UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

PEDRO JOSÉ DOS SANTOS NETO

Proposta de gerenciamento de potência em uma microrrede CC conectada à rede de distribuição e interligação de um sistema eólico usando gerador de relutância variável

Campinas
2021

PEDRO JOSÉ DOS SANTOS NETO

Proposta de gerenciamento de potência em uma microrrede CC conectada à rede de distribuição e interligação de um sistema eólico usando gerador de relutância variável

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na Área de Energia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho

ESTE TRABALHO CORRESPONDE À VERSÃO FINAL
DA TESE DEFENDIDA PELO ALUNO
PEDRO JOSÉ DOS SANTOS NETO, E ORIENTADA
PELO PROF. DR. ERNESTO RUPPERT FILHO

Campinas
2021

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

Sa59p

Santos Neto, Pedro José dos, 1991-
Proposta de gerenciamento de potência em uma microrrede CC conectada à rede de distribuição e interligação de um sistema eólico usando gerador de relutância variável / Pedro José dos Santos Neto. – Campinas, SP : [s.n.], 2021.

Orientador: Ernesto Ruppert Filho.
Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Geração distribuída de energia. 2. Gerenciamento de potência. 3. Energia eólica. 4. Eletrônica de potência. I. Ruppert Filho, Ernesto, 1948-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: A power management proposal for a grid-connected DC microgrid and interconnection of a wind system using the switched reluctance generator
Palavras-chave em inglês:
Distributed energy generation
Reluctance motors
Wind energy
Power electronics
Área de concentração: Energia Elétrica
Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica
Banca examinadora:
Ernesto Ruppert Filho [Orientador]
José Antenor Pomilio
Marcelo Gradella Villalva
Rodrigo Padilha Vieira
Tiago Davi Curi Busarello
Data de defesa: 25-08-2021
Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Identificação e informações acadêmicas do(a) aluno(a)
- ORCID do autor: 0000-0001-6249-1923
- Currículo Lattes do autor: http://lattes.cnpq.br/7639620909227183

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

Candidato: Pedro José dos Santos Neto RA:163709
Data da defesa: 25 de agosto de 2021

Título da Tese: "Proposta de gerenciamento de potência em uma microrrede CC conectada à rede de distribuição e interligação de um sistema eólico usando gerador de relutância variável".

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho (Presidente, FEEC/UNICAMP)
Prof. Dr. José Antenor Pomilio (FEEC/UNICAMP)
Prof. Dr. Marcelo Gradella Villalva (FEEC/UNICAMP)
Prof. Dr. Rodrigo Padilha Vieira (Universidade Federal de Santa Maria)
Prof. Dr. Tiago Davi Curi Busarello (Universidade Federal de Santa Catarina)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no SIGA (Sistema de Fluxo de Dissertação/Tese) e na Secretaria de Pós-Graduação da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

Aos meus avós, Seu Francisco e Dona Neide (*in memoriam*), por tudo que fizeram por mim.

Agradecimentos

Agradeço,

Aos meus pais Kátia Soraya Pereira dos Santos e Pedro José dos Santos Filho (*in memoriam*).

Aos meus irmãos João Paulo e Carlos Eduardo.

À minha esposa Osmara, pelo amor e companhia ao longo de mais de 10 anos, por me fazer feliz, me aturar e estar sempre ao meu lado. Te amo.

Aos meus tios Cosme, Damião, Franscisquinho e Daniel. Às minhas tias Helenita, Tété, Carminha, Neta, Lurdinha.

Aos amigos que estão ou já passaram pelo Laboratório. Do LEPO 1: João Pedro, Elmer, Marcelo, Adson, Ramon e Paulo. Do LEPO 2: Hugo, Tisciane, Marcos, Dante, Daniel. Do LEPO 3: Rolando e Sam.

A todos os amigos que fiz durante o período de intercâmbio na Dinamarca. Em especial: Allan Cupertino (o feio) e João Martins (Victor do Penedo), pelas melhores conversas e viagens inesquecíveis.

Aos professores Dr.Josep Guerrero e Dr.Juan Vasquez, da *Aalborg University*, pela oportunidade de trabalharmos juntos.

Ao coorientador, Prof.Dr.Tárcio André, pela amizade e ajuda no cotidiano do projeto.

Ao orientador, Prof.Dr.Ernesto Ruppert Filho, pela oportunidade de estudar e desenvolver pesquisa em uma das melhores universidades da América Latina.

À Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC) da Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP).

Ao apoio financeiro processo nº **2017/21087-8** da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP).

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPQ).

A todos aqueles que não foram citados devido à minha memória que continua vertiginosamente falha, sintam-se agradecidos.

He not busy being born is busy dying.

Bob Dylan

Resumo

Neste trabalho de pesquisa de doutorado investigou-se a operação de duas tecnologias em discussão atualmente em sistemas de energia elétrica: as microrredes elétricas de corrente contínua (CC) integradas à rede de distribuição convencional em corrente alternada (CA) e o gerador de relutância variável (GRV) para aplicação em um sistema eólico de geração distribuída de pequeno porte. O foco da abordagem realizada neste trabalho consiste no estudo do gerenciamento de potência dentro da microrrede CC, considerando o fluxo bidirecional estabelecido pela fonte renovável de energia elétrica, cargas locais, um sistema de armazenamento de energia (SAE) formado por bancos de baterias, e a integração com a rede elétrica CA de distribuição. As principais técnicas de gerenciamento de potência (*power management systems* - PMS) em microrredes CC são comparadas qualitativamente para embasar a escolha da estratégia de controle utilizada neste sistema em estudo. Propõe-se uma técnica de gerenciamento de potência do tipo mestre-seguidor baseada em inércia virtual para o sistema de armazenamento de energia, o que garante maior flexibilidade e autonomia para a microrrede CC em estudo. Em caso de falha na linha de comunicação, uma estratégia de *droop* modificado é utilizada como suporte para aumento da confiabilidade do sistema. Este trabalho propõe ainda a otimização do desempenho do GRV para aplicações em sistemas eólicos. A otimização é realizada através da escolha adequada dos parâmetros de controle da máquina elétrica, utilizando a técnica de planejamento de experimentos computacionais, com objetivo de maximizar a eficiência da geração e reduzir a ondulação de torque eletromagnético. Mostra-se que o uso do GRV na microrrede introduz componentes de distorção não desejadas no barramento CC. As frequências dessas componentes são propagadas nas correntes elétricas injetadas na rede de distribuição, reduzindo a qualidade da energia elétrica do sistema. Um conversor CC-CC bidirecional de interface é utilizado para obter o desempenho ótimo do GRV conectado à microrrede CC, bem como para mitigar parte das distorções de tensão causadas pela conexão do GRV. Os resultados experimentais apresentados neste texto validam a aplicabilidade do sistema de gerenciamento de potência proposto para microrredes CC operando no modo conectado à rede elétrica de distribuição. Além disso, os resultados obtidos indicam que o sistema eólico com GRV otimizado, utilizando o conversor de interface, apresenta desempenho superior em relação à estratégia convencional de conexão direta, comumente

encontrada na literatura. Com os estudos realizados nesta tese, espera-se contribuir para a viabilidade técnica da integração de geração eólica distribuída com GRV em microrredes de corrente contínua, com o intuito de aprimorar os sistemas modernos de distribuição de energia elétrica.

Palavras-chave: microrredes CC, gerenciamento de potência, inércia virtual, gerador de relutância variável, sistema eólico, conversor eletrônico de potência de interface.

Abstract

This Ph.D. thesis investigates the operation of two emergent technologies: the DC microgrids integrated into the AC utility grid and the switched reluctance generator (SRG) for application in small wind systems as distributed generation. The approach in this thesis is the study of the power management inside the DC microgrid, considering the bidirectional power flow established by the renewable energy resource, local loads, energy storage system, and the microgrid integration to the AC utility grid. The main power management techniques for DC microgrids are benchmarked to base the choice of the control strategy applied to the system under study. A master-follower power management strategy based on virtual inertia is proposed for the energy storage system, which returns to the microgrid increased flexibility and autonomy. In the event of a communication line failure, an adaptive droop strategy is applied as a backup to improve the system's reliability. Another proposal is the SRG performance optimization for wind systems application using the optimal control parameters obtained through the technique called design of computational experiments. The goal is to maximize the generator efficiency and reduce the electromagnetic torque ripple. It is shown that the SRG connection to the microgrid introduces undesired distortion components into the DC bus. These frequency components are propagated to the electric currents injected into the utility grid, thus reducing the system power quality. A bidirectional DC-DC interface converter is used to obtain the SRG optimum performance when connected to the microgrid. Moreover, the interface converter adds a filter functionality to mitigate part of the undesired frequency components. The experimental results presented in this thesis validate the proposed power management applicability. In addition, the obtained results indicate that the SRG wind system using the interface converter returns better performance compared to the conventional direct connection approach.

Key-words: DC microgrids, power management system, virtual inertia, switched reluctance generator, wind system, interface converter.

Lista de Figuras

2.1 Comparação entre estruturas de microrredes elétricas: a) microrrede em corrente alternada; b) microrrede em corrente contínua. 35
2.2 Métodos de gerenciamento de energia em uma microrrede CC: a) controle descentralizado; b) controle hierárquico centralizado; c) controle hierárquico distribuído; d) controle mestre-seguidor. 37
2.3 Estrutura da máquina de relutância variável trifásica 12/8 e perfis de indutância e torque eletromagnético. 45
2.4 Conversor para acionamento do GRV: a) AHB trifásico; b) etapa de excitação; c) etapa de geração. 48
2.5 Acionamento do gerador de relutância variável por histerese de corrente e por pulso único (adaptada de [191]) 49
2.6 Estrutura da microrrede CC proposta para estudo. 56

3.1 Estrutura do conversor fonte de tensão (VSC) interligando a microrrede CC à rede elétrica de distribuição CA. 61
3.2 Estrutura de controle do VSC. Grupo A: SRF-PLL e gerador de referência síncrona *dq*. Grupo B: malha externa de controle de tensão. Grupo C: malha interna de controle de corrente e modulador SPWM. 63
3.3 Estrutura do SRF-PLL utilizado. 64
3.4 Diagrama de controle do conversor fonte de tensão. Cada bloco representa uma função de transferência descrita no texto. 65
3.5 Diagrama de bode da malha interna de corrente com compensador. 66
3.6 Diagrama de bode da malha externa de tensão com compensador. 67
3.7 Modelo elétrico geral de um banco de baterias. 68
3.8 Conversor CC-CC bidirecional do SAE. 70
3.9 Controle do conversor CC-CC bidirecional do SAE. 70
3.10 Diagrama de controle do sistema de armazenamento de energia. 71

3.11 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. 72
3.12 Carga de potência constante emulada com uso de um conversor CC e carga resistiva. 74
3.13 Tensão característica do controle por *droop* em função da corrente de saída do conversor. 75
3.14 Implementação do gerenciamento de potência baseado no controle por *droop*. a) controle do VSC que substitui o grupo B da Figura 3.2; b) controle do SAE integrado ao esquema de controle mostrado na Figura 3.9. 76
3.15 Característica de *droop* adaptativo em função da corrente de saída e do estado de carga do banco de baterias. 77
3.16 Implementação do gerenciamento de potência baseado em *droop* adaptativo no controle do sistema de armazenamento de energia, o qual é integrado ao esquema de controle mostrado na Figura 3.9. 78
3.17 Implementação do gerenciamento de potência baseado no controle hierárquico: a) camada secundária centralizada; b) camada primária do VSC substituindo o grupo B da Figura 3.2; c) camada primária do SAE integrada ao esquema mostrado na Figura 3.9. 80
3.18 Função de gerenciamento utilizada como BMS baseada no estado de cargas (SOC) do banco de baterias: a) operação de carga do banco de baterias; b) operação de descarga do banco de baterias. 82
3.19 Implementação do controle do SAE com estratégia de gerenciamento de potência baseado na técnica mestre-seguidor proposta. 83
3.20 Curva característica do *droop* melhorado em função da corrente elétrica de saída. a) curva de *droop* do SAE; b) curva de *droop* do VSC. 84
3.21 Implementação do gerenciamento de potência baseado no método por *droop* modificado. a) controle por *droop* modificado do VSC substituindo o grupo B da Figura 3.2; b) controle por *droop* modificado do SAE integrado ao esquema mostrado na Figura 3.9. 85
3.22 Plataforma experimental utilizada para simular a microrrede CC. (CROM - *Center of Research on Microgrids, Aalborg, Dinamarca.*) 88
3.23 Avaliação experimental do fluxo de potência da geração distribuída (P_{dg}) e da carga consumidora (P_{load}). 88
3.24 Avaliação experimental para o controle por *droop*: a) fluxo de potência do VSC (P_{vsc}) e do SAE (P_{bess}); b) estado de carga estimado do SAE (soc) e variação do barramento CC (V_{bus}). 89

3.25 Avaliação experimental do controle por *droop* adaptativo: a) fluxo de potência do VSC (P_{vsc}) e do SAE (P_{bess}); b) estado de carga estimado do SAE (soc) e variação do barramento CC (V_{bus}). 91
3.26 Avaliação experimental do controle hierárquico: a) fluxo de potência do VSC (P_{vsc}) e do SAE (P_{bess}); b) estado de carga estimado do SAE (soc) e variação do barramento CC (V_{bus}). 92
3.27 Avaliação experimental da estratégia mestre-seguidor proposta: a) fluxo de potência do VSC (P_{vsc}) e do SAE (P_{bess}); b) estado de carga estimado do SAE (soc) e variação do barramento CC (V_{bus}). 93
3.28 Avaliação experimental do controle por *droop* modificado proposto: a) fluxo de potência do VSC (P_{vsc}) e do SAE (P_{bess}); b) estado de carga estimado do SAE (soc) e variação do barramento CC (V_{bus}). 94

4.1 Visão detalhada da microrrede CC estudada. O sistema de potência e respectivos controles são apresentados. A linha de comunicação é representada na cor laranja. A estratégia PMS, foco deste capítulo, é mostrada no grupo *A*. 101
4.2 Modelos equivalentes simplificados das estratégias utilizadas para compor o PMS proposto: a) método mestre-seguidor com inércia virtual (P1); b) método por *droop* modificado (P2). 103
4.3 Estratégia de gerenciamento de potência usando a técnica mestre-seguidor com adição de inércia virtual. 108
4.4 Malha de controle do sistema de armazenamento de energia, operando no modo de controle de corrente (M2), com a estratégia proposta de gerenciamento de potência mestre-seguidor adicionada da inércia virtual (P1). . . . 110
4.5 Diagramas de Nyquist considerando a variação paramétrica do PMS-P1 proposto. As setas indicam o sentido de crescimento dos parâmetros: a) parâmetro J_p variando de 0,1 a 10; b) parâmetro D_p variando de 0,1 a 10. . 113
4.6 Mapeamento de polos e zeros para variação dos parâmetros da inércia virtual no PMS. As setas indicam a marcha dos polos dominantes quando os parâmetros aumentam: a) parâmetro J_p variando de 0,1 a 10; b) parâmetro D_p variando de 0,1 a 10. 115
4.7 Resposta a um degrau de potência de 1000 W sobre a função de transferência $G_{clpms}(s)$ com variação dos parâmetros da inércia virtual: a) parâmetro J_p variando de 0,1 a 10; b) parâmetro D_p variando de 0,1 a 10. 116
4.8 Tensões trifásicas de fase obtidas do emulador da rede de distribuição CA. 118
4.9 Predefinição do fluxo de potência utilizado em todos os testes experimentais. Em azul escuro: potência da carga. Em azul claro: potência na geração distribuída. 119

4.10 Resultados experimentais para o fluxo de potência do SAE e da rede de distribuição quando $J_p = 1,0$ e $D_p = 1,0$. a) Em azul escuro: potência no VSC. Em azul claro: potência no SAE. b) Em verde: estado de carga estimado para o banco de baterias. Em roxo: tensão do barramento CC. . 120
4.11 Resultados experimentais para o fluxo de potência do SAE e da rede de distribuição quando $J_p = 0,1$ e $D_p = 1,0$. a) Em azul escuro: potência no VSC. Em azul claro: potência no SAE. b) Em verde: estado de carga estimado para o banco de baterias. Em roxo: tensão do barramento CC. . 122
4.12 Resultados experimentais para o fluxo de potência do SAE e da rede de distribuição quando $J_p = 5,0$ e $D_p = 1,0$. a) Em azul escuro: potência no VSC. Em azul claro: potência no SAE. b) Em verde: estado de carga estimado para o banco de baterias. Em roxo: tensão do barramento CC. . 123
4.13 Resultados experimentais para o fluxo de potência do SAE e da rede de distribuição quando $J_p = 1,0$ e D_p varia. Em azul escuro: potência no VSC. Em azul claro: potência no SAE. a) $D = 0,5$; b) $D = 2,0$. 124
4.14 Resultados experimentais para o fluxo de potência do SAE e da rede de distribuição considerando atraso na linha de comunicação. a) atraso de 300 ms; b) atraso de 1 s; c) atraso de 2 s. 126
4.15 Resultados experimentais para o fluxo de potência do SAE e da rede de distribuição com comutação entre os modos de PMS P1-P2. a) Em azul escuro: potência no VSC. Em azul claro: potência no SAE. b) Em verde: estado de carga estimado para o banco de baterias. Em roxo: tensão do barramento CC. 128

5.1 GRV conectado ao barramento CC da rede de distribuição utilizando um conversor CC-CC bidirecional de interface. Detalhe A: modos de operação do GRV. Detalhe B: implementação do controle direto de potência. Detalhe C: Seletor dos parâmetros ótimos. Detalhe D: gerador de pulsos do GRV. Detalhe E: controle do conversor CC-CC bidirecional de interface. Detalhe F: controle de tensão do VSC. Detalhe G: controle de corrente do VSC. . . 134
5.2 Curvas de magnetização obtidas para o GRV utilizado [191, 217]. 140
5.3 Dados das tabelas de busca do modelo da MRV: a) $I(\Phi, \theta)$; b) $T(I, \theta)$ [191, 217]. 141
5.4 Esquema do modelo utilizado para uma fase do GRV [191]. 142
5.5 Programa *DCE-SRG optimization tool* desenvolvido para realização do planejamento de experimentos computacionais com GRV. Número do registro de *software*: BR512019002154-1. 148
5.6 Algoritmo de otimização para os sistemas eólicos com GRV utilizando planejamento de experimentos computacionais 149

