERRIN, M.; JOSSEN, A. Methods for state-of-charge determination and their applications. *J. Power Sources*, v. 96, n. 1, p. 113-120, 2001. ISSN 03787753. [https://doi.org/10.1016/S0378-7753\(01\)00560-2](https://doi.org/10.1016/S0378-7753(01)00560-2). 10
- 53 PLETT, G. L. Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs - Part 1. *Background. J. Power Sources*, v. 134, n. 2, p. 252-261, 2004. ISSN 03787753. <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2004.02.031>. 10
- 54 XIONG, R. et al. Critical Review on the Battery State of Charge Estimation Methods for Electric Vehicles. *IEEE Access*, IEEE, v. 6, p. 1832-1843, 2017. ISSN 21693536. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2780258>. 10
- 55 HE, L.; GUO, D. An Improved Coulomb Counting Approach Based on Numerical Iteration for SOC Estimation with Real-Time Error Correction Ability. *IEEE Access*, IEEE, v. 7, p. 74274-74282, 2019. ISSN 21693536. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2921105>. 10
- 56 BARBI, I. *Modelagem de conversores CC-CC empregando modelo médio em espaço de estados*. [S.l.]: Edição do Autor, 2014. 13
- 57 DOS SANTOS NETO, P. J. et al. A Proposal to Control Active and Reactive Power in Distributed Generation Systems Using Small Wind Turbines. *IEEE Lat. Am. Trans.*, v. 18, n. 10, p. 1699-1706, 2020. ISSN 15480992. <https://doi.org/10.1109/TLA.2020.9387640>. 16, 122
- 58 CHAVES, E. *Otimização meta heurística e controle baseado no modelo interno aplicados em sistemas de geração fotovoltaica conectados à rede elétrica monofásica*. 1-23 p. Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, nov 2016. <https://repositorio.ufu.br/handle/123456789/17965> 18

- 59 AUGUSTINE, S.; MISHRA, M. K.; LAKSHMINARASAMMA, N. Adaptive droop control strategy for load sharing and circulating current minimization in low-voltage standalone DC microgrid. *IEEE Trans. Sustain. Energy*, IEEE, v. 6, n. 1, p. 132-141, 2015. ISSN 19493029. <https://doi.org/10.1109/TSTE.2014.2360628>. 26, 67
- 60 ASHOK KUMAR, A.; AMUTHA PRABHA, N. A comprehensive review of DC microgrid in market segments and control technique. *Heliyon*, The Author(s), v. 8, n. 11, p. e11694, 2022. ISSN 2405844. <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2022.e11694>. 26
- 61 HAMZEH, M. et al. Power Oscillations Damping in DC Microgrids. *IEEE Trans. Energy Convers.*, IEEE, v. 31, n. 3, p. 970-980, 2016. ISSN 08858969. <https://doi.org/10.1109/TEC.2016.2542266>. 27, 29, 30
- 62 MOHAMED, A. A. et al. Hierarchical control for DC microgrid clusters with high penetration of distributed energy resources. *Electr. Power Syst. Res.*, Elsevier B.V., v. 148, p. 210-219, 2017. ISSN 0378779. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.04.003>. 27
- 63 CHANG, X. et al. An Active Damping Method Based on a Supercapacitor Energy Storage System to Overcome the Destabilizing Effect of Instantaneous Constant Power Loads in DC Microgrids. *IEEE Trans. Energy Convers.*, IEEE, v. 32, n. 1, p. 36-47, 2017. ISSN 08858969. <https://doi.org/10.1109/TEC.2016.2605764>. 27
- 64 LI, F. et al. A Low-pass Filter Method to Suppress the Voltage Variations Caused by Introducing Droop Control in DC Microgrids. *2018 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2018*, p. 1151-1155, 2018. <https://doi.org/10.1109/ECCE.2018.8557455>. 27
- 65 JIN, C. et al. Implementation of hierarchical control in DC microgrids. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, *Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.*, v. 61, n. 8, p. 4032-4042, aug 2014. ISSN 02780046. <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2286563>. 27
- 66 YANG, L. et al. Second Ripple Current Suppression by Two Bandpass Filters and Current Sharing Method for Energy Storage Converters in DC Microgrid. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 5, n. 3, p. 1031-1044, 2017. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2016.2642399>. 27
- 67 LU, X. et al. Stability Enhancement Based on Virtual Impedance for DC Microgrids with Constant Power Loads. *IEEE Trans. Smart Grid*, IEEE, v. 6, n. 6, p. 2770-2783, 2015. ISSN 19493053. <https://doi.org/10.1109/TSG.2015.2455017>. 27, 31
- 68 ZHAO, X. et al. Energy Management Strategy of Multiple Supercapacitors in a DC Microgrid Using Adaptive Virtual Impedance. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, *Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.*, v. 4, n. 4, p. 1174-1185, dec 2016. ISSN 2168-6777. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2016.2601097>. 27