5.7 Parâmetros ótimos de controle para os sistemas eólicos com GRV com e sem o uso do conversor de interface. a) angulo de ligação, θ_{on}; b) angulo de desligamento, θ_{off}; c) tensão de excitação do GRV, V_{grv}; d) avaliação da função custo. 152
5.8 Representação da ondulação de tensão de saída do GRV. Figura ilustrativa, não representa as variáveis em escala. 153
5.9 Forma canônica em pequenos sinais de conversores CC-CC operando em CCM [280]. 157
5.10 Diagrama de bode da função $G_{vg}(s)$ para o conversor de interface projetado com variação do ciclo de trabalho médio $0,0 < D_b < 0,5$. 159
5.11 Bancada de testes implementada para avaliação da conexão do GRV com a rede elétrica 161
5.12 Resultados experimentais da comparação a 950 rpm. a) sistema eólico com GRV diretamente conectado; b) sistema eólico com GRV e conversor de interface proposto. 162
5.13 Análise da FTT das correntes na rede a 950 rpm para os sistemas com conexão direta e com conversor de interface: a) espectro em baixa frequência; b) espectro em alta frequência. 163
5.14 Resultados experimentais da comparação a 1250 rpm. a) sistema eólico com GRV diretamente conectado; b) sistema eólico com GRV e conversor de interface proposto. 165
5.15 Análise da FTT das correntes na rede a 1250 rpm para os sistemas com conexão direta e com conversor de interface: a) espectro em baixa frequência; b) espectro em alta frequência. 166
5.16 Avaliação experimental da eficiência global dos sistemas com e sem o uso do conversor de interface. 167
5.17 Avaliação experimental da ondulação de torque mecânico para os sistemas com e sem o uso do conversor de interface. 168
5.18 Avaliação experimental da distorção total de corrente de saída para os sistemas com e sem o uso do conversor de interface. 169

Lista de Tabelas

3.1 Parâmetros do VSC 64
3.2 Parâmetros do sistema de armazenamento de energia 73
3.3 Comparação entre as estratégias de gerenciamento de potência analisadas. 86

4.1 Parâmetros dos filtros passa-baixas de potência 105
4.2 Limites do estado de carga (SOC) utilizados na função de gerenciamento do banco de baterias. 109
4.3 Descrição dos principais eventos do experimento. 119
4.4 Descrição dos eventos implementados para a comutação do PMS. 127

5.1 Parâmetros do GRV utilizado [191]. 142

Lista de Abreviaturas e Siglas

AHB	*Asymmetric Half-Bridge*
BMS	*Battery Management System*
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
CDP	Controle Direto de Potência
CPL	*Constant Power Load*
DSP	*Digital Signal Processor*
DAQ	*Data Acquisition System*
FEM	*Finite Element Method*
FFT	*Fast Fourier Trasnform*
FPB	Filtro Passa-Baixas
GD	Geração Distribuída
GIDA	Gerador de Indução Duplamente Alimentado
GRV	Gerador de Relutância Variável
GSIP	Gerador Síncrono de Imãs Permanente
HVDC	*High Voltage DC System*
IGBT	*Insulated Gate Bipolar Transistor*
IHM	Interface Homem-Máquina
IPM	*Interior Point Method*
LHS	*Latin-Hypercube Sampling*
MF	Margem de Fase
MG	Margem de Ganho
MI	Máquina de Indução
MOSFET	*Metal Oxide Semiconductor Field Effect*
MPPT	*Maximum Power Point Tracking*
MRV	Máquina de Relutância Variável

OFAT	*One Factor at Time*
PAC	Ponto de Acoplamento Comum
PEC	Planejamento de Experimento Computacional
PLL	*Phase-Locked Loop*
PMS	*Power Management System*
PWM	*Pulse Width Modulation*
SAE	Sistema de Armazenamento de Energia
SOC	*State of Charge*
SPWM	*Sinusoidal Pulse Width Modulation*
SRF	*Synchronous Reference Frame*
VCO	*Voltage-Controlled Oscillator*
VSC	*Voltage Source Converter*
VSG	*Virtual Synchronous Generator*
WECS	*Wind Energy Conversion System*

Sumário

1 Introdução **22**

1.1 Motivação e Justificativa 22
1.2 Escopo 25
1.3 Contribuições da tese 27
1.4 Lista de publicações 28
1.4.1 Publicações em periódicos 28
1.4.2 Publicações em congressos 29
1.5 Organização do texto 30

2 Revisão bibliográfica e sistema proposto **32**

2.1 Introdução 32
2.2 Microrredes em corrente contínua 33
2.2.1 Contextualização 33
2.2.2 Gerenciamento de potência em microrredes CC 36
2.2.3 Integração de fontes renováveis 39
2.2.4 Sistema de armazenamento de energia 40
2.2.5 Análise de estabilidade 41
2.2.6 Proteção e operacionalidade 41
2.2.7 Topologias de conversores eletrônicos de potência 41
2.2.8 Sistemas de comunicação 42
2.3 Gerador de relutância variável 42
2.3.1 Contextualização 42
2.3.2 Princípio de operação 44
2.3.3 Modelagem e projeto 46
2.3.4 Acionamento e estratégias de controle 47
2.3.5 Estratégias de otimização 50
2.3.6 Conversores eletrônicos de potência 51
2.3.7 GRV em sistemas eólicos 51

2.3.8 Outras aplicações . . . 53
2.4 GRV em microrredes CC . . . 53
2.5 Microrrede CC em estudo . . . 55
2.6 Considerações Finais . . . 58

3 Avaliação comparativa de estratégias de gerenciamento de potência 59
3.1 Introdução . . . 59
3.2 Modelagem e controle dos componentes . . . 60
3.2.1 Conversor fonte de tensão (VSC) . . . 60
3.2.2 Modelo do banco de baterias . . . 68
3.2.3 Controle do sistema de armazenamento . . . 69
3.2.4 Geração distribuída . . . 73
3.2.5 Cargas consumidoras . . . 73
3.3 Estratégias de gerenciamento de potência . . . 74
3.3.1 Controle por *droop* . . . 74
3.3.2 Controle por *droop* adaptativo . . . 76
3.3.3 Controle hierárquico . . . 78
3.3.4 Controle mestre-seguidor . . . 80
3.3.5 Controle por *droop* modificado . . . 83
3.4 Resumo das técnicas de PMS analisadas . . . 86
3.5 Resultados experimentais . . . 87
3.5.1 Bancada de testes . . . 87
3.5.2 Desempenho das estratégias de gerenciamento de potência . . . 87
3.6 Considerações finais . . . 95

4 Proposta de PMS e técnica de inércia virtual 97
4.1 Introdução . . . 97
4.2 Avaliação da microrrede CC . . . 100
4.2.1 Sistema estudado . . . 100
4.2.2 Análise de operação . . . 102
4.3 PMS com inércia virtual . . . 105
4.3.1 Conceito de inércia virtual . . . 106
4.3.2 Implementação do PMS com inércia virtual . . . 108
4.3.3 Análise de estabilidade . . . 110
4.3.4 Análise paramétrica . . . 114
4.3.5 Resumo da avaliação . . . 117
4.4 Resultados experimentais . . . 117
4.4.1 Ajustes iniciais . . . 118
4.4.2 Fluxo de potência e gerenciamento do SOC . . . 119
4.4.3 Variação paramétrica . . . 121

4.4.4 Influência do atraso na comunicação . . . 125
4.4.5 Comutação entre modos de PMS . . . 127
4.5 Considerações finais . . . 129

5 Interligação de um sistema eólico distribuído com GRV 130
5.1 Introdução . . . 130
5.2 Sistema eólico avaliado . . . 133
5.2.1 Turbina eólica . . . 133
5.2.2 Modos de operação do GRV . . . 134
5.2.3 Controle direto de potência . . . 135
5.2.4 Seletor de parâmetros ótimos e gerador de pulsos . . . 136
5.2.5 Conversor bidirecional de interface . . . 136
5.2.6 Conversor fonte de tensão . . . 138
5.3 Otimização do sistema eólico com GRV . . . 139
5.3.1 Modelo do GRV utilizado . . . 139
5.3.2 Desempenho ótimo do GRV . . . 142
5.3.3 Parâmetros de controle . . . 143
5.3.4 Planejamento de experimentos computacionais . . . 144
5.3.5 Algoritmo proposto . . . 147
5.3.6 Resultados da otimização . . . 151
5.4 Melhoria na qualidade de energia . . . 152
5.4.1 Ondulação de tensão de saída do GRV . . . 153
5.4.2 Efeito sobre a qualidade de energia injetada na rede . . . 155
5.4.3 Característica de filtragem do conversor de interface . . . 157
5.5 Resultados Experimentais . . . 160
5.5.1 Resultados em baixas velocidades . . . 161
5.5.2 Resultados em altas velocidades . . . 164
5.5.3 Avaliação de desempenho . . . 165
5.6 Considerações finais . . . 170

6 Conclusões 171

Bibliografia 174

Capítulo 1

Introdução

1.1 Motivação e Justificativa

O sistema de distribuição de energia elétrica em corrente alternada convencional é basicamente o mesmo desde o início do século XX. A evolução tecnológica nesses sistemas ficou concentrada no desenvolvimento de técnicas e equipamentos para redução de perdas elétricas, identificação de falhas e fraudes, e aprimoramento do sistema de operação e proteção. Contudo, o desenvolvimento de soluções modernas de monitoramento, comunicação e serviços informatizados evidenciam a defasagem dos sistemas de distribuição em um mundo digitalizado. O conceito de redes elétricas inteligentes (*smart grids*) é pautado justamente pela integração de conceitos tecnológicos modernos, como internet das coisas, *BigData*, e inteligência artificial ao sistema elétrico de distribuição [1]. O próprio modelo centralizado do sistema é questionado quando comparado com a concepção de uma estrutura não-centralizada denominada de geração distribuída (GD).

No sistema convencional, utilizado desde o início da transmissão de energia elétrica, a geração de energia é centralizada em grandes plantas, tipicamente afastadas das cargas consumidoras. Essa energia produzida nas grandes usinas é transmitida por meio de linhas de transmissão em um nível de tensão elevado. A tensão é, então, abaixada por unidades de distribuição, as quais são responsáveis por entregar energia aos consumidores de maneira unidirecional [2]. Em uma estrutura não-centralizada para geração de energia elétrica, permite-se a inclusão de geração distribuída entre o sistema de distribuição e as cargas consumidoras. Com isso, a produção de energia é bidirecional, tornando o sistema elétrico mais dinâmico, moderno e confiável. No modelo de geração distribuída, as fontes de energia elétrica são locais, de pequeno ou médio porte, preferencialmente oriundas de fontes alternativas limpas e renováveis, usualmente utilizando conversores eletrônicos de potência para processamento de energia [2]. Tem-se, portanto, um novo paradigma na relação entre provedores e consumidores de energia elétrica. Nesse novo paradigma, os consumidores passam a ter a possibilidade de gerar, armazenar e gerenciar parte da

energia que consomem. Com isso, reforça-se a necessidade de sistemas avançados de monitoramento e controle capazes de lidar com a variação da demanda e tarifação de energia no sistema de distribuição.

Enquanto o sistema de distribuição atual é capaz de garantir o fluxo de potência ativa e reativa e a regulação de frequência, mesmo em condições transitórias [1], os sistemas distribuídos não garantem, a priori, tal operação. A excelente regulação do sistema convencional é possível graças a inércia da massa rotativa e a consolidação do controle em paralelo de grandes geradores síncronos centralizados, os quais são responsáveis pela geração da energia. Em sistemas distribuídos, a inércia das unidades geradoras é baixa e o controle dos conversores de potência ainda é alvo de pesquisas, não sendo tão consolidado quanto a operação do sistema convencional. Por conta dos desafios enfrentados pelo uso do modelo de geração distribuída, um conceito mais amplo e estruturado foi desenvolvido, culminando na conceitualização das microrredes de energia elétrica [3, 4].

Uma microrrede de energia elétrica pode ser entendida como um sistema de distribuição de energia em baixa ou média tensão que agrupe geração distribuída, prioritariamente oriunda de fontes renováveis, como a solar ou a eólica, além de sistemas de armazenamento de energia (SAE), e cargas consumidoras locais [5–7]. Essa estrutura pode operar conectada à rede de distribuição convencional, no chamado modo conectado, ou no modo ilhado, quando a rede elétrica convencional não está disponível devido a faltas, eventos atípicos ou operação isolada programada [8, 9]. Em ambos os casos, o principal objetivo dentro da microrrede é garantir autonomia no fluxo de potência dos dispositivos internos. Outros serviços ancilares podem ser providos pelas microrredes, quais sejam: despacho econômico, regulação de tensão e frequência, gerenciamento de reserva de energia e operação ilhada emergencial [9,10]. Além disso, devido ao forte apelo à utilização de fontes alternativas e limpas para geração de energia elétrica em microrredes, essas estruturas podem auxiliar na mitigação de emissão de gases de efeito estufa, formando assim sistemas de energia sustentáveis e modernos [6, 11, 12].

As microrredes em corrente contínua, por sua vez, são estimuladas devido à evolução da eletrônica de potência nas últimas décadas. Essa evolução tem permitido que as desvantagens iniciais da operação em corrente contínua, especialmente no que concerne à dificuldade em se elevar ou abaixar a tensão de transmissão e distribuição de energia, sejam superadas [2, 5]. Nesse sentido, as microrredes CC surgem como potenciais candidatas em sistemas de distribuição de energia elétrica por apresentarem maior simplicidade, eficiência, capacidade de operação e estabilidade, quando comparadas às equivalentes microrredes em corrente alternada [13, 14]. Além disso, a crescente utilização de cargas eletrônicas alimentadas em corrente contínua é um fator fundamental que favorece a utilização de microrredes CC [15]. Essa topologia permite ainda a integração facilitada de fontes renováveis de energia que utilizam alguma etapa de conversão CC-CC para integração ao sistema em corrente alternada [16].

Para o desenvolvimento das microrredes em corrente contínua, é imperativo investigar o gerenciamento e controle dos elementos que as compõem, em especial os sistemas de armazenamento de energia e as fontes de geração distribuída. Os sistema de armazenamento de energia são particularmente importantes para lidar com o problema da característica intermitente de fontes renováveis utilizadas em geração distribuída [1, 17]. Para sistemas de pequeno e médio porte, SAEs baseados em banco de baterias são as principais soluções disponíveis, embora diversas pesquisas com células de combustível, volantes de inércia, e supercapacitores estejam em desenvolvimento [1, 17]. Para banco de baterias, as tecnologias de chumbo-ácido e de íons de lítio são as mais proeminentes. Diversas aplicações industriais para baterias surgiram nas últimas décadas, especialmente no sistema elétrico de potência e em veículos elétricos, fazendo deste um campo de pesquisa e desenvolvimento bastante fértil. Como mencionado, o desenvolvimento da tecnologia e o gerenciamento de sistemas de armazenamento são de fundamental relevância no desenvolvimento de microrredes.

Com relação às fontes renováveis operando como geração distribuída, a energia eólica é uma das principais alternativas e apresenta tecnologia avançada, especialmente para aplicações em altas potências. Essa fonte de energia renovável correspondeu a 8,6% da matriz elétrica brasileira em 2019, de acordo com o balanço anual divulgado em 2020, representando um crescimento de 15,5% em relação ao balanço do ano anterior [18]. A massa rotativa das turbinas eólicas contribui ainda para o armazenamento de energia e para a estabilidade do sistema ao qual estão inseridas [19]. Para sistemas eólicos de pequeno porte, em velocidade variável, as tecnologias de geradores eólicos mais utilizadas têm sido o gerador de indução duplamente alimentado (GIDA) e o gerador síncrono de imãs permanentes (GSIP) [20–22]. O domínio da tecnologia, a robustez mecânica e o baixo custo são as principais vantagens do gerador de indução para sistemas eólicos de grande porte. Como desvantagens, podem-se citar o baixo número de polos, o que resulta na necessidade de caixas multiplicadoras de velocidade, e a necessidade de excitação externa. Para pequenos aerogeradores, o gerador síncrono de imãs permanentes apresenta vantagens importantes como a alta densidade de potência e o alto número de polos, o que elimina o uso de caixas multiplicadores. A presença dos imãs no rotor, contudo, dificulta a operação do GSIP em altas velocidades e aumenta o custo de fabricação dessas máquinas devido à escassez de terras raras para fabricação dos imãs [22].

O gerador de relutância variável (GRV), por sua vez, tem sido apontado na literatura como uma boa alternativa para sistemas eólicos de pequeno porte, uma vez que esta máquina opera em uma ampla faixa de velocidades com alto desempenho e elevada densidade de potência [23, 24]. O GRV é uma máquina de dupla saliência, sem enrolamentos ou imãs permanentes no rotor, que opera pelo princípio da mínima relutância [25]. Em sistemas eólicos, a alta densidade de potência do GRV aliada a um rotor leve permite que caixas de transmissão menores sejam utilizadas, ou mesmo retiradas do sistema.

Tem-se ainda como principais vantagens do GRV a ausência de imãs permanentes ou de bobinas no rotor, o baixo custo de manufatura e de material, e as baixas perdas em uma ampla faixa de velocidades [26, 27]. Essas máquinas possibilitam ainda a operação em altas velocidades e em altas temperaturas. Entretanto, os principais obstáculos para o uso industrial do GRV são: a ondulação no torque eletromagnético, o ruído audível provocado por essa ondulação, a necessidade de sensores de posição para o acionamento da máquina, a necessidade de técnicas dedicadas de controle para operação em velocidade variável, e a falta de metodologias para o projeto eletromagnético dessas máquinas [23, 24, 26, 27].

O crescimento do interesse pelo gerador de relutância variável em sistemas eólicos não se dá apenas no campo de pesquisas científicas. Na indústria, por exemplo, a empresa australiana *Renewable Energy Solutions Australia Holdings Ltd* comercializa aerogeradores de pequeno porte (5 kW e 20 kW) utilizando GRVs. A eficiência global do sistema comercializado é de mais 90%. A empresa alemã *Macon* comercializa GRVs de duas e quatro fases juntamente com os respectivos controladores. A empresa chinesa *Sahandong Kehui Power Automation Ltd* apresenta no catálago GRVs de alto rendimento, com potências entre 5,5 e 400 kW. Fica evidente que a intensificação das aplicações da GRV em sistemas eólicos é atrativa também para a indústria nacional. Por gerar em corrente contínua, essas máquinas elétricas são, ainda, candidatas naturais para operarem em microrredes em corrente contínua.

1.2 Escopo

Neste trabalho de pesquisa apresentam-se estudos relacionados a duas tecnologias emergentes: as microrredes em corrente contínua e a integração de um sistema eólico de pequeno porte utilizando o gerador de relutância variável (GRV). Mostra-se que as microrredes CC apresentam vantagens relevantes para sistemas de distribuição de energia elétrica, tais quais maior eficiência, e capacidade de operação conjunta com sistemas de armazenamento de energia (SAE) e fontes renováveis de energia elétrica. O GRV, por sua vez, apresenta qualidades essenciais para a aplicação em sistemas eólicos de pequeno porte. Por fornecerem tensão em corrente contínua na saída do seu conversor eletrônico de acionamento, o GRV é um potencial candidato para uso em geração distribuída integrada à microrredes CC. Contudo, por se tratarem de tecnologias com visibilidade recente em pesquisas tecnológicas, poucos trabalhos discutem a aplicação de sistemas eólicos com GRV em microrredes. Este trabalho busca preencher algumas lacunas para consolidação do tema. A maior parte das pesquisas na área é concentrada na operação ilhada da microrrede. Entretanto, em sistemas urbanos, espera-se que a microrrede CC opere no modo conectado na grande maioria do tempo. Por isso, o estudo apresentado foi delimitado em microrredes em corrente contínua operando no modo conectado à rede elétrica CA de distribuição.

As investigações realizadas mostram que as técnicas de controle usuais utilizadas para controle primário dos elementos da microrrede precisam ser adaptadas para funcionamento como estratégias de gerenciamento de potência (*power managament systems*-PMS). Nesse sentido, uma comparação qualitativa entre os principais métodos de gerenciamento em microrredes CC é realizada. Realiza-se a comparação entre os métodos convencionais de controle (*droop*, *droop* adaptativo, e hierárquico com camada secundária para desvio de tensão) com métodos propostos especialmente como PMS em microrredes CC (mestre-seguidor e *droop modificado*). Os critérios avaliados incluem a capacidade de autonomia da microrrede, o uso de linha de comunicação entre os conversores, o desvio de tensão no barramento CC, e a aplicação do sistema de gerenciamento do banco de baterias (BMS). Os resultados experimentais mostraram que o controle mestre-seguidor proposto retornou melhor desempenho em relação aos demais métodos segundo os critérios avaliados. Contudo, uma vez que o método discutido requer uma linha de comunicação com alta largura de banda para definição do ponto de operação dos conversores, propôs-se o uso do controle por *droop* modificado como sistema suporte caso a linha de comunicação falhe. Com isso, aumenta-se a confiabilidade operacional da microrrede em estudo. Convém destacar que o uso de linha de comunicação entre conversores é criticado por alguns autores por reduzir a confiabilidade da microrrede. Entretanto, o apelo por sistemas inteligentes e modernos integrados ao sistema de distribuição de energia elétrica favorece o uso de tecnologias com comunicação e processamento de dados. Este trabalho de doutorado segue essa tendência em pesquisas tecnológicas.

Como melhoria da estratégia de PMS proposta, uma técnica de inércia virtual é inserida ao método mestre-seguidor desenvolvido. A inércia virtual foi acrescentada ao sistema de armazenamento de energia para evitar a atuação do banco de baterias em transitórios de potência. Com isso, a vida útil do banco de baterias é preservada e um fluxo de potência suave é alcançado na microrrede. A técnica por inércia virtual proposta permite ajustar a constante de tempo do SAE, bem como a saída de potência em regime permanente. Mostra-se que o projeto dos parâmetros de inércia virtual influencia na estabilidade do sistema. Assim, critérios de projeto dos parâmetros são apresentados com base nas análises paramétricas e de estabilidade. Os resultados experimentais mostraram a viabilidade técnica da proposta. As características de autonomia, regulação de tensão no barramento CC, e fluxo de potência suave foram satisfatoriamente obtidas com ajuste adequado dos parâmetros de inércia do SAE. Uma função de gerenciamento de baterias (*battery management system*-BMS) garante a preservação do SAE em níveis seguros de estado de carga (*state of charge*-SOC). A estratégia proposta mostrou-se ainda tolerante a atrasos na linha de comunicação típicos de transmissão sem fio, o que indica a robustez do sistema proposto.

A integração de um sistema eólico com gerador de relutância variável no barramento CC da microrrede também é avaliada. O GRV opera com controle direto de

potência para rastreio do ponto de máxima potência eólica. Os parâmetros de controle do GRV são otimizados de forma *offline* utilizando a técnica de planejamento de experimentos computacionais proposta para redução do esforço computacional. A otimização é realizada considerando o balanço entre os objetivos conflitantes de alta eficiência e baixa ondulação de torque eletromagnético. Como outro diferencial da pesquisa, a tensão de excitação do GRV foi incluída como parâmetro de otimização. Para aplicação em sistemas eólicos, propõe-se o uso de um conversor CC-CC bidirecional como conversor de interface para ajuste da tensão ótima de excitação do GRV. Mostra-se que o conversor de interface adiciona ainda uma característica de filtragem, capaz de reduzir oscilações de tensão introduzidas pelo GRV na microrrede. Com isso, a qualidade de energia obtida com a integração do GRV como sistema eólico distribuído é aumentada. Os resultados experimentais mostraram que a proposta de conexão indireta (com uso do conversor de interface) retorna melhor desempenho que o sistema com GRV usando conexão direta convencional (sem o uso do conversor de interface e com tensão de excitação constante). Com ambos os sistemas otimizados, os critérios avaliados na comparação foram a eficiência, a ondulação de torque mecânico, e a distorção da corrente elétrica injetada na rede de distribuição. Uma redução pouco expressiva da eficiência foi observada devido às perdas extras introduzidas pelo conversor de interface, enquanto reduções significativas de ondulação de torque e no conteúdo de distorção da corrente foram obtidas. Por fim, salienta-se que o uso do conversor de interface é proposto especialmente para aplicações em microrredes CC, uma vez que o conversor extra pode ser utilizado para regulação da tensão do barramento da microrrede em caso de operação ilhada.

1.3 Contribuições da tese

As principais contribuições deste trabalho de doutorado são listadas à seguir:

- Proposta da estrutura e operação da microrrede CC com integração de uma turbina eólica com GRV, banco de baterias, cargas locais e interconexão com o sistema de distribuição CA. No modo conectado, o GRV opera rastreando a máxima potência disponível, por meio do controle direto de potência, enquanto o SAE é responsável por fornecer/absorver o excedente de energia em função do estado de cargas do banco de baterias. A rede de distribuição convencional atua como suporte à microrrede, garantindo a operação transitória e a manutenção do fluxo de potência quando o SAE estiver limitado pelo estado de cargas.

- Estudo comparativo de técnicas de gerenciamento de potência (PMS) em microrredes CC. Esse estudo qualitativo considera as principais estruturas de controle para gerenciamento de uma microrrede CC integrada à rede de distribuição. Os métodos convencionais por *droop*, *droop* adaptativo, e controle hierárquico são comparados as

técnicas propostas de mestre-seguidor e por *droop* modificado. As estratégias mencionadas são avaliadas em função das características de autonomia, gerenciamento do sistema de armazenamento, regulação da tensão do barramento CC e utilização de linha de comunicação na microrrede.

- Proposta de um método de gerenciamento de potência para microrredes CC, do tipo mestre-seguidor, baseado no conceito de inércia virtual. No método proposto, a técnica de inércia virtual é aplicada ao sistema de armazenamento de energia de forma que a rede de distribuição seja responsável por transitórios de potência dentro da microrrede, enquanto que o sistema de baterias atua apenas em regime permanente como efeito da inércia virtual aplicada. Utilizando a técnica proposta, reduz-se o impacto das variações de energia no banco de baterias. Além disso, o método incorpora um gerenciamento do estado de cargas do banco de baterias, evitando sobrecarga ou reduções acentuadas da capacidade do sistema de armazenamento. Em caso de falha da linha de comunicação, o método por *droop* adaptativo é utilizado como suporte para manter a microrrede CC operando.

- Proposta de integração do sistema eólico utilizando GRV com a microrrede CC, operando no modo conectada à rede de distribuição CA, utilizando um conversor bidirecional CC-CC de interface. Nesse modo, o GRV opera com controle direto de potência e com parâmetros ótimos obtidos por planejamento de experimentos computacionais. O conversor de interface atua regulando a tensão de excitação do GRV em função da velocidade de operação, enquanto a tensão do barramento CC é regulada por um conversor fonte de tensão (*voltage source converter*-VSC) integrado à rede de distribuição. O conversor bidirecional tem ainda atuação de filtragem, mitigando a ondulação de tensão no barramento CC imposta pelo GRV, a qual influencia na distorção da corrente elétrica injetada na rede de distribuição CA.

1.4 Lista de publicações

Os estudos apresentados neste trabalho de doutorado são compilados dos resultados publicados pela equipe de pesquisa em periódicos científicos e conferências nacionais e internacionais, como listados a seguir.

1.4.1 Publicações em periódicos

1. **Dos Santos Neto, P. J. S.**, Barros, T. A. S., Catata, E. H. C., Ruppert Filho, E. (2021). Grid-Connected SRG Interfaced with Bidirectional DC-DC converter in

WECS. IEEE Transactions on Energy Conversion. Early Access. (Qualis A1, JCR 4,501).

2. **Dos Santos Neto, P. J. S.**, Barros, T. A. S., Silveira, J. P. C., Ruppert Filho, E., Vasquez, J. C., Guerrero, J. M. (2020). Power management techniques for grid-connected DC microgrids: A comparative evaluation. Applied Energy, 269(25920), 115057. (Qualis A2, JCR 8,848).

3. **Dos Santos Neto, P. J. S.**, Barros, T. A. S., Carvalho Silveira, J. P., Ruppert Filho, E., Vasquez, J. C., Guerrero, J. M. (2020). Power Management Strategy based on Virtual Inertia for DC microgrids. IEEE Transactions on Power Electronics, 35(11), 11. (Qualis A1, JCR 6,84).

4. **Dos Santos Neto, P. J. S.**, Barros, T. A. S., De Paula, M. V., de Souza, R. R., Ruppert Filho, E. (2018). Design of Computational Experiment for Performance Optimization of a Switched Reluctance Generator in Wind Systems. IEEE Transactions on Energy Conversion, 33(1), 406419. (Qualis A1, JCR 4,501).

5. Silveira, J.P.C, **Dos Santos Neto, P. J. S.**, Barros, T. A. S., Ruppert Filho, E. Power management of energy storage system with modified interlinking converters topology in hybrid AC/DC microgrid. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, Volume 130, September 2021, 106880. (Qualis A1, JCR 3,588).

6. Nascimento Filho, P. S, Silveira, J.P.C, **Dos Santos Neto, P. J. S.**, De Paula, M. V. Barros, T. A. S., Ruppert Filho, E. (2021). Modeling and Experimental Evaluation of Energy Storage Emulator for Microgrids Application. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. *Early Access.* (Qualis A1, JCR 4,728).

1.4.2 Publicações em congressos

1. **Dos Santos Neto, P. J. S.**, Catata, H. C. Barros, T. A. S., Ruppert Filho, E. *Optimal Performance of Switched Reluctance Generator in Stand-alone Wind Systems.* IEEE Green Technologies Conference, GreenTech 2021, Denver, Colorado, EUA (evento *Online*).

2. **Dos Santos Neto, P. J. S.**, Barros, T. A. S., Ruppert Filho, E., Vasquez, J. C., Guerrero, J. M. *A Power Management Strategy for DC Microgrids Operating in Grid Connected Mode.* International Conference on Applied Energies, ICAE 2019, Vesteras-Sweden, 2019.

3. **Dos Santos Neto, P. J. S.**, Barros, T. A. S., De Paula, M. V., Ruppert Filho, E., Vasquez, J. C., Guerrero, J. M. *Wind Distributed System Based on Switched Re-*

luctance Generator Using a Bidirectional DC-DC Converter with Sliding Mode Control. Annual Conference of the Industry Electronics Society, IECON 2019, Lisbon-Portugal, 2019.

4. **Dos Santos Neto, P. J. S.**, Barros, T. A. S., Silveira, J. P. C., Ruppert Filho, E., Vasquez, J. C., Guerrero, J. M. *Enhanced Power Management System for Droop Control in a Grid Connected DC Microgrid.*. 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference, COBEP/SPEC 2019, Santos-Brazil, 2019.

5. **Dos Santos Neto, P. J. S.**, Barros, T. A. S., De paula, M. V., Ruppert Filho, E. Utilização de um conversor CC-CC bidirecional em um sistema eólico distribuído baseado em um gerador de relutância variável. In: XXII Congresso Brasileiro de Automática, 2018, João Pessoa, Brasil.

6. **Dos Santos Neto, P. J. S.**, Barros, T. A. S., De paula, M. V., de Souza, R. R., Silveira, J. P. C., Ruppert Filho, E. DC Microgrid with Wind Energy Conversion System Based on Switched Reluctance Generator Operating in Grid Connected Mode. In: 2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2018, São Paulo, Brazil.

1.5 Organização do texto

Este texto está organizado da seguinte forma. Este capítulo introdutório apresentou a motivação e justificativa para o trabalho, além do escopo, contribuições e publicações relacionadas a este trabalho de doutorado. No Capítulo 2, faz-se um revisão bibliográfica dos principais pontos de investigação sobre microrredes em corrente contínua e sobre geradores de relutância variável, ambos os temas que formam o escopo principal desta tese. No Capítulo 2 é apresentada ainda a estrutura da microrrede CC em estudo com descrição dos elementos que a constituem e respectivos papéis que desempenham na microrrede avaliada. No Capítulo 3 são apresentadas a modelagem e as estratégias de controle dos elementos que constituem a microrrede CC. Os principais métodos de gerenciamento de potência são apresentados em detalhes e uma avaliação qualitativa desses métodos é conduzida. Dois métodos de gerenciamento são propostos e comparados com as estratégias convencionais adaptadas para funcionarem como sistemas gerenciamento de potência. Ainda no Capítulo 3, uma microrrede em escala de laboratório é desenvolvida para obtenção dos resultados experimentais. No Capítulo 4, introduz-se a proposta principal de gerenciamento de potência mestre-seguidor com uso de inércia virtual no controle do banco de baterias. As análises de estabilidade e paramétricas são conduzidas para avaliar a técnica de gerenciamento proposta. Em caso de falha do sistema de comunicação da estratégia

principal, um controle por *droop* adaptativo é aplicado para garantir o funcionamento da microrrede CC conectada à rede de distribuição. Resultados experimentais são apresentados para validação da proposta. No Capítulo 5, realiza-se o estudo com o gerador de relutância variável em um sistema eólico de pequeno porte operando como geração distribuída. A otimização do desempenho do GRV utilizando planejamento de experimentos computacionais é mostrada em detalhes. Ainda no Capítulo 5, a proposta do sistema eólico otimizado com conversor de interface é avaliada experimentalmente. Por fim, no Capítulo 6, apresentam-se as principais conclusões desta tese e as sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Revisão bibliográfica e sistema proposto

2.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados a revisão da literatura e o estado da arte referentes às microrredes de corrente contínua e ao gerador de relutância variável em sistemas eólicos de pequeno porte. O objetivo deste capítulo é fornecer uma visão técnica geral e um escopo teórico para os temas desenvolvidos nos próximos capítulos deste texto. Uma contextualização sobre microrredes de corrente contínua, incluindo as diferenças entre um sistema CC e CA, é apresentada. Em seguida, discutem-se os principais temas de pesquisa discutidos na comunidade científica para microrredes CC, com foco particular nos aspectos de controle e gerenciamento de potência inerentes a este trabalho. Entre os temas de pesquisa mencionados estão a utilização de fontes renováveis de energia elétrica como geração distribuída em microrredes CC, o uso de sistemas de gerenciamento de potência, estudos sobre sistemas de armazenamento de energia, e investigações sobre aspectos de proteção da microrrede. A modelagem, princípio de funcionamento, e a descrição da operação do gerador de relutância variável em sistemas eólicos de pequeno porte também são abordadas neste capítulo. Incluem-se as estratégias de controle adotadas e a configuração utilizada para acionamento da máquina elétrica. Faz-se, ainda, uma revisão de literatura de trabalhos anteriores que utilizam o gerador de relutância variável em microrredes de energia elétrica, os quais foram utilizados como base para o desenvolvimento deste trabalho de pesquisa. A revisão bibliográfica efetuada mostra algumas lacunas existentes no campo de estudos, em especial para o gerenciamento de potência em microrredes de corrente contínua operando no modo conectado à rede de distribuição convencional e a integração de sistemas eólicos de pequeno porte com GRV. Por fim, a microrrede CC em estudo é apresentada em detalhes, com descrição dos elementos integrantes, principais características, e respectivos focos de investigação deste trabalho.

2.2 Microrredes em corrente contínua

2.2.1 Contextualização

Os sistemas em corrente contínua voltaram a ser objeto de estudos pela comunidade científica com o avanço de tecnologias em eletrônica de potência [14,28,29]. Destaca-se, nesse aspecto, a evolução de dispositivos semicondutores na fabricação de chaves de potência, em especial as chaves MOSFETs (*metal-oxide-semiconductor field effect transistor*) e IGBTs (*insulated gate bipolar transistor*). Outro aspecto relevante no desenvolvimento da eletrônica de potência foi o aumento da capacidade de processamento dos microcontroladores, o que tornou possível a implementação de controles sofisticados para atuação em uma escala de tempo reduzida (mili a microssegundos). Com isso, novas topologias de conversores surgiram, com respectivo aumento das capacidades de tensão e corrente elétrica suportadas, seguidas da evolução de novas estratégias de controle e de modulação. Com esse desenvolvimento dos conversores eletrônicos de potência, a manipulação dos níveis de tensão em corrente contínua tornou-se implementável com alto rendimento, confiabilidade, e custo reduzido [30, 31].

A opção pela corrente alternada na geração, transmissão e distribuição de energia elétrica deu-se no começo do século XX, principalmente pelo uso dos grandes geradores síncronos e transformadores de potência para elevar e abaixar a tensão. Essas equipamentos permitiram reduzir significativamente as perdas elétricas e levar a fonte geradora para locais apropriados (e.g. queda d'água em usinas hidroelétricas). Com isso, as aplicações em corrente contínua ficaram restritas a situações especiais como em sistemas de telecomunicação [32,33], tração de veículos [34,35], e em transmissão de energia em altas tensões (*high voltage DC systems*- HVDCs) [36, 37]. Destaca-se a transmissão de energia a custo competitivo utilizando HVDC, especialmente para conexão de redes CA assíncronas em longa distâncias ou com cabeamento submarino [19]. Outras utilizações modernas para sistema de distribuição aplicando etapas em corrente continua incluem aplicações aeroespaciais, marítimas, e alimentação de servidores e centrais de dados [2]. A utilização desses sistemas em corrente contínua permite a redução do tamanho e do peso das estruturas, além do desacoplamento da frequência de distribuição.