- 69 ZHANG, Y.; Wei Li, Y. Energy management strategy for supercapacitor in droop- controlled dc microgrid using virtual impedance. *IEEE Trans. Power Electron.*, IEEE, v. 32, n. 4, p. 2704-2716, apr 2017. ISSN 08858993. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2571308>. 28
- 70 LIU, S.; SU, P.; ZHANG, L. A virtual negative inductor stabilizing strategy for DC microgrid with constant power loads. *IEEE Access*, IEEE, v. 6, p. 59728-59741, 2018. ISSN 21693536. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2874201>. 28, 29, 31
- 71 GU, Y.; LI, W.; HE, X. Frequency-coordinating virtual impedance for autonomous power management of DC microgrid. *IEEE Trans. Power Electron.*, IEEE, v. 30, n. 4, p. 2328-2337, 2015. ISSN 08858993. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2325856>. 28, 29, 30
- 72 OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2010. 40
- 73 KHORSANDI, A. et al. Automatic droop control for a low voltage DC microgrid. *IET Gener. Transm. Distrib.*, v. 10, n. 1, p. 41-47, 2016. ISSN 17518687. <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2014.1228>. 66
- 74 MOHAMMED, N. et al. Accurate power sharing for islanded DC microgrids considering mismatched feeder resistances. *Appl. Energy, Elsevier Ltd*, v. 340, n. January, 2023. ISSN 03062619. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2023.121060>. 67
- 75 MI, Y. et al. A Power Sharing Strategy for Islanded DC Microgrid with Unmatched Line Impedance and Local Load. *Electr. Power Syst. Res.*, v. 192, n. June 2020, 2021. ISSN 03787796. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2020.106983>. 67
- 76 ZHANG, X.; ZHONG, Q. C.; MING, W. L. Stabilization of a cascaded DC converter system via adding a virtual adaptive parallel impedance to the input of the load converter. *IEEE Trans. Power Electron.*, IEEE, v. 31, n. 3, p. 1826-1832, 2016. ISSN 08858993. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2469720>. 67
- 77 AL-ISMAIL, F. S. DC Microgrid Planning, Operation, and Control: A Comprehensive Review. *IEEE Access*, v. 9, p. 36154-36172, 2021. ISSN 21693536. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3062840>. 74
- 78 LU, X. et al. State-of-charge balance using adaptive droop control for distributed energy storage systems in DC microgrid applications. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, v. 61, n. 6, p. 2804-2815, 2014. ISSN 02780046. <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2279374>. 74
- 79 MIHALIČ, F.; TRUNTIČ, M.; HREN, A. Hardware-in-the-Loop Simulations: A Historical Overview of Engineering Challenges. *Electronics*, v. 11, n. 15, p. 2462, 2022. <https://doi.org/10.3390/electronics11152462>. 92

Modelo de Projeto de Controladores Proporcionais Integrais por Resposta em Frequência

Neste apêndice, serão detalhados os passos seguidos para o projeto dos controladores proporcionais integrais (PIs) utilizados nos controles do conversor bidirecional CC-CC não isolado, do conversor CC-CC buck e do conversor CC-CC boost, conforme apresentado no Capítulo 2, e definido em [57], utilizando o *software* MATLAB.