Como discutido anteriormente, uma microrrede de energia elétrica é um sistema de distribuição de energia que agrupa geração distribuída, sistemas de armazenamento de energia e cargas consumidoras locais, com capacidade de operar de forma autônoma. Microrredes em corrente contínua apresentam vantagens sobre estruturas em corrente alternada, tais quais: redução das etapas de conversão de energia, maior eficiência, redução de perdas internas, ausência de efeito pelicular, e simplicidade de controle, uma vez que não há circulação de potência reativa ou variação de frequência dentro da microrrede [2, 5, 13, 14]. A capacidade das microrredes CC resolverem problemas operacionais

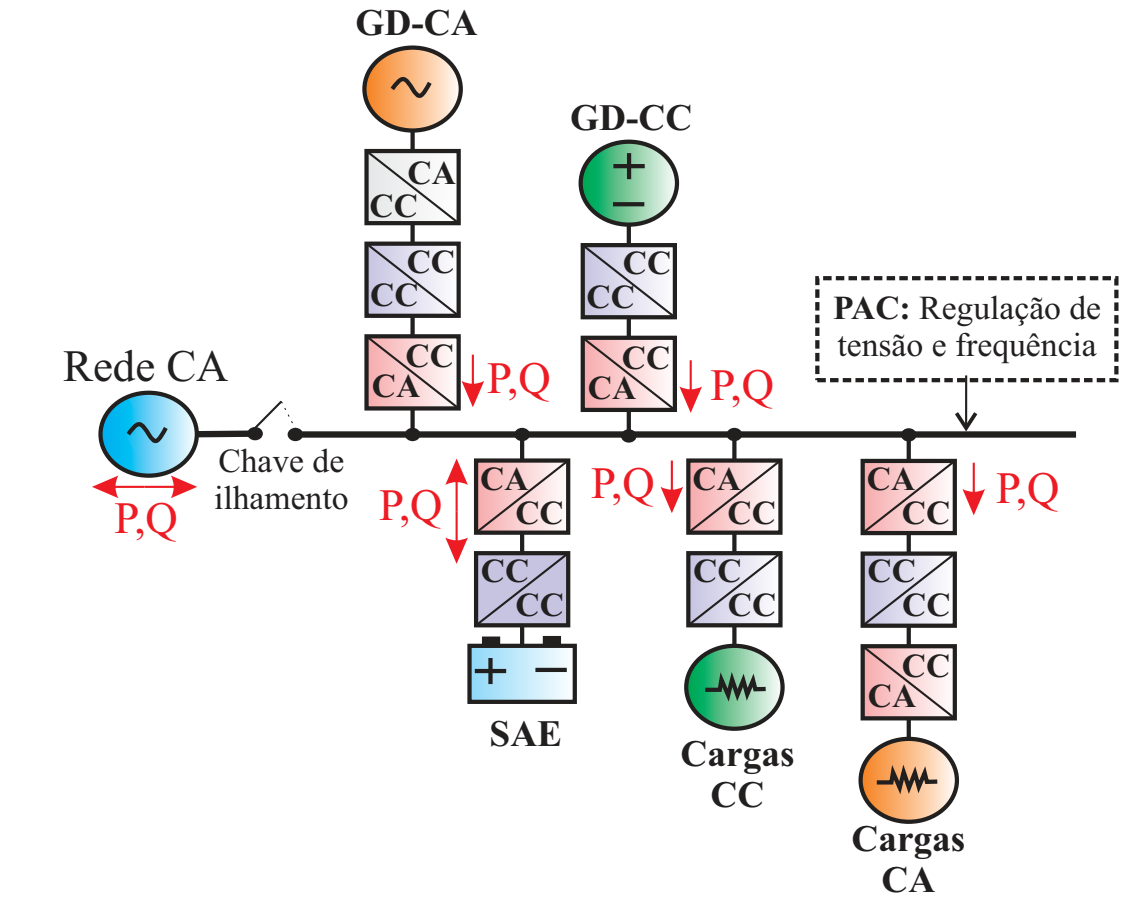
na rede elétrica principal é defendida em [5, 38]. Com efeito, as microrredes CC são tidas ainda como interessantes para aplicações residenciais e comerciais no sistema de distribuição [31, 39–41]. O uso de microrredes CC urbanas e inteligentes integradas em instalações residencias ou comerciais é abordada em [1, 42].

Outro fator que favorece o uso de microrredes CC é a utilização de fontes renováveis de energia que, em geral, requerem uma etapa de conversão CC para operar integrada com a rede elétrica, ou quando diretamente conectadas às cargas consumidoras. Assim, as microrredes CC permitem uma melhor integração da fonte renovável de energia quando comparadas às estruturas CA [43–45]. Ademais, a maioria dos dispositivos eletrônicos em residências ou prédios comercias poderia ser diretamente alimentada em corrente contínua, o que torna a distribuição CC adequada também em baixas tensões [39, 41, 46]. Uma vez que os dispositivos de armazenamento de energia e as fontes renováveis exigem alguma etapa de conversão em corrente contínua, diversos trabalhos consideram as microrredes CC como capazes de aumentar a eficiência global do sistema distribuído [13, 14, 31, 47].

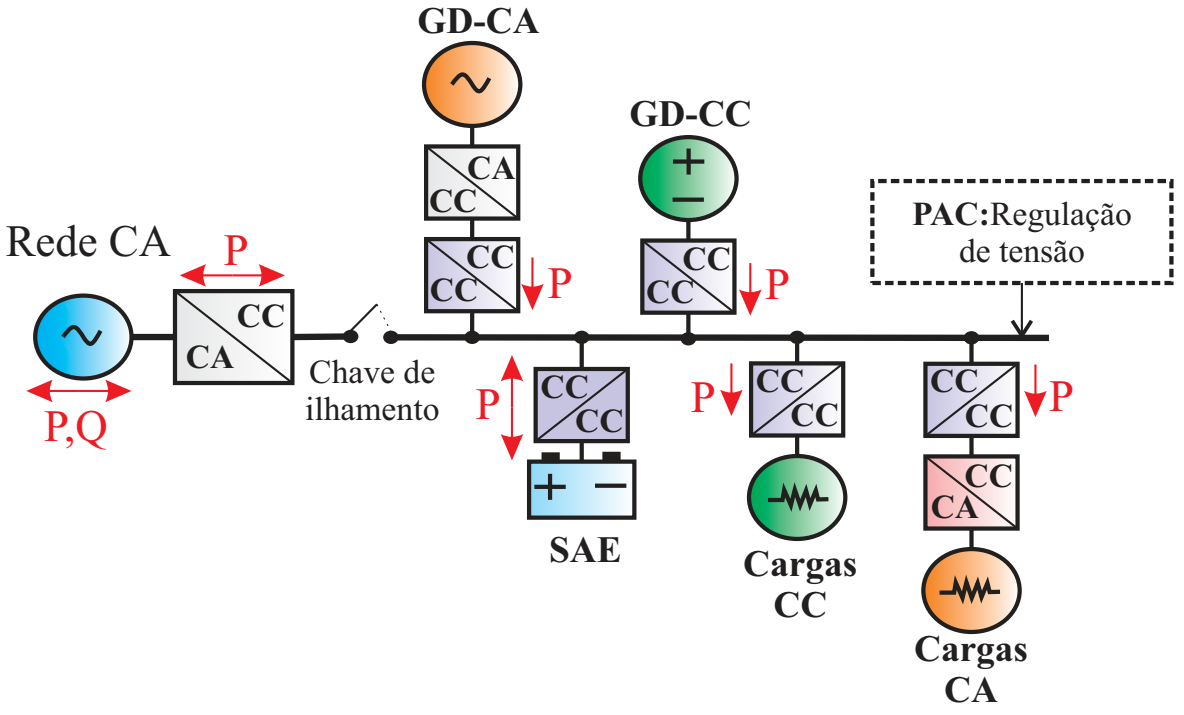
A comparação entre estruturas de microrredes CA e microrredes CC é apresentada na Figura 2.1. Podem-se apontar como principais diferenças a natureza da tensão no ponto de acoplamento comum (PAC) e dos conversores eletrônicos de potência utilizados para conectar os elementos da microrrede [1]. As fontes de geração distribuída podem ser em corrente alternada (GD-CA), como é o caso de sistemas eólicos com motores síncronos ou de indução, ou em corrente contínua (GD-CC), como em um sistema eólico com GRV ou sistemas fotovoltaicos. As cargas também podem ser alimentadas em CC, como a maioria dos sistemas eletrônicos, ou em CA, caso comum de alimentação de máquinas elétricas. Os sistemas de armazenamento de energia (SAE) com banco de baterias processam energia em corrente contínua.

Como mostrado na Figura 2.1(a), em uma microrrede CA, a tensão e a frequência elétricas são reguladas no barramento principal. Para melhor processamento da energia elétrica, utilizam-se conversões CA-CC, com etapa adicional CC-CC, e uma subsequente etapa CC-CA para conexão dos dispositivos no PAC. Entretanto, essa sequência de etapas de conversão reduz a eficiência global na microrrede. Tanto a potência ativa (P) quanto a reativa (Q) circulam no sistema e devem ser monitoradas para gerenciamento. Por outro lado, em uma microrrede CC como a apresentada na Figura 2.1(b), apenas a tensão do barramento é regulada e não há circulação de potência reativa em regime permanente, o que simplifica o controle e o gerenciamento do sistema. Além disso, diversos estágios de conversão CA-CC são retirados da estrutura e substituídos por um único estágio de retificação de maior potência, aumentando a eficiência global e reduzindo os custos operacionais e de instalação da microrrede [2].

A seguir, os principais temas de pesquisa envolvendo microrredes em corrente contínua são abordados. Por ser o foco principal deste trabalho de doutorado, é dada uma maior relevância para o tópico de controle e gerenciamento das microrredes CC. Outros



(a)



(b)

Figura 2.1: Comparação entre estruturas de microrredes elétricas: a) microrrede em corrente alternada; b) microrrede em corrente contínua.

temas de investigação em destaque incluem a utilização de fontes renováveis como geração distribuída, o uso de sistemas de armazenamento de energia, a proteção e operacionalidade da microrrede CC, a análise de estabilidade, o desenvolvimento e análise de novas topologias de conversores de potência, e o estudo de técnicas de comunicação entre os elementos do sistema.

2.2.2 Gerenciamento de potência em microrredes CC

O controle e gerenciamento de energia dentro da microrrede são desafios técnicos investigados pela comunidade científica. Os métodos mais empregados propostos na literatura para gerenciar o fluxo de potência na microrrede CC são: controle mestre-seguidor [44, 48–50], controle por *droop* e suas variantes [37, 51–59], e o controle hierárquico [13, 28, 50, 60–62]. Outros métodos avançados baseados em algoritmos de consenso, sistema multiagente ou controle robusto estão em desenvolvimento [45, 63–65]. O foco das pesquisas é especialmente concentrado no modo isolado de operação, uma vez que diversos problemas operacionais surgem quando a rede elétrica convencional não dá suporte à microrrede. Contudo, havendo a possibilidade de conexão com o sistema elétrico de distribuição, espera-se que a microrrede opere no modo conectado durante a maior parte do tempo. Com isso, uma investigação apropriada do controle e gerenciamento de potência da microrrede CC operando no modo conectado deve ser conduzida.

O gerenciamento energético da microrrede consiste em manter o balanço de potência entre as fontes de energia elétrica, os dispositivos de armazenamento de energia e as cargas consumidores. Em microrredes em corrente contínua, esse balanço de potência deve resultar em uma tensão de barramento CC estável. A estabilidade da tensão do barramento CC é essencial para evitar a interrupção da operação dos dispositivos e, em casos extremos, o colapso do sistema elétrico [66]. Para realizar o gerenciamento da microrrede CC, deve-se garantir a capacidade da regulação do fluxo de potência, da tensão e do compartilhamento da carga em qualquer ponto de operação do sistema, mesmo com variação da geração elétrica e da carga [65, 66]. Outro aspecto fundamental é a determinação de pontos de operação estáveis para cada controlador das fontes de energia elétrica. Essa funcionalidade pode ser realizada por um operador, de forma individualizada para cada conversor eletrônico de potência, ou por sistemas automatizados que podem incluir comunicação e inteligência artificial [50, 67, 68]. Por fim, o gerenciamento da microrrede CC deve ser capaz de responder a faltas na rede elétrica principal. Isso impacta na maneira de projetar os componentes do sistema e os controladores dos conversores eletrônicos de potência.

O método mais empregado para gerenciamento de energia em uma microrrede CC é o controle por *droop* de tensão. Nesse método, a tensão de saída de cada conversor eletrônico de potência conectado ao barramento CC varia linearmente com a corrente elé-

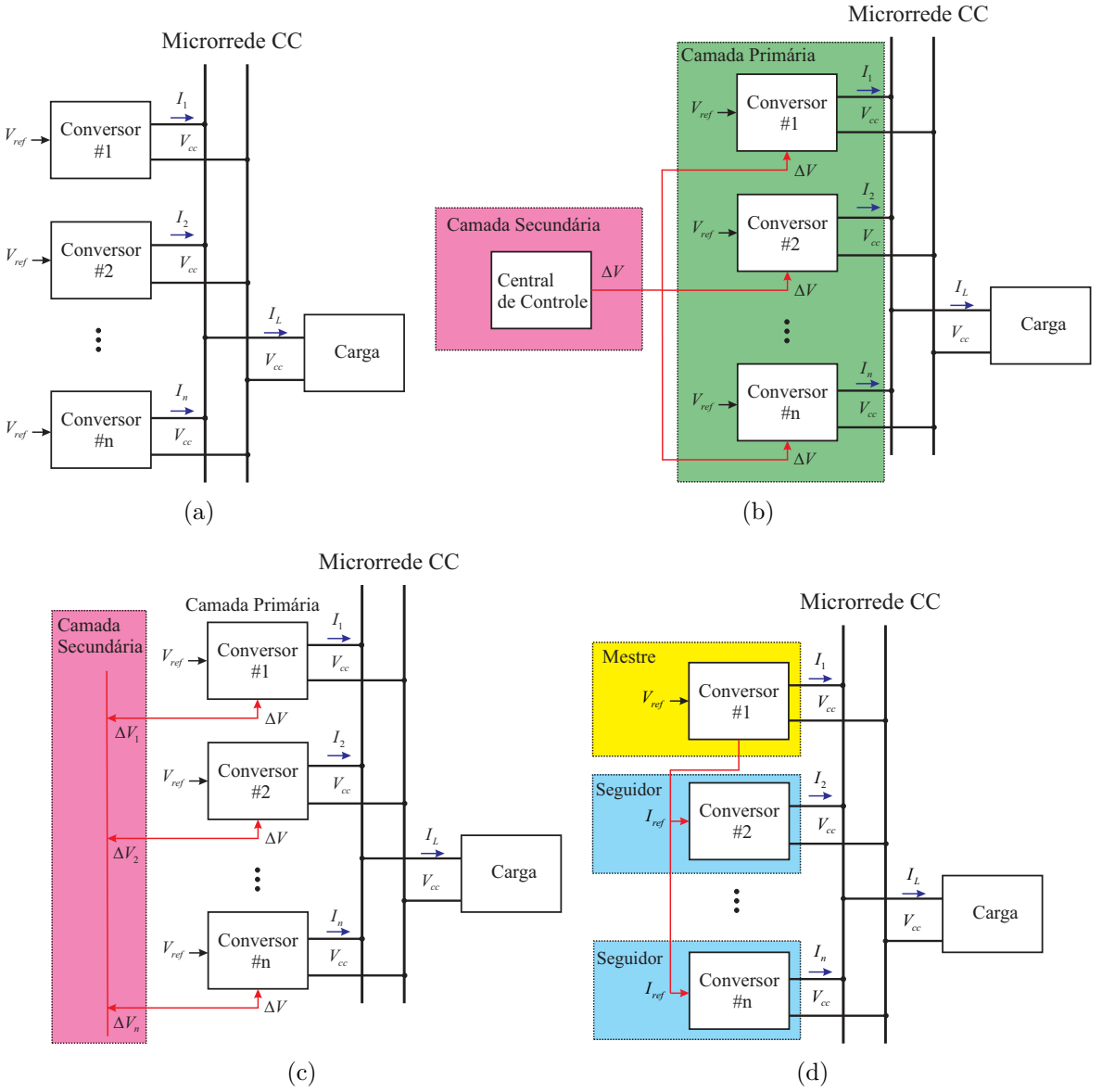


Figura 2.2: Métodos de gerenciamento de energia em uma microrrede CC: a) controle descentralizado; b) controle hierárquico centralizado; c) controle hierárquico distribuído; d) controle mestre-seguidor.

trica de saída. Consequentemente, a potência de saída de cada conversor é gerenciada em função da tensão de operação. Esse comportamento baseia-se na operação de geradores síncronos em sistemas de potência, em que a frequência de geração varia em função da potência gerada. Como mostrado na Figura 2.2(a), o controle por *droop* e suas variantes são decentralizados, i.e. não necessitam de um canal de comunicação entre os conversores, o que é especialmente útil para a operação ilhada. Um controle por *droop* convencional, contudo, acarreta em problemas como incompatibilidade na corrente compartilhada entre os conversores, principalmente devido à diferença nas perdas de linha para cada dispositivo. Para solucionar esse problema, diversos autores propõem técnicas de *droop* variável, ou adaptativo, de forma a ajustar adaptativamente o compartilhamento de potência na

microrrede [51, 55–58, 62, 69–78]. Métodos de controle distribuído para melhoria de desempenho e correção dos problemas citados são discutidos em [67, 79–86]. Tais método aplicam a estrutura básica do controle por *droop* aliada a técnicas de controle cooperativo, lógica *fuzzy*, ou sistemas multiagente de forma distribuída e complementar à impedância virtual.

Outro método descentralizado de gerenciamento de energia em uma microrrede CC é a sinalização de barramento [70, 87–90]. Nessa estratégia, o nível de tensão do barramento CC indica a atuação de determinados dispositivos, o que retorna autonomia da microrrede de forma distribuída, sem a necessidade um controle central. Assim, vários pontos de operação são pré-estabelecidos, os quais indicam a entrada ou saída de geração de energia ou cargas, em função da tensão momentânea do barramento em corrente contínua [17]. Os diferentes níveis de tensão também podem ser utilizados para alternar entre os modos conectado à rede elétrica ou ilhado. Entretanto, uma maior complexidade de operações dentro da microrrede resulta em uma quantidade elevada de níveis de tensão escolhidos. Com isso, ao considerar os limites de tensão necessários para o funcionamento adequado dos dispositivos conectados ao sistema, as faixas possíveis de operações são limitadas ao se utilizar o método de sinalização de barramento. Portanto, esse método é restrito a microrredes com poucos elementos internos.

A principal desvantagem dos métodos de controle descentralizados, como o *droop* ou a sinalização de barramento, é o característico desvio na tensão do barramento CC. Para corrigir esse desvio de tensão, camadas superiores de controle são inseridas em uma estrutura hierárquica, dando origem ao controle hierárquico [13, 50, 61, 62, 91–104]. Essas camadas superiores de controle podem ser projetadas de maneira centralizada, o que requer o uso de linhas de comunicação de baixa largura de banda, tal qual mostrado na Figura 2.2(b); ou de maneira distribuída, na qual uma unidade central não é necessária e os conversores ajustam entre si a tensão de operação (Figura 2.2(c)) . O controle hierárquico para microrredes CC foi proposto por [91]. Na topologia proposta pelos autores, o controle primário de cada conversor é implementado por *droop* de tensão. Um controle secundário corrige o desvio de tensão no barramento CC produzido pelo controle primário. Por fim, uma camada terciária é adicionada para gerenciar o fluxo de potência entre a microrrede e o sistema de distribuição externo. Diversos trabalhos propõe modificações e melhorias no projeto e gerenciamento do controle hierárquico para microrredes CC, tanto em estruturas centralizadas quanto descentralizadas [61, 62, 67, 92–96, 98, 100, 101, 103, 104].

O gerenciamento de potência pelo método centralizado mestre-seguidor apresenta vantagens sobre os métodos mencionados, quais sejam: simplicidade de implementação, procedimento prático de comunicação entre conversores e alto desempenho sem desvios na tensão no barramento CC ou problemas no compartilhamento de corrente entre conversores [10, 44, 48, 49]. Nessa estratégia, as variáveis da microrrede como tensões e correntes elétricas são medidas e processadas de forma que as referências de potência para cada

conversor sejam estabelecidas. A técnica mestre-seguidor, contudo, requer uma comunicação com alta largura de banda entre os dispositivos em uma estrutura centralizada, conforme representado na Figura 2.2(d). Um dos conversores atua como a unidade mestre, como um conversor formador de rede, enquanto os demais são controlados como unidades seguidoras denominadas conversores de suporte ou de alimentação de rede. O método mestre-seguidor é criticado por consistir em um ponto único de falha, caso o conversor formador ou o sistema de comunicação apresentem algum defeito, o que restringe a resiliência da microrrede CC [5, 43]. Um outro ponto de vista, contudo, considera que no contexto redes elétricas inteligentes (*smart grids*), o sistema de comunicação dentro da microrrede deve ser confiável e robusto. Portanto, a utilização de linhas de comunicação entre os conversores de potência em microrredes deve ser encarada como uma realidade [5, 50, 68].

Estratégias avançadas de controle não-linear são propostas na literatura para gerenciamento de microrredes CC, como aprimoramento dos métodos convencionais discutidos [45, 63, 64, 78, 105–107]. Entre esses métodos, destacam-se a aplicação de teoria dos jogos, em que cada conversor eletrônico de potência é visto como um jogador tomando decisões de forma estratégica [105]; o controle cooperativo, em que a interação dos elementos da microrrede é formulada como um problema de controle ótimo para identificação das variáveis de controle dos dispositivos [106]; e o controle baseado em passividade [63], que utiliza uma ferramenta teórica baseada na conservação de energia para garantir a estabilidade geral da microrrede CC [63]. Os métodos não-lineares citados tem forte apelo teórico, mas são pouco práticos devido à complexidade de implementação e excessivo esforço computacional.

A escolha da estratégia de controle e gerenciamento de potência depende da aplicação e dos elementos internos que compõem a microrrede. Em geral, uma estrutura de controle centralizada garante maior desempenho, mas reduz a confiabilidade do sistema. Uma estrutura distribuída, por sua vez, aumenta a confiabilidade ao custo de redução de desempenho. Uma descrição mais detalhada dos métodos de gerenciamento em uma microrrede CC é apresentada no Capítulo 3, em que é realizada uma comparação qualitativa das principais técnicas aplicadas à microrrede CC em estudo neste trabalho de pesquisa.

2.2.3 Integração de fontes renováveis

A operação de microrredes CC com geração distribuída proveniente de fontes alternativas de energia elétrica é amplamente discutida na literatura. Por gerarem em corrente contínua, os sistemas fotovoltaicos têm maior apelo para integração em microrredes CC. Esses sistemas fotovoltaicos integrados à microrrede são discutidos em [42, 45, 87, 90, 108]. Têm-se como principais focos de investigação o gerenciamento da microrrede frente à variações de irradiação solar e a operação conjunta entre o sistema fotovoltaico e os bancos de baterias. A utilização de turbinas eólicas como geração distribuída em microrredes

CC é abordada em [66, 109–114]. Os sistemas eólicos adotam estágios de conversão em corrente contínua para aproveitamento da energia eólica na operação em velocidade variável. Destacam-se, como os principais focos de investigação, o rastreamento de máxima transferência de potência da turbina eólica e a coordenação entre a geração distribuída e o sistema de armazenamento de energia. Por fim, a combinação de sistemas eólicos e sistemas fotovoltaicos integrados de forma complementar na microrrede CC é objeto de estudo em [44, 49, 61, 79, 115]. As estratégias de gerenciamento investigadas consistem em aproveitar o máximo de potência de cada fonte renovável, enquanto os sistemas de armazenamento absorvem o excesso ou fornecessem o déficit de energia elétrica requisitada pela carga consumidora.

2.2.4 Sistema de armazenamento de energia

Os sistemas de armazenamento de energia são fundamentais para o funcionamento autônomo das microrredes. Esses dispositivos funcionam de forma suplementar à geração distribuída, mitigando parte do problema ocasionado pela natureza intermitente de fontes renováveis. Em sua maioria, os trabalhos na literatura técnica utilizam bancos de baterias como sistema de armazenamento devido à maturidade das tecnologias e a densidade de energia de tais dispositivos, a qual é ideal para aplicação em sistemas de potência. Para microrredes CC, o gerenciamento de bancos de bateria compondo SAE são discutidos em [62, 69, 103, 116, 117]. Os métodos abordados incluem o controle primário e secundário do sistema de armazenamento para carga e descarga apropriada das baterias, além do gerenciamento do estado de carga do banco para preservação da vida útil do SAE. Estratégias análogas focadas no gerenciamento e controle de supercapacitores são encontradas em [118, 119]. O gerenciamento de múltiplos sistemas de armazenamento dentro de uma única microrrede é discutido em [51, 71, 79, 104]. A opção por múltiplos SAE é feita quando a potência nominal do banco de baterias é alta, o que exigiria maior custo em cabeamento e na proteção do sistema. Opta-se, assim, por dividir a potência do SAE em diversos bancos de baterias independentes de menor capacidade. Nesses casos, a coordenação dos SAE é necessária para garantir o balanço adequado de energia entre as unidades, evitando o desequilíbrio de cargas entre os múltiplos elementos. Uma outra opção discutida na literatura é a utilização de um sistema híbrido, composto por SAEs de naturezas distintas [54, 76, 102, 119]. Nesse arranjo híbrido, a opção mais usual consiste na utilização de dispositivos com alta densidade de energia, como banco de baterias, em conjunto com dispositivos de alta densidade de potência, como supercapacitores. Pode-se ainda utilizar diferentes tecnologias de um mesmo dispositivo, e.g. baterias de chumbo-ácido e baterias de íons de lítio. A hibridização do SAE ajuda a minimizar as variações de tensão no PAC, diminuir o impacto de transitórios na microrrede, reduzir o tamanho dos sistemas, e estender a vida útil dos dispositivos.

2.2.5 Análise de estabilidade

A análise de estabilidade de microrredes CC, especialmente frente ao problema de alimentação de cargas de potência constante (*constant power loads*- CPL), é abordada em [37, 65, 76, 90, 120–135]. Os conversores eletrônicos de potência com estrita regulação de tensão se comportam como cargas de potência constante, com resistência incremental negativa, as quais podem introduzir efeito desestabilizante na tensão do barramento CC ao reduzir a margem de estabilidade do sistema. Assim, as microrredes CC podem apresentar problemas de estabilidade quando as cargas consumidoras e os equipamentos eletrônicos são conectados. Os trabalhos que investigam esse problema tratam da modelagem e análise dinâmica dos conversores de potência que atuam como CPL, além de propostas para melhorar a estabilidade da microrrede CC. Entre as propostas apresentadas destacam-se os métodos passivos para readequação das impedâncias dos conversores eletrônicos de potência [65,120,127,129,131]. Destacam-se ainda o método de amortecimento ativo dado por meio da adição de impedâncias virtuais ou técnicas não-lineares utilizadas no controle dos conversores [37, 76, 90, 121, 124–126, 130, 132, 135].

2.2.6 Proteção e operacionalidade

Técnicas maduras e dispositivos consolidados, como relés e disjuntores, são amplamente utilizadas para proteção e operacionalidade no sistema de distribuição CA. Para microrredes, o principal desafio é a bidirecionalidade do sistema, o que requer algoritmos apropriados para atuação dos dispositivos de proteção. Além disso, dispositivos e estratégias de proteção em corrente contínua não apresentam o mesmo estágio de desenvolvimento quando comparados com sistemas em corrente alternada. O primeiro problema é que, em sistemas CC, a corrente elétrica durante faltas é alta, necessitando-se assim de uma rápida resposta de atuação do sistema de proteção [1,136]. Em segundo lugar, tem-se que a interrupção de uma corrente alternada é facilitada pelo cruzamento por zero, momento ideal para interrupção do circuito. Em corrente contínua, entretanto, não há esse cruzamento por zero, o que pode resultar em arcos elétricos provocados pela interrupção do sistema energizado [1, 19]. Esquemas de proteção para microrredes CC são discutidos em [136–141]. As pesquisas abordam o projeto do sistema de proteção para diferentes tipos de falta em microrredes CC, com coordenação dos elementos, identificação e isolação da falta; além de propostas de dispositivos de uso específico em sistemas CC considerando as características dos conversores de potência.

2.2.7 Topologias de conversores eletrônicos de potência

Novas topologias e respectiva análise de conversores eletrônicos de potência desenvolvidas especialmente para aplicações em microrredes CC são apresentadas nos tra-

balhos [58, 133, 142–152]. A principal categoria de conversores propostos são conversores CC-CC bidirecionais de alto desempenho, com objetivo de reduzir o estresse sobre as chaves de potência e aumentar a capacidade de integração com o barramento em corrente contínua. Proposta de novas topologias e análise de conversores CC-CC bidirecionais são discutidos em [143, 147, 148]. Transformadores de estado sólido também são propostos para integração entre a rede de distribuição CA e a microrrede CC [133, 144–146]. Tais dispositivos substituem o uso dos transformadores de distribuição convencionais, que operam em corrente alternada, por um conversor de potência com alta controlabilidade e com possibilidade de regular o fator de potência no PAC, compensar harmônicos, e participar ativamente na identificação e supressão de faltas na microrrede. Uma linha de pesquisas recentes propõe o uso de conversores eletrônicos de potência como molas elétricas (*electric springs*) híbridas para regulação de tensão em microrredes CC [151, 152].

2.2.8 Sistemas de comunicação

Embora diversas linhas de pesquisa considerem fundamental que o gerenciamento de microrredes seja feito de forma descentralizada e sem comunicação entre os conversores, o conceito de redes elétricas inteligentes diverge desse ponto de vista. Com isso, uma vertente majoritária de pesquisas desenvolve estratégias de gerenciamento com algum grau de comunicação entre os dispositivos, ainda que de forma hierárquica e distribuída. Para tornar o sistema de comunicação em microrredes CC mais robusto e confiável, a análise e desenvolvimento de protocolos e estratégias de compartilhamento de informação entre conversores eletrônicos de potência são discutidos em [5, 50, 53, 67, 68, 153]. A influência do atraso da linha de comunicação de baixa largura de banda é abordada em [53, 67]. Uma revisão dos principais protocolos de comunicação passíveis de utilização em microrredes CC é apresentada em [5], tomando como base a distância dos elementos, latência, largura de banda e segurança dos protocolos. O impacto da latência de comunicação em controles centralizados durante o ilhamento de uma microrrede CC é discutido em [68], em que a relevância da capacitância do barramento CC na latência do sistema de comunicação é evidenciada. Por fim, estratégias de gerenciamento em microrredes CC com base em técnicas inovadoras de comunicação são apresentadas em [50, 68].

2.3 Gerador de relutância variável

2.3.1 Contextualização

Pode-se considerar a concepção da máquina de relutância variável como pioneira entre as máquinas elétricas, ainda no século XIX. Inicialmente essas topologias primitivas eram classificadas como máquinas de circuitos magnéticos separados e máquinas de circui-

tos magnéticos mutuamente acoplados. As aplicações na época eram voltadas para tração em locomotivas, tendo como influência as máquinas a vapor [154]. Contudo, o baixo desempenho dessas máquinas primitivas fez com que outras tecnologias se tornassem dominante na época e a máquina de relutância fosse praticamente abandonada pela comunidade científica. A redescoberta da máquina de relutância também é fortemente atrelada à evolução da eletrônica de potência a partir da década de 1960, com o desenvolvimento das chaves de potência [154–156]. A demanda por máquinas elétricas na indústria e em aplicações domésticas ainda na década de 1960 favoreceu o ressurgimento de pesquisas com a máquina de relutância variável. Atualmente, graças a essas pesquisas científicas, essas máquinas encontram nichos de aplicação relevantes como em sistemas eólicos de velocidade variável, veículos elétricos, em eletrodomésticos, e maquinários agrícolas.

Entre as principais vantagens da máquina de relutância estão o baixo custo de manufatura devido à ausência de imãs e bobinas no rotor e a alta densidade de potência, uma vez que as perdas no cobre são reduzidas [25, 154]. Assim, essas máquinas são excelentes opções para uso em sistemas que exigem uma ampla faixa de velocidade, necessidade de esforço mecânico e variação excessiva de temperatura. A máquina de relutância variável apresenta ainda uma ótima tolerância a faltas devido à independência entre as fases, o que leva a uma ausência de tensão de circuito aberto e consequente baixa corrente de curto-circuito. Como desvantagens, mencionam-se a alta ondulação de torque eletromagnético, o que causa estresse mecânico e alto ruído; a alta não-linearidade, que dificulta o projeto mecânico e de controle da máquina; e a necessidade de sensores de posição e sistema de controle, mesmo para aplicações simples [157, 158]. Além disso, para aplicações isoladas, a máquina de relutância necessita de excitação externa em corrente contínua para magnetizar as bobinas do estator [159].

A máquina de relutância variável funciona pelo principio da mínima relutância, no qual o rotor é atraído para uma posição alinhada com os polos do estator quando a respectiva fase é energizada. A energização coordenada das fases da máquina faz com que o rotor gire ou seja produzida uma tensão no estator de forma síncrona com esse acionamento. O momento da energização das fases determina a operação da máquina como motor, ou como gerador [160, 161]. Se as fases forem energizadas quando a indutância é crescente, a máquina operará como motor e o conjugado resultante será positivo. Caso a energização ocorra no período em que a indutância decresce, o conjugado será negativo, caracterizando a operação como gerador [25, 155]. Portanto, para a seleção do modo de funcionamento é necessário o conhecimento da posição do rotor, o que é feito de forma precisa por meio de sensores de posição, ou de forma aproximada por meio de técnicas de estimação.

A operação da máquina de relutância variável como motor é mais consolidada e apresenta estágio de desenvolvimento mais maduro. A operação como gerador vem sendo desenvolvida com base em soluções tecnológicas e aplicações recentes, especialmente

em turbinas eólicas de velocidade variável e veículos elétricos. Duas vertentes principais para sanar as dificuldades de utilização do GRV são o projeto da estrutura mecânica da máquina e o acionamento e controle utilizando um conversor eletrônico de potência. Esta seção apresenta o princípio de operação e as principais linhas de pesquisas relacionadas ao gerador de relutância variável discutidas na literatura técnica. São abordados os temas de modelagem e projeto do gerador, as estratégias de acionamento e controle, estratégias de otimização, e as principais aplicações do gerador de relutância variável, com foco na aplicação em sistemas eólicos, objeto de estudo deste trabalho.

2.3.2 Princípio de operação

Uma máquina de relutância variável possui polos salientes no estator e no rotor, ambos com estrutura laminada para limitar as correntes parasitas no núcleo magnético. Não há necessidade de bobinas ou imãs no rotor, uma vez que essa máquina funciona pelo princípio da mínima relutância [23, 25]. O desalinhamento entre os polos é dado pela diferença entre o número de polos do estator e do rotor. Esse desalinhamento garante torque inicial de partida na operação como motor. A escolha do número de polos afeta principalmente a ondulação do torque eletromagnético produzido pela máquina. O arranjo uniforme e equidistante das bobinas do estator garante produção de um torque balanceado em cada fase [162]. A escolha do número de fases, por sua vez, modifica a frequência dos pulsos de corrente aplicados, com consequente alteração das tensões e correntes elétricas produzidas. A operação nos quatro quadrantes é obtida com pelo menos três fases.

Uma máquina de relutância variável trifásica 12/8 (número de polos do estator/número de polos no rotor) e os respectivos perfis de indutância e torque eletromagnético durante a operação como motor e gerador são apresentados na Figura 2.3.

Como mostrado na Figura 2.3, a indutância da máquina apresenta valor mínimo na posição desalinhada D, quando a relutância é máxima. Na posição alinhada A_L, a indutância é máxima, enquanto a relutância é mínima. A posição S indica o início do alinhamento dos polos, enquanto S' indica o início de desalinhamento. A passagem do rotor partindo de D, passando por S, por A_L e S', e retornando a D define um ciclo elétrico [162]. Quando as bobinas de uma fase são energizadas, os pares de polos do rotor que são adjacentes aos polos do estator dessa fase ativada se movem para a posição alinhada, enquanto que os demais polos do rotor são movidos para posições desalinhadas. Quando a fase subsequente é energizada, esse processo se repete. Na operação como motor, as bobinas das fases são ativadas quando a indutância é crescente; ou seja, quando os polos do rotor aproximam-se do alinhamento. Nesse caso, o torque eletromagnético produzido é positivo. Para operar como gerador, deve-se energizar as bobinas das fases quando a indutância for decrescente, o que significa que os polos do rotor aproximam-se do desalinhamento. Com isso, obtém-se torque eletromagnético negativo [23, 25].

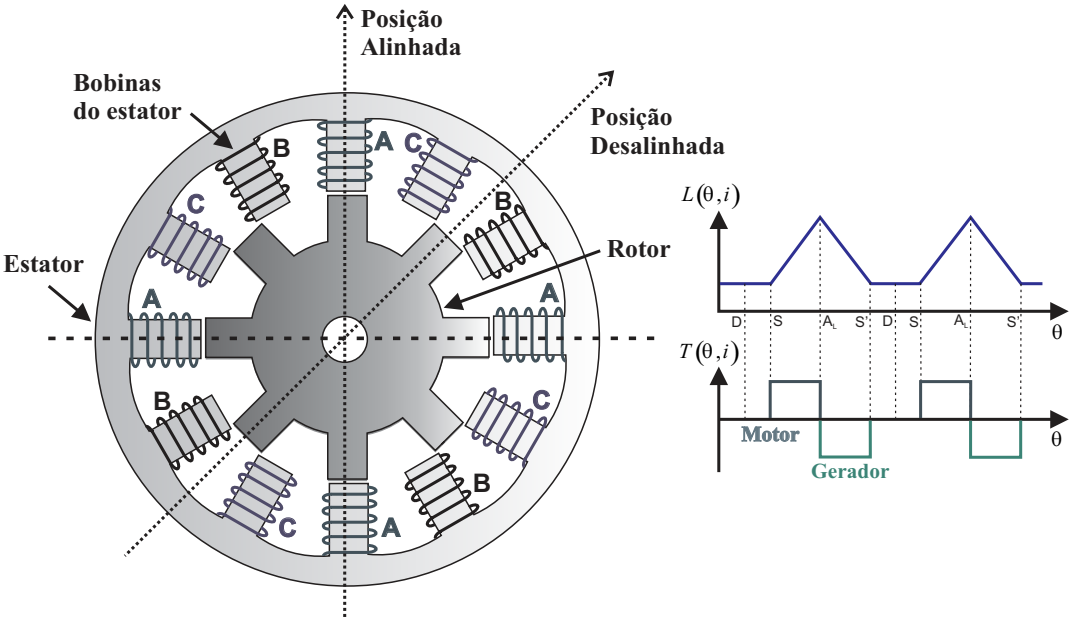


Figura 2.3: Estrutura da máquina de relutância variável trifásica 12/8 e perfis de indutância e torque eletromagnético.

Um máquina de relutância variável pode ser representada dinamicamente, por fase, pela equação:

$$V_{grv} = Ri + \frac{d\lambda\left(i,\theta\right)}{dt} \tag{2.1}$$

em que V_{grv} é a tensão terminal do gerador, R é a resistência elétrica do enrolamento do estator, λ é o fluxo concatenado com o enrolamento do estator, i é a corrente elétrica no enrolamento do estator, e θ é a posição angular do rotor [25, 162].

A indutância da máquina é dependente da corrente elétrica e da posição angular do rotor por conta da estrutura de polos salientes, que faz com que o entreferro varie a posição relativa dos polos. Como $\lambda = L\left(\theta, i\right) i$, tem-se que:

$$V_{grv} = iR + L\left(\theta\right)\frac{di}{dt} + i\frac{dL\left(\theta\right)}{dt} \tag{2.2}$$

$$V_{grv} = iR + L\left(\theta\right)\frac{di}{dt} + i\frac{dL\left(\theta\right)}{d\theta}\frac{d\theta}{dt} \tag{2.3}$$

As Equações (2.2) e (2.3) são válidas se a máquina não estiver saturada magneticamente. Como a velocidade angular do rotor é dada por $\omega = \frac{d\theta}{dt}$, tem-se:

$$V_{grv} = iR + L\left(\theta\right)\frac{di}{dt} + i\frac{dL}{d\theta}\omega \tag{2.4}$$

ou ainda,

$$V_{grv} = iR + L\left(\theta\right)\frac{di}{dt} + e \tag{2.5}$$

em que $e = \omega i \frac{\partial L}{\partial \theta}$ é força contra-eletromotriz, a qual é responsável pela potência no entreferro que é convertida em potência mecânica na operação como motor.

A potência do GRV é obtida multiplicando a Equação (2.3) por i e manipulando as expressões de forma que:

$$P_{grv} = i^2 R + \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2} L(\theta)\, i^2\right) + \frac{1}{2} i^2 L(\theta)\, \omega \tag{2.6}$$

Da Equação (2.6), pode-se notar que o primeiro termo do lado direito é a potência elétrica dissipada no cobre do estator. O segundo termo representa a potência armazenada no campo magnético da bobina. O último termo representa a potência no entreferro, convertida em potência mecânica na operação como motor [23,25]. Uma vez que a potência mecânica é dada por $P_{mec} = T\omega$, tem-se que:

$$T(i, \theta) = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \tag{2.7}$$

em que $T(i, \theta)$ é o torque eletromagnético da máquina de relutância.

O torque eletromagnético instantâneo é função da corrente elétrica e da posição do rotor. Porém, o torque é independente da polaridade da corrente, o que garante a unidirecionalidade do acionamento. A dependência com o quadrado da corrente faz com que essa máquina tenha ainda um excelente torque de partida. Entretanto, a natureza não-linear dessas equações faz com que a obtenção de um modelo equivalente simples para a máquina de relutância variável não seja possível.

2.3.3 Modelagem e projeto

Devido à impossibilidade de obtenção de um modelo simplificado para a máquina de relutância variável, uma vasta linha de pesquisas aborda as temáticas de modelagem e projeto da máquina para funcionamento como gerador elétrico. Os métodos de modelagem do GRV podem ser divididos em três categorias básicas: o método analíticos, o método gráfico baseado em elementos finitos (*finite element method* - FEM), e o método baseado em curvas experimentais. Métodos analíticos são apresentados para obtenção das características dinâmicas do GRV em [163–171]. A principal desvantagem desses métodos é a necessidade de utilização de diversos parâmetros construtivos que, na maioria das vezes, não estão disponíveis para o projetista. Os métodos analíticos são práticos para representar condições específicas de operação, mas são menos precisos do que os demais ao se considerar toda a faixa de operação do gerador. O método baseado em elementos finitos é utilizado em [44, 172, 173]. O uso de FEM é feito por meio de *softwares* específicos, os quais retornam excelente precisão no comportamento eletromagnético não-linear do GRV. Essa técnica é madura e bem desenvolvida, porém exige alto esforço computacional na solução para elementos finitos a cada passo de integração. Métodos experimentais para

levantamento do modelo do GRV são discutidos em [174–176]. Os métodos experimentais são os de maior utilidade prática, quando se tem um GRV fabricado e deseja-se obter as características da máquina. Tais métodos retornam uma precisão intermediária entre métodos analíticos e os FEM e possuem como desvantagem a falta de previsão da alteração de variáveis físicas, como temperatura e umidade, não inclusas no momento do ensaio experimental.

O projeto físico do gerador de relutância variável é discutido em [101, 177–190]. A técnica de análise de elementos finitos é amplamente utilizada pelos autores no projeto, dimensionamento, e em propostas de novas geometrias para a máquina de relutância. Entre os méritos dessa técnica estão a flexibilidade, adaptatividade e maior precisão em relação aos demais métodos [27]. A análise por FEM é usualmente combinada com estratégias de otimização, em especial os algorítimos genéticos, para obtenção dos parâmetros construtivos ótimos nos projetos do gerador [187]. Entre as propostas de novas topologias projetadas para o gerador de relutância destacam-se o GRV com núcleo tipo C [189], as topologias tubulares [101], de fluxo transverso [186], e as topologias de GRVs auto-excitados [185]. Esses projetos visam mitigar parte das desvantagens do gerador de relutância variável por meio de modificações estruturais na máquina.

2.3.4 Acionamento e estratégias de controle

Para energização coordenada das fases do GRV, faz-se necessário o uso de conversores eletrônicos de potência e respectivas técnicas de acionamento apropriadas. Em cada ciclo de ativação, deve-se magnetizar a fase do GRV, recuperar a energia convertida de mecânica para elétrica e, por fim, desenergizar o enrolamento. O conversor em meia ponte assimétrica (*asymmetric half bridge*-AHB) é o mais utilizado no acionamento do gerador de relutância variável por promover de forma direta as etapas de acionamento mencionadas [23, 25, 162]. Um circuito do GRV com conversor AHB é mostrado na Figura 2.4(a). Cada braço do conversor é formado por duas chaves de potência e dois diodos de roda livre para recuperação da energia convertida. As chaves e os diodos são dispostos em diagonal, de forma assimétrica. A fonte externa é necessária para pré-carga do capacitor do barramento e consequente magnetização inicial das bobinas do estator. Essa fonte é retirada após o início da operação da máquina como gerador. O filtro capacitivo de saída é projetado para manter a tensão no barramento CC com baixa ondulação.

Pode-se resumir o acionamento do conversor AHB para a operação do GRV da seguinte forma: ambas as chaves das fases do AHB devem ser acionadas durante o período de magnetização (ou excitação), no qual a respectiva fase do GRV recebe a tensão de excitação e a corrente elétrica circula por seus enrolamentos, como mostrado na Figura 2.4(b). Para cada período de excitação, a energia é armazenada no campo magnético da fase correspondente. Durante a etapa de geração, mostrada na Figura 2.4(c), as chaves são

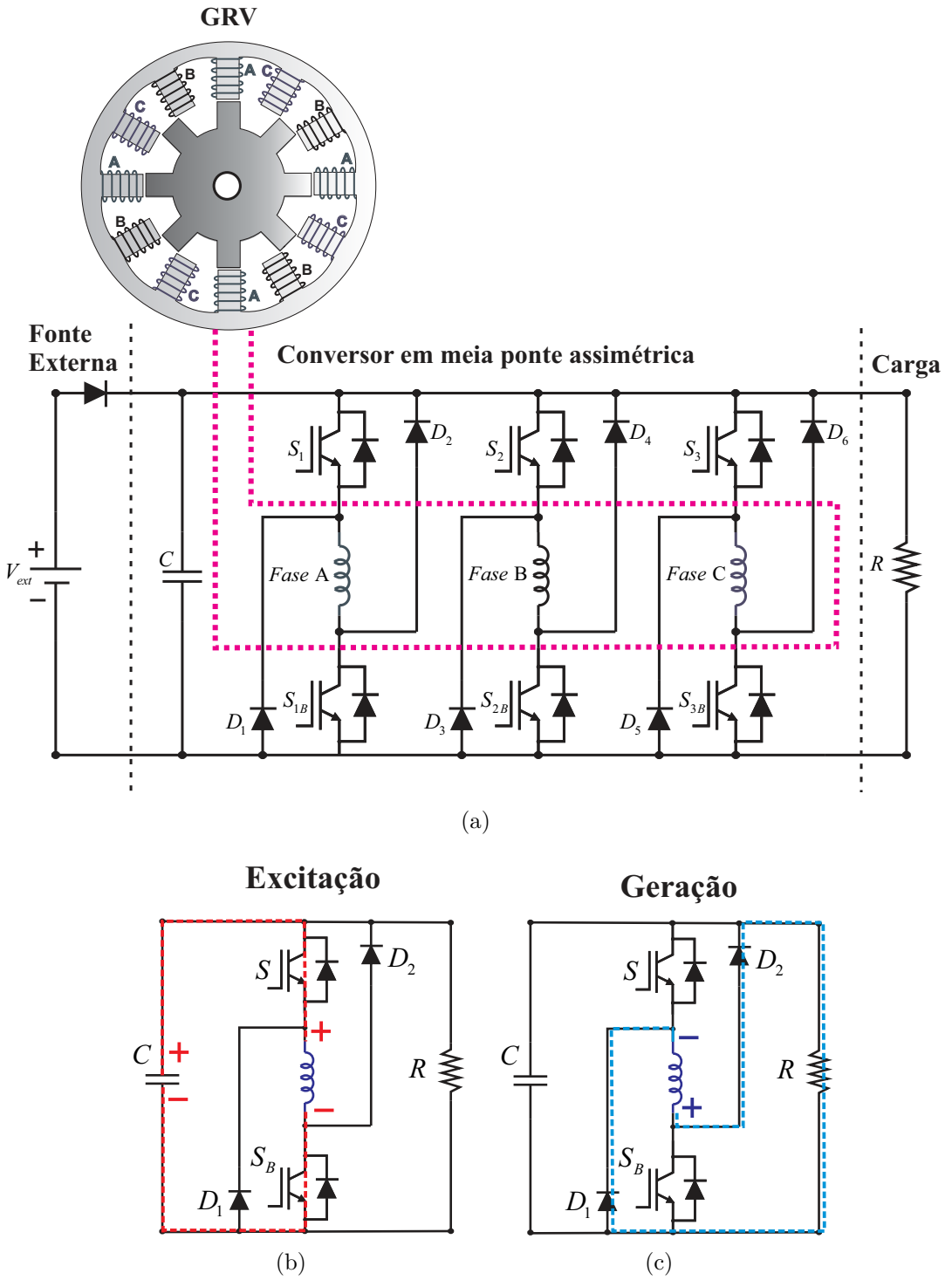


Figura 2.4: Conversor para acionamento do GRV: a) AHB trifásico; b) etapa de excitação; c) etapa de geração.

desligadas e a energia circula para a carga, com adição da conversão eletromecânica resultante. Uma fase intermediária adicional de roda livre pode ser acrescentada para produzir tensão nula, se desejável. O conversor AHB produz um fluxo de corrente unidirecional, com as fases isoladas eletricamente umas das outras [162].

Para o GRV, a velocidade de base é definida como aquela em que a força contra

eletromotriz e a tensão no barramento CC se igualam, ou seja, $e = V_{grv}$ na Equação 2.5. Na velocidade de base, as correntes de fase atingem o valor nominal constante sem a necessidade de corrente de regulação [23]. Para baixas e médias velocidades, a força contra eletromotriz é menor do que a tensão no elo CC e, assim, a corrente na fase decresce ao fim da etapa de excitação. O controle por histerese de corrente ou por PWM pode ser aplicado para regular a corrente de fase. Para altas velocidades, no entanto, a força contra-eletromotriz é maior do que a tensão no elo CC. Nesse caso, a corrente elétrica tende a aumentar e não há controle da mesma após o período de excitação. O limite da corrente é dado pela própria força contra-eletromotriz da máquina. Com isso, a operação por pulso único é necessária [159, 161]. Ambas as formas de controle de corrente do GRV são apresentadas na Figura 2.5.

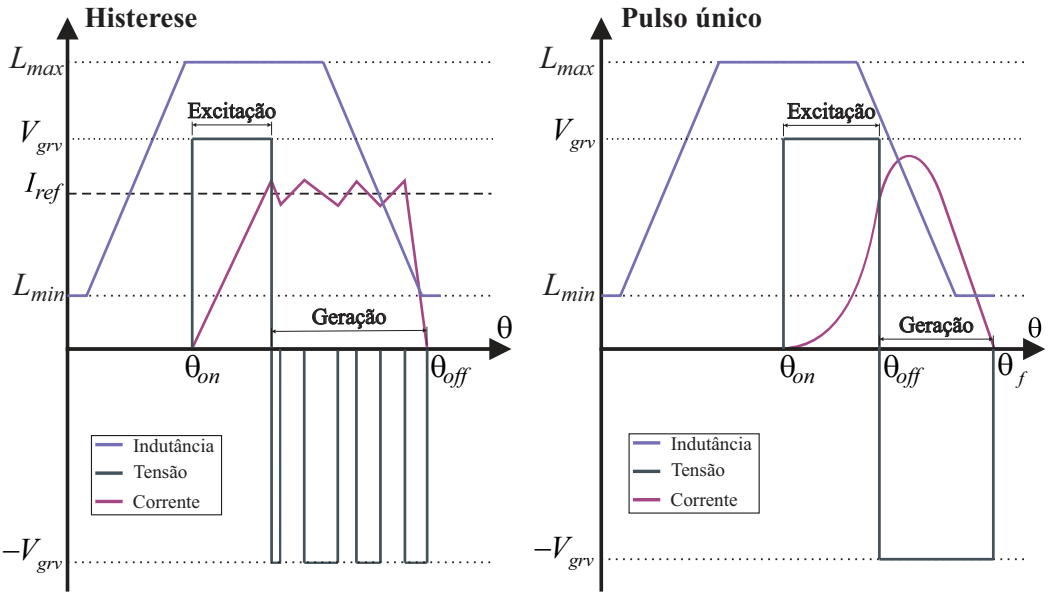


Figura 2.5: Acionamento do gerador de relutância variável por histerese de corrente e por pulso único (adaptada de [191])

Os ângulos de ativação, a indutância, a tensão, e a corrente elétrica em uma fase do GRV são mostrados na Figura 2.5. Define-se o ângulo de ligação, θ_{on}, como aquele em que a fase é energizada com aplicação de uma tensão positiva nas bobinas. Nesse momento, o período de excitação começa e a corrente elétrica passa a circular na máquina para ambos os modos de operação. Na operação por histerese, a corrente é controlada na etapa de geração. O ângulo de desligamento, θ_{off}, é definido de maneiras distintas nas operações por histerese e por pulso único. Quando o GRV opera por histerese, o ângulo de desligamento é definido como aquele em que as chaves são desligadas e a corrente elétrica cai a zero rapidamente. Nesse caso, o período $\theta_{on} - \theta_{off}$ é o definido como intervalo de condução. Na operação por pulso único, o ângulo de desligamento marca a abertura das chaves e início do processo de geração. Nesse caso, a corrente elétrica continua circulando

na fase, sem controle, até ser totalmente extinta em θ_f.

Diversas estratégias voltadas ao controle e acionamento do gerador de relutância variável são reportadas na literatura [23]. Essas estratégias de controle podem ser divididas em controle da velocidade do gerador, controle da tensão de saída e controle de potência média. Nas três situações, utilizam-se duas malhas fechadas de controle, em que a malha interna é dada por um controle de corrente, utilizando os métodos de acionamento por histerese (ou PWM) e pulso único; e a malha externa define a aplicação do GRV. O controle de tensão é utilizado quando o GRV alimenta cargas fixas ou em situações em que a tensão de saída do gerador deve ser regulada [148, 169, 186, 192–208]. Embora mais comum na operação da máquina de relutância variável como motor, o controle de velocidade pode ser utilizado em GRV em sistemas eólicos para obtenção do pico de eficiência aerodinâmica, ou em veículos elétricos alternando entre a operação motor e gerador [23, 24, 209–213]. Por fim, o controle de potência pode ser aplicado quando é exigido regulação da potência média de saída, tal qual em aeronaves, veículos elétricos ou em turbinas eólicas de velocidade variável [62, 151, 207, 214–222].

2.3.5 Estratégias de otimização

Vários trabalhos discutem o problema de desempenho ótimo do gerador de relutância variável [23, 62, 148, 151, 194, 196, 201, 205, 208, 210, 214, 216, 219, 221, 223–226]. Os métodos propostos podem ser classificados em estratégias *online*, nas quais expressões aproximadas são aplicadas para obter os parâmetros ótimos de controle durante a operação da máquina; e métodos *offline*, nos quais algoritmos mais complexos de otimização são aplicados em simulações computacionais. Então, os parâmetros de controle ótimo são armazenados em tabelas de buscas ou em funções de interpolação para aplicação durante o funcionamento do gerador. Os métodos *online* requerem menos esforço de processamento, são mais simples e práticos, porém são dependentes dos aspectos construtivos da máquina, não podendo ser reproduzidos com precisão em máquinas distintas. Os métodos *offline* são tão precisos quanto os modelos computacionais permitirem, mas exigem maior esforço computacional na obtenção dos parâmetros e esforço de processamento para atualização das tabelas de busca no experimento.

Os trabalhos citados consideram a otimização do GRV com objetivos de atingir potência máxima de geração ou regulação de tensão de saída. Este trabalho de doutorado, por sua vez, é continuação direta dos trabalhos desenvolvidos em [161, 191, 219, 220]. Um método *offline* de otimização baseado em planejamento de experimentos computacionais é aplicado para obter os parâmetros ótimos do GRV, considerando o balanço adequado entre eficiência e ondulação de torque eletromagnético. Esse método é adaptado para acionamento do GRV por meio de controle direto de potência em função da operação da microrrede, como será detalhado no Capítulo 5. Ressalta-se ainda a contribuição do uso

de um conversor CC-CC bidirecional de interface para garantia da tensão ótima do GRV, recurso raramente explorado na literatura.

2.3.6 Conversores eletrônicos de potência

Apesar do conversor em meia ponte assimétrica ser o mais utilizado para aplicações da máquina de relutância variável operando como gerador, diversas outras topologias de conversores de potência são investigadas [62,148,173,199,202,205,215,225,227–232]. As topologias de conversores para o GRV podem ser divididas em quatro categorias básicas: conversores em meia ponte; conversores com recuperação de energia capacitiva, indutiva ou externa; conversores dissipativos; e conversores com auto-comutação [227]. Outra classificação usual é dada de acordo com o número de chaves de potência empregada, com opções dos tipos: $(N+1)$, N, $1.5N$ ou $2N$, em que N é o número de fases da máquina [25, 162]. O conversor AHB, por exemplo, é um conversor do tipo $(2N)$-chaves, enquanto outras topologias como o conversor C-dump são do tipo $(N+1)$-chaves. O objetivo das propostas de conversores de potência para acionamento do GRV focam na redução de custo baseado na redução do número de chaves de potência, no aumento da capacidade de tensão e corrente, aumento da tolerância a faltas, e na possibilidade de operação sem uso de sensores (*sensorless*). Uma outra linha de investigação utiliza conversores em cascata com objetivo de compatibilizar a tensão gerada pelo GRV com a tensão no barramento em corrente contínua [199, 215].

2.3.7 GRV em sistemas eólicos

A energia eólica é a energia contida nas massas de ar em movimento. O aproveitamento dessa energia renovável ocorre pela conversão da energia cinética de translação das massas de ar em energia cinética de rotação utilizando turbinas eólicas. Os aerogeradores, por sua vez, são máquinas elétricas responsáveis por converter a energia eólica em energia elétrica em sistemas eólicos (*Wind Energy Conversion System*-WECS) [233, 234]. Esses sistemas podem operar em velocidade fixa ou velocidade variável, sendo que a opção pela velocidade variável retorna melhor desempenho e flexibilidade de operação. Os sistemas eólicos modernos operam em velocidade variável graças ao uso de conversores eletrônicos de potência capazes de realizar o processamento da energia convertida.

A potência mecânica obtida por um aerogerador é expressa por [233, 234]:

$$P_m = \frac{1}{2}\pi R^2 \rho C_p\left(\lambda, \beta\right) V^3 \tag{2.8}$$

em que R é o raio da pá eólica, ρ é a densidade do ar, V é a velocidade do vento incidente, $C_p(\lambda, \beta)$ é o coeficiente de potência da turbina, β é o ângulo de passo das hélices da turbina (ângulo de *pitch*), e λ é a razão de velocidade na ponta da pá.

O coeficiente de potência, C_p, é dado em função da razão de velocidade na ponta da pá, λ, calculado como:

$$\lambda = \frac{\omega_r R}{V} \tag{2.9}$$

em que ω_r é a velocidade rotacional das pás.

O torque mecânico produzido pela turbina eólica, por sua vez, é dado por:

$$T_m = \frac{1}{2}\pi C_p\left(\lambda, \beta\right) R^3 V^2 \tag{2.10}$$

Na operação com velocidade variável, o rastreamento do ponto de máxima transferência de potência (*Maximum Power Point Tracking*-MPPT) deve fazer com que o aerogerador opere com o coeficiente de potência $C_p(\lambda, \beta)$ máximo, o que implica no maior conjugado mecânico. O ponto de máxima captura de energia é obtido para cada velocidade de vento quando o máximo $C_p(\lambda, \beta)$ é atingido, dando origem as curvas de coeficiente de potência. Uma vez que o ponto de máxima potência é seguido por meio de técnicas apropriadas de controle, o perfil otimizado da potência de saída gerada é dado por:

$$P_{opt} = k_{opt} w_r^3 \tag{2.11}$$

em que P_{opt} é a potência ótima de saída requisitada; k_{opt} é uma constante que depende da aerodinâmica da pá, dos parâmetros da turbina e da caixa de engrenagens do aerogerador, se houver, assumindo o máximo C_p.

Uma vez que o GRV opera em uma ampla faixa de velocidades com alta densidade de potência, sua aplicabilidade como aerogerador, especialmente os de pequeno porte, é incentivada em projetos de pesquisas. A aplicação do gerador de relutância variável em sistemas eólicos é discutida em [44, 153, 179, 181, 187, 195, 198, 200, 201, 204, 207, 209, 210, 212, 213, 215, 217–222, 226, 231, 235]. Os principais aspectos estudados, em consonância com os temas abordados nesta seção, são melhorias no projeto estrutural do gerador, com foco na aplicação eólica; propostas de estratégias de controle do GRV em sistemas eólicos, tanto em aplicações de conexão à rede elétrica distribuição, quanto para sistemas isolados; e propostas de estratégias de otimização dos parâmetros GRV operando como aerogerador. Dentre os trabalhos citados, destacam-se ainda as propostas de inovação no projeto construtivo das turbinas eólicas com GRV [44, 179, 181, 187, 201]; as propostas de obtenção de máxima transferência de potência para o GRV em sistemas eólicos [207, 210, 212, 215]; a aplicação do controle direto de potência [217–220, 222]; as estratégias de controle de velocidade de turbinas eólicas com GRV [209,213], e o uso de técnicas *sensorless* [198, 231] para controle e operação do GRV. Este trabalho de doutorado tem enfoque na estratégia de controle do GRV em um sistema eólico de pequeno porte, especialmente com uso do controle direto de potência, tendo como base as propostas apresentadas em

[204, 215, 220].

2.3.8 Outras aplicações

Conforme comentado nas seções anteriores, o gerador de relutância variável pode ser aplicado em situações que requerem o uso de um gerador robusto e tolerante a faltas para operação em uma ampla faixa de velocidades. Além da aplicação em sistemas eólicos, o uso do GRV é ainda discutido na literatura para turbinas a gás [172, 193], em aeronaves e aplicações aeroespaciais [171, 188, 190, 236], como conversor de energia maremotriz [185, 237, 238], e principalmente em veículos elétricos [165, 177, 178, 184, 200, 205, 211, 232, 239]. O uso do GRV como turbogerador é justificado pela alta velocidade e alta temperatura de operação das turbinas a gás, as quais podem alcançar 80.000 rpm e 900 ^oC, respectivamente [172]. Para aplicações aeroespaciais, o gerador de relutância variável é proposto com objetivo de reduzir o volume, peso e custo da infraestrutura sem prejudicar a eficiência e a confiabilidade global da aeronave [188]. A conversão de energia maremotriz requer o uso de uma gerador capaz de converter o movimento translacional em baixas velocidades das marés em energia elétrica; o uso do GRV linear é proposto também para essa finalidade [238]. O baixo custo, a robustez e a faixa de velocidade extensa de operação do GRV fazem com que essas máquinas também sejam indicadas para uso em veículos elétricos, tanto como provedor de energia elétrica no modo gerador, quanto como máquina motriz no modo motor [205].

2.4 GRV em microrredes CC

Alguns trabalhos tecnológicos discutem a inclusão do gerador de relutância variável em microrredes CC [62, 135, 153, 199, 202, 205, 208, 213, 231, 240, 241]. Em [199], apresenta-se uma microrrede CC com inclusão do GRV conectado por meio de um conversor *boost*. Um esquema de controle robusto do tipo mestre-seguidor é aplicado para a operação do sistema. Um conversor *buck-boost* bidirecional é utilizado para realizar a carga e descarga de baterias incorporadas à microrrede. Contudo, apenas a operação isolada é abordada pelos autores. O gerenciamento de potência para a geração distribuída e para o banco de baterias também não é efetuado. Em [202], apresenta-se a conexão do GRV em um sistema eólico com interfaceamento por um conversor CC-CC. O objetivo do controle desenvolvido é a regulação da tensão de saída do GRV. Embora considere a operação em um sistema eólico, apenas o controle por histerese é realizado pelos autores. Novamente, somente a operação isolada é considerada, ignorando-se a conexão com a rede elétrica convencional em corrente alternada. Em [205], um conversor de potência e um controle de busca inteligente são propostos para reduzir a ondulação de corrente de saída de um GRV para aplicações em carregamento de baterias. Os ângulos ótimos do GRV para tal

operação são discutidos pelos autores. O foco do trabalho é limitado à redução da ondulação de corrente elétrica, nenhum método de gerenciamento de potência é considerado, e o modo conectado à rede de distribuição não é abordado.

Em [135, 213], um controle baseado em passividade é aplicado para WECS com GRV suprindo cargas de potência constante. As propostas dos autores consideram a geração direta para a carga, em um sistema isolado, com auxílio de um sistema de baterias. Contudo, esses artigos focam apenas na análise de estabilidade dos controles propostos. Assim, o gerenciamento de potência na microrrede não é abordado e a operação conectada à rede elétrica não é avaliada. Em [231], uma topologia de conversor eletrônico de potência, que contém apenas diodos e indutores, e respectivo sistema de controle são propostos para o GRV em um WECS conectado à uma microrrede CC. Os autores detalham apenas a proposta do conversor e respectivo controle, sem abordar o gerenciamento de potência ou características da microrrede CC. Um esquema de controle de corrente de fase do GRV é proposto em [240] para regulação da potência de saída do gerador. Embora comente a conexão com uma microrrede CC, o artigo não aborda o gerenciamento de energia de tal microrrede nem a aplicação do GRV em sistemas eólicos. Em [153], uma técnica de *soft*-PWM é proposta de forma a injetar uma ondulação extra na tensão de saída do GRV como forma de comunicação dentro de uma microrrede CC. O artigo foca na apresentação da técnica de comunicação e no projeto da modulação e demodulação do sinal, sem abordar o gerenciamento de potência na microrrede ou aspectos do sistema eólico. O controle do GRV para microrredes CC é abordado em [208]. Apenas o desempenho ótimo do GRV controlando a tensão do barramento CC é considerado pelos autores. Assim, mais uma vez, o gerenciamento de potência dentro da microrrede operando no modo conectado não é estudado no trabalho citado. Em [62], um conversor de potência do tipo *boost* ativo é proposto para conexão do GRV em microrredes CC ou para alimentação de cargas em corrente contínua. O conversor proposto pelos autores é adicionado como entrada do conversor AHB para aumento da eficiência do sistema e obtenção do ponto de máxima potência na geração. Os autores focam na proposta do conversor adicional, sem abordar aspectos de gerenciamento de potência da microrrede CC. Um mecanismo de suporte de energia para GRV em microrredes CC é apresentado em [241]. Os autores utilizam um conversor *boost* intercalado cujo o número de células varia em função da velocidade de operação da turbina eólica. Com isso, a tensão de saída do gerador é regulada em função da velocidade de operação do gerador. Embora considere a operação coordenada de bancos de baterias com a turbina eólica, os autores não apresentam a estratégia de gerenciamento de potência utilizada nem realizam a otimização do GRV em função dos parâmetros de controle da máquina.

Diante do exposto, verifica-se a escassez de estudos aprofundados sobre a conexão do GRV em uma microrrede em corrente contínua integrada ao sistema de distribuição de energia elétrica. Inicialmente, são desenvolvidas, de forma independente da operação

do GRV, estratégias de controle para o gerenciamento do fluxo de energia elétrica entre o sistema eólico, os dispositivos de armazenamento e a microrrede CC, em função da carga consumidora. Em seguida, os principais aspectos da geração eólica de pequeno porte são considerados neste trabalho de doutorado. Em especial, considera-se a otimização dos parâmetros de controle da máquina elétrica e a diferenciação apropriada entre a operação em baixas e altas velocidades. A consideração da microrrede CC operando conectada à rede elétrica CA, com o sistema eólico com GRV em um modelo de geração distribuída, é um fator importante do estudo. Além disso, o impacto da ondulação de tensão na saída do GRV sobre a qualidade da energia elétrica injetada na rede CA de distribuição é um tema avaliado. A análise de um conversor CC-CC bidirecional de interface para obtenção do desempenho ótimo, aliado a um comportamento de filtragem, é investigada. Essas considerações são os principais alvos de estudo deste trabalho de doutorado, como será detalhado ao longo dos próximos capítulos.

2.5 Microrrede CC em estudo

A estrutura da microrrede CC proposta para estudo neste trabalho é mostrada na Figura 2.6. O sistema apresentado é composto pelo conversor de interligação com a rede de distribuição CA convencional, por uma turbina eólica de pequeno porte com GRV, pelo sistema de armazenamento de energia, e pelas cargas locais. Todos os elementos apresentados são conectados através de conversores eletrônicos de potência apropriados. As setas nos conversores indicam o sentido do fluxo de energia elétrica, o qual pode ser bidirecional ou unidirecional. Uma linha de comunicação é adotada apenas entre o conversor fonte de tensão e o SAE para implementação da estratégia de gerenciamento de potência. A geração distribuída e a carga têm perfis de geração e consumo próprios e, portanto, não exigem troca de informação na microrrede implementada. Devido à complexidade do sistema e por limitações de espaço e material para a implementação de toda a estrutura da microrrede em laboratório, este trabalho realiza, de forma independente, estudos sobre as técnicas de gerenciamento de potência na microrrede CC e sobre a integração do sistema eólico de pequeno porte com GRV. Adota-se, contudo, a microrrede CC apresentada como sistema principal de estudo para desenvolvimento das análises apresentadas nos capítulos subsequentes. Cada elemento do sistema e os aspectos a serem estudados são discutidos a seguir.

1. **Conexão com a rede de distribuição CA**:

   A rede de distribuição CA é a principal responsável pela criação e regulação do barramento CC. O conversor fonte de tensão (*voltage source converter* - VSC) é o responsável por converter a tensão alternada em tensão contínua, além de permitir o fluxo de potência bidirecional entre a microrrede CC e o ponto de acoplamento

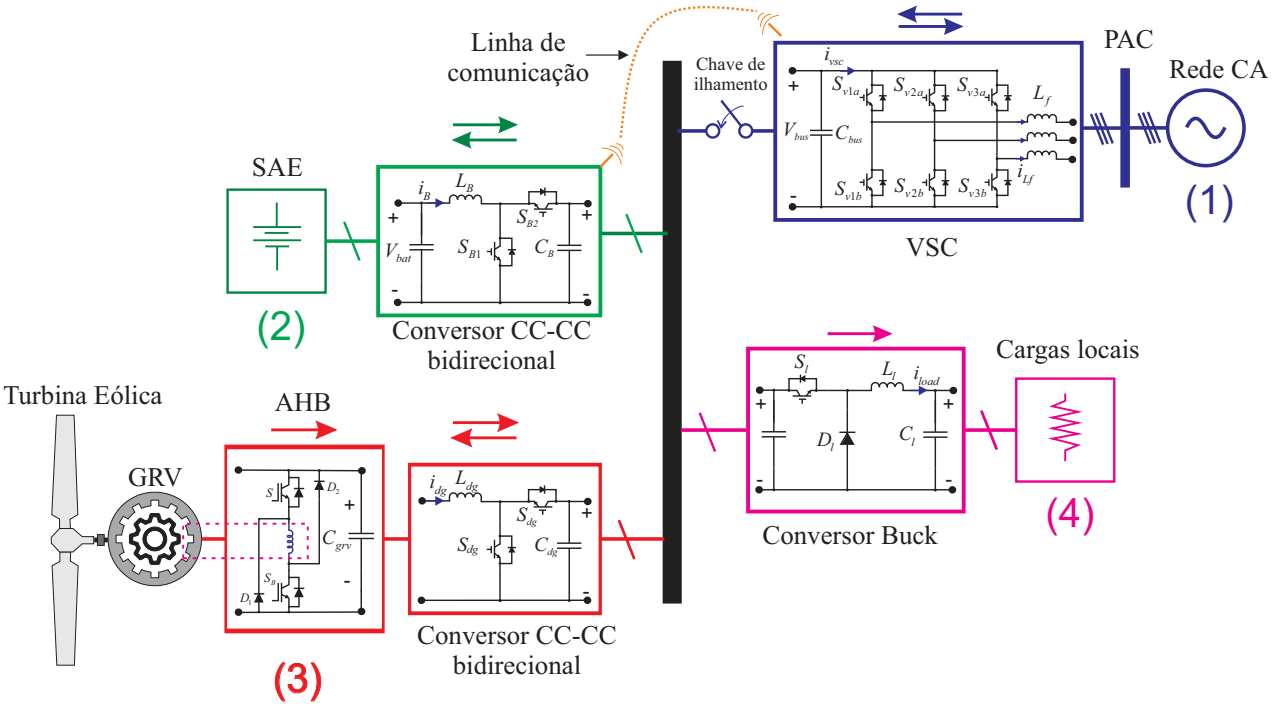


Figura 2.6: Estrutura da microrrede CC proposta para estudo.

comum (PAC). Essa parte do sistema deve abranger a segurança e a estabilidade do lado CC. O controle do VSC deve garantir a operação integrada da rede CA com a microrrede. O gerenciamento de potência é estudado para avaliar a melhor maneira de compartilhar potência entre essas duas redes, considerando os demais elementos incorporados. A operação no modo ilhado (chave de ilhamento aberta) não é avaliada neste trabalho. Em caso de falta ou operação isolada programada, A fonte de geração distribuída e o sistema de armazenamento de energia assumiriam a função de regular o barramento CC.

Neste trabalho, a rede elétrica de distribuição CA considerada é trifásica, 60 Hz, 127 V (tensão eficaz de fase). Considerando a viabilidade de implementação experimental, O VSC é projetado para uma potência nominal de 2 kW. A tensão nominal do barramento CC é escolhida em 400 V, em função dos requisitos de operação da rede de distribuição. Além disso, o nível de tensão 380-400 V é ideal para sistemas de distribuição CC, como o avaliado neste trabalho, por aliar baixas perdas e um nível adequado de segurança para o usuário [1].

2. **SAE**: Um sistema de armazenamento de energia baseado em bancos de baterias é considerado neste trabalho. Para fins experimentais, A tensão de saída do banco de baterias é assumido em 240 V e a potência nominal do SAE é de 1 kW. Um conversor CC-CC bidirecional realiza a conexão com o barramento CC de 400 V, permitindo a operação de carga e descarga do SAE. O controle do conversor permite

a operação do SAE como uma unidade de suporte à microrrede, ou ainda como um dispositivo formador de rede. A atuação do sistema de armazenamento é limitada pelo estado da carga (*state of charge*-SOC) do banco de baterias para preservar a vida útil das mesmas. No modo conectado, quando o banco de baterias está totalmente carregado, a potência extra proveniente da geração distribuída deve ser injetada na rede de distribuição CA, uma vez que o SAE não tem mais capacidade de absorção dessa energia. Por outro lado, se o estado de carga crítico é atingido, o SAE não deve auxiliar no fluxo de potência. Assim, o déficit de energia dentro da microrrede deve ser suprido pela rede de distribuição. Para realizar tal operação, um gerenciamento do SOC do banco de baterias é implementado no controle do SAE. Optou-se, com isso, por evitar que a rede elétrica e o banco de baterias troquem energia entre si, de forma que seja garantida a autonomia interna da microrrede. Assim, o carregamento do SAE é realizado unicamente pela geração distribuída, enquanto que a descarga do banco de baterias é feita em função do requerimento das cargas consumidoras locais.

3. **Gerador Eólico**: A fonte renovável de geração de energia elétrica proposta provém de uma de turbina eólica utilizando o gerador de relutância variável como geração distribuída. O GRV adotado neste trabalho é trifásico, 12/8 (número de polos do estator/número de polos do rotor), potência nominal de 2 kW, velocidade nominal de 1500 rpm. Por ser o principal elemento do sistema, a potência nominal da microrrede em estudo é definida como a potência do GRV, ou seja 2 kW. O conversor AHB é responsável pelo acionamento e controle do gerador. O controle direto de potência (CDP) é utilizado para garantir a entrega da máxima potência elétrica para a microrrede no modo conectado. Esse modo de controle é otimizado para garantir a operação ótima do GRV, a qual resulta em um balanço adequado entre alta eficiência e baixa ondulação de torque eletromagnético. A técnica de planejamento de experimentos computacionais é aplicada para realizar o processo de otimização. A distinção apropriada entre a operação em baixas e altas velocidades de vento é considerada. O conversor CC-CC bidirecional de interface tem o papel de garantir a regulação da tensão de excitação do GRV operando com parâmetros otimizados. Esse conversor atua ainda evitando que componentes de frequências responsáveis pela ondulação na tensão de saída do GRV sejam propagadas para a corrente elétrica injetada na rede de distribuição.

4. **Cargas Consumidoras**: A carga consumidora local da microrrede CC consome potência de acordo com suas próprias características. O fluxo de energia é, portanto, unidirecional. A microrrede CC é responsável por garantir a potência requisitada pela carga a qualquer tempo. O conversor CC-CC tem a função de manter a tensão na carga regulada no nível adequado exigida pela mesma. As cargas CC são con-

figuradas como um conversor abaixador de tensão alimentando cargas resistivas de até 1 kW de potência. A tensão na carga é regulada para 120 V, de forma a ser compatível com a tensão eficaz da rede de distribuição CA avaliada. Com a tensão regulada em uma carga resistiva, tem-se o comportamento de uma carga de potência constante (CPL), as quais apresentam característica de impedância negativa. Essa característica pode levar o sistema para a instabilidade e colapsar a microrrede CC. Cargas de potência constante são dominantes em equipamentos eletrônicos e, devido à sua importância para estabilidade geral do sistema, tais cargas são empregadas neste estudo.

2.6 Considerações Finais

Neste capítulo, apresentou-se uma revisão bibliográfica dos dois temas centrais deste trabalho: as microrredes em corrente contínua e o gerador elétrico de relutância variável. As principais linhas de pesquisa na literatura científica sobre ambos os temas foram comentadas. Deu-se destaque para as estratégias de controle e gerenciamento potência de microrredes CC e para o acionamento e controle do gerador de relutância variável em sistemas eólicos, um vez que essas temáticas são foco de investigação deste trabalho. Uma revisão da literatura sobre a aplicação do GRV em microrredes CC mostrou a lacuna existente nas pesquisas, especialmente nos aspectos de integração do GRV na microrrede, considerando o modo de operação conectado à rede elétrica convencional. Até onde vai o conhecimento do autor, nenhum trabalho aborda, simultaneamente, o gerenciamento de potência na microrrede CC e a operação otimizada dos parâmetros de controle do GRV integrado à microrrede operando no modo conectado à rede de distribuição. Portanto, esta tese tem o objetivo de preencher algumas dessas lacunas por meio das investigações experimentais realizadas. Neste capítulo, apresentou-se ainda a microrrede CC proposta para estudo, a qual é composta por um conversor fonte de tensão para conexão com a rede elétrica de distribuição CA; pelo GRV acionado por um conversor em ponte assimétrica, com conversor CC-CC bidirecional de interface; por um sistema de armazenamento de energia utilizando banco de baterias com respectivo conversor bidirecional; e pelas cargas locais com tensão regulada. Os próximos capítulos se dedicam a explorar o gerenciamento de potência na microrrede e o uso do gerador de relutância variável para turbinas eólicas de pequeno porte atuando como geração distribuída.

Capítulo 3

Avaliação comparativa de estratégias de gerenciamento de potência

3.1 Introdução

Neste capítulo, considera-se a microrrede CC no modo de operação conectado à rede elétrica CA convencional, uma vez que esse modo de operação é o mais usual em microrredes urbanas. As principais estratégias de gerenciamento de potência e controle foram implementadas neste estudo, baseadas na estrutura da microrrede CC apresentada na Figura 2.6. Esta etapa da pesquisa foi realizada no Centro de Pesquisas em Microrredes (CROM), na Universidade de Aalborg, Dinamarca. O foco dessa investigação é o gerenciamento da microrrede CC em um ambiente experimental. A integração com o gerador de relutância variável será considerada em capítulos posteriores.

Para serem aplicadas como estratégias de gerenciamento de potência (*power management systems*-PMS), os métodos de controle descritos na Seção 2.2 devem ser adaptados para coordenar o fluxo de potência na microrrede CC. Devido às características intermitentes da geração distribuída e a ausência de controle sobre as cargas consumidoras locais para a microrrede em estudo, o PMS pode ser simplificado para incluir apenas a operação do sistema de armazenamento de energia (SAE) e da rede CA de distribuição. Neste capítulo, três métodos usuais de controle reportados na literatura são adaptados como PMS em uma microrrede CC conectada à rede elétrica. Esses métodos são: controle por *droop* convencional, controle por *droop* adaptativo baseado no estado de carga do SAE, e o controle hierárquico com compensação do desvio de tensão no barramento CC.

Devido à ausência de controles projetados especificamente para operar como PMS no modo conectado de microrredes CC, duas estratégias adaptadas são propostas neste trabalho. A primeira estratégia consiste em um método mestre-seguidor em que apenas a informação de potência no barramento CC é trocada entre a unidade mestre e a unidade seguidora. Com isso, a linha de comunicação entre os conversores eletrônicos de potência

é simplificada. Além disso, uma estratégia de gerenciamento do banco de baterias (*battery management systems*-BMS) é utilizada em função do estado de carga (*state of charge*-SOC) do banco, o que permite preservar a vida útil do SAE. A segunda estratégia proposta como PMS consiste em um controle por *droop* modificado. Esse método retorna desempenho similar ao mestre-seguidor, também incluindo a função de BMS dependente do SOC do sistema de armazenamento de energia. Contudo, no método por *droop* modificado, a linha de comunicação entre os conversores não é necessária. Por outro lado, essa estratégia tem como desvantagem a imposição de uma variação da tensão no barramento CC, a qual é característica dos métodos por *droop*.

Neste capítulo, apresentam-se a modelagem e as respectivas estratégias de controle dos elementos que constituem a microrrede CC. Em seguida, os métodos de gerenciamento de potência são apresentados em detalhes e uma avaliação qualitativa é conduzida. Os métodos propostos são comparados com as estratégias convencionais adaptadas para funcionarem como PMS. A comparação experimental é realizada baseada nas características de autonomia do SAE, necessidade de linha de comunicação, desvio de tensão no barramento CC, e a inclusão da funcionalidade de gerenciamento do sistema de baterias (*battery management system*- BMS). Por fim, uma microrrede em escala de laboratório foi desenvolvida para obtenção dos resultados experimentais.

3.2 Modelagem e controle dos componentes

3.2.1 Conversor fonte de tensão (VSC)

Seguindo a estrutura da microrrede CC apresentada na Figura 2.6, um conversor fonte de tensão (*voltage source converter*-VSC) trifásico, com filtro indutivo, é utilizado para formar o barramento CC da microrrede. Portanto, quando não há fluxo de potência da microrrede para a rede CA de distribuição, esse conversor atua como um retificador controlado. A estrutura detalhada do VSC é mostrada na Figura 3.1.

O conversor fonte de tensão apresentado na Figura 3.1 é de dois níveis, composto por três circuitos em meia ponte idênticos. A saída do conversor pode assumir os valores $-V_{bus}$ ou $+V_{bus}$. Cada circuito de meia ponte é associado a uma fase da rede CA trifásica. O acionamento deve ser tal que duas chaves da mesma meia ponte não possam ser acionadas ao mesmo tempo. A modulação por largura de pulso senoidal (*sinusoidal pulse width modulation*-SPWM) é aplicada para sintetizar a forma de onda da corrente de saída do conversor. Chaves de potência do tipo IGBT com diodo de retorno são utilizadas na implementação do dispositivo. Utilizando uma estratégia de acionamento apropriada, o VSC pode fornecer fluxo de potência bidirecional entre o barramento CC e a rede de distribuição CA.

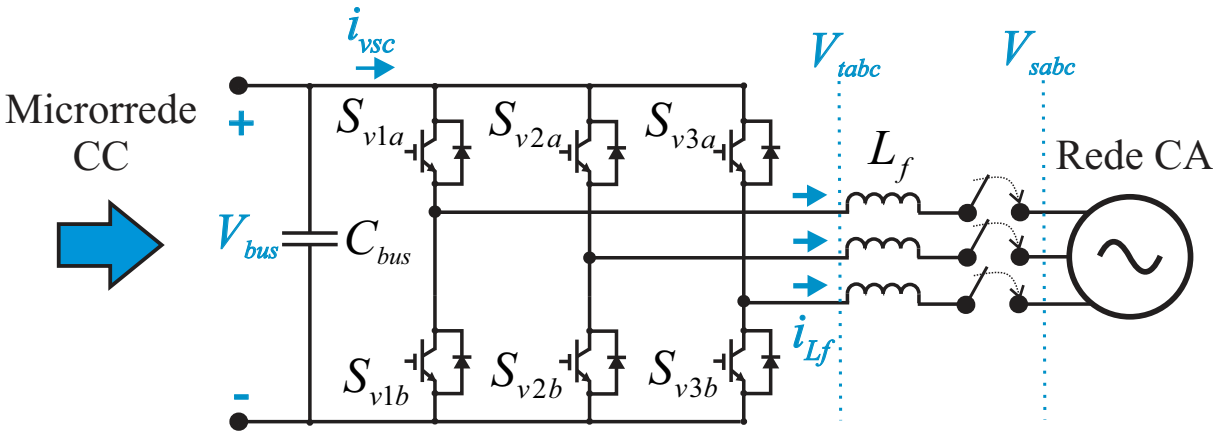


Figura 3.1: Estrutura do conversor fonte de tensão (VSC) interligando a microrrede CC à rede elétrica de distribuição CA.

3.2.1.1 Modelagem do VSC

A dinâmica da tensão do barramenco CC, descrita em detalhes em [242], é dada por:

$$\frac{C_{bus}}{2}\frac{dV_{bus}^2}{dt} = P_{ext} - P_{loss} - P_t \tag{3.1}$$

em que V_{bus} é a tensão do barramento CC, C_{bus} é a capacitância do barramento, P_{ext} é a potência ativa externa que atua como distúrbio, P_{loss} representa as perdas totais do VSC, e P_t é a potência terminal do lado CA da rede.

A transformação das variáveis das coordenadas *abc* para os eixos de referência síncronos *dq* permite trabalhar com variáveis constantes em regime permanente, facilitando o uso de controladores lineares do tipo PI. A transformação de um conjunto de variáveis f_{abc} para f_{dq} é dada por:

$$f_{dq}(t) = T(\theta)\, f_{abc}(t) \tag{3.2}$$

$$f_{abc}(t) = T^{-1}(\theta)\, f_{abc}(t) \tag{3.3}$$

$$T(\theta) = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -sen(\theta) & -sen\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -sen\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

em que $T(\theta)$ é a matriz de transformação e θ é o ângulo de sincronização.

Como deduzido em [242], pode-se mostrar que:

$$P_t \approx P_s + \left(\frac{2L_f}{3{V_{sd}}^2}\right)\left(P_s\frac{dP_s}{dt} + Q_s\frac{dQ_s}{dt}\right) \tag{3.5}$$

em que P_s e Q_s são as entradas de controle de potência ativa e reativa, respectivamente,

L_f é a indutância do filtro de saída e V_{sd} é a tensão de saída do VSC no eixo direto.

Assumindo $Q_s = 0$ para operação com fator de potência unitário na Equação (3.1), e aplicando na Equação (3.5), a dinâmica do barramento CC em função da potência ativa controlada é dada por:

$$\frac{dV_{bus}^2}{dt} = \frac{2}{C_{bus}} \left\{ P_{ext} - P_{loss} - \left[P_s + \left(\frac{2L_f P_s}{3V_{sd}^2} \right) \frac{dP_s}{dt} \right] \right\} \tag{3.6}$$

As equações dinâmicas das correntes elétricas no indutor, para o VSC operando no eixo de referência síncrono, são dadas por:

$$L_f \frac{di_d}{dt} = -R_l i_d(t) + L_f \omega i_q(t) - V_{sd} + V_{td} \tag{3.7}$$

$$L_f \frac{di_q}{dt} = -L_f \omega i_d(t) - R_l i_q(t) - V_{sq} + V_{tq} \tag{3.8}$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega\,(t) \tag{3.9}$$

em que i_d e i_q são as correntes dq no indutor, R_l representa as perdas no indutor, V_{td} e V_{tq} são as tensões terminais em dq, V_{sd} e V_{sq} são as tensões da rede em dq, e ω é a frequência angular das tensões da rede elétrica.

As potências ativa, P_s, e reativa, Q_s, a serem controladas são expressas da seguinte forma:

$$P_s(t) = \frac{3}{2} \left(V_{sd} i_d(t) + V_{sq} i_q(t) \right) \tag{3.10}$$

$$Q_s(t) = \frac{3}{2} \left(-V_{sd} i_q(t) + V_{sq} i_d(t) \right) \tag{3.11}$$

Para uma modulação por largura de pulso senoidal (SPWM), a tensão média por ciclo de chaveamento no terminal CA do VSC é dada por:

$$V_{tabc}\,(t) = \frac{V_{bus}}{2} m_{abc}\,(t) \tag{3.12}$$

em que V_{tabc} é a tensão terminal do lado CA e m_{abc} é o índice de modulação do sinal PWM.

Em coordenadas dq, tem-se:

$$V_{td}\,(t) = \frac{V_{bus}}{2} m_d(t) \tag{3.13}$$

$$V_{tq}\,(t) = \frac{V_{bus}}{2} m_q(t) \tag{3.14}$$

Devido a presença do termo $L_f \omega$ nas Equações (3.7) e (3.8), as dinâmicas das correntes no eixos direto e em quadratura estão acopladas. O desacoplamento é feito se

os índices de modulação forem escolhidos da seguinte forma:

$$m_d = \frac{2}{V_{bus}} \left(u_d - L_f \omega_0 i_q + V_{sd} \right) \tag{3.15}$$

$$m_q = \frac{2}{V_{bus}} \left(u_q - L_f \omega_0 i_d + V_{sq} \right) \tag{3.16}$$

em que u_d e u_q são as variáveis de substituição no desacoplamento de corrente e ω_o é a frequência angular das tensões da rede elétrica, em regime permanente.

3.2.1.2 Controle do VSC

O esquema de controle utilizado para o conversor fonte de tensão é apresentado na Figura 3.2.

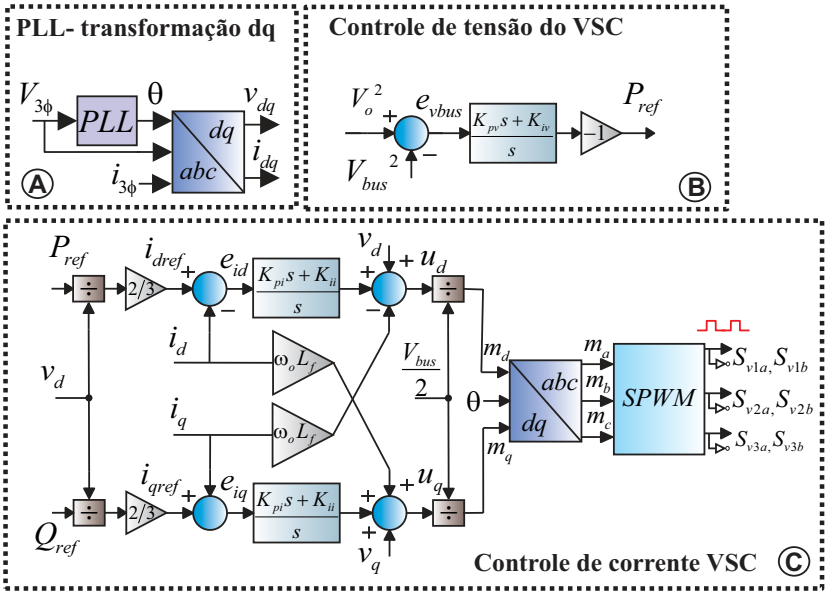


Figura 3.2: Estrutura de controle do VSC. Grupo A: SRF-PLL e gerador de referência síncrona *dq*. Grupo B: malha externa de controle