A.1 Controle Interno de Corrente

Os passos a seguir, descrevem o projeto do controlador proporcional integral (PI) de corrente que tem o objetivo de regular a corrente do indutor do conversor.

O ângulo de compensação da corrente (φ_i) é dado por:

$$\varphi_i = 180^\circ - \angle G_{id}(\omega_{ci}) - MF_i \quad (\text{A.1})$$

em que, $\angle G_{id}(\omega_{ci})$ é ângulo da planta de corrente (relaciona a corrente do indutor com a razão cíclica) na frequência de cruzamento (ω_{ci}), em em malha aberta, e MF é margem de fase desejada na frequência de cruzamento ω_{ci} .

A frequência cruzamento é definida como 1 década abaixo da frequência de chaveamento do conversor. A margem de fase é escolhida para alcançar estabilidade e baixo sobressinal.

A função de transferência do controlador PI de corrente (PI_i) é definido em (A.2).

$$PI_i(s) = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{s} \quad (\text{A.2})$$

Em que, K_{pi} é ganho proporcional para o controlador de corrente calculado como,

$$K_{pi} = \left\{ \sqrt{1 + \left(\frac{1}{t_{ii} \times \omega_{ci}} \right)^2} \times |G_{id}(\omega_{ci})| \right\}^{-1} \quad (\text{A.3})$$

em que, $|G_{id}(\omega_{ci})|$ é magnitude da planta de corrente $G_{id}(s)$ em ω_{ci} , e t_{ii} é o tempo de integração do controlador dado por (A.4).

$$t_{ii} = \frac{1}{\omega_{ci} \times \tan(\varphi_i)} \quad (\text{A.4})$$

Usando (A.3) e (A.4), é possível calcular o ganho K_{ii} segundo (A.5),

$$K_{ii} = \frac{K_{pi}}{t_{ii}} \quad (\text{A.5})$$

A.2 Controle Externo de Tensão

Este controle tem por objetivo controle da tensão de saída do conversor. A análise similar ao controle empregado para o controle de corrente pode ser desenvolvido aqui. Pode-se entender o controle anterior de corrente como um sistema em malha fechada $M_{cfi}(s)$.

$$M_{cfi}(s) = \frac{G_{id}(s)PI_i(s)}{1 + G_{id}(s)PI_i(s)} \quad (\text{A.6})$$

A planta a ser considerada será a cascata da planta em malha fechada de corrente $M_{cfi}(s)$ com a planta de tensão $G_{vi}(s)$ em relação a corrente do indutor, dada por $G_{va}(s)$.

$$G_{va}(s) = M_{cfi}(s)G_{vi}(s) \quad (\text{A.7})$$

Logo, o ângulo de compensação da tensão φ_v é dado por:

$$\varphi_v = 180^\circ - \angle G_{va}(\omega_{cv}) - MF_v \quad (\text{A.8})$$

em que, $\angle G_{va}(\omega_{cv})$ é ângulo da planta da planta em cascata em malha aberta, e MF_v é margem de fase desejada na frequência de cruzamento ω_{cv} .

A frequência cruzamento é definida como 1 década abaixo da frequência de cruzamento, da malha de corrente. A margem de fase é definida, assim como, na malha de corrente. O controlador PI de tensão pode ser definido por (A.9).

$$PI_v(s) = \frac{K_{pv}s + K_{iv}}{s} \quad (\text{A.9})$$

As equações para o ganho proporcional K_{pv} , do tempo de integração t_{iv} e, o ganho integral K_{iv} para o controlador de tensão podem ser descritas de forma similar as equações (A.3), (A.4) e (A.5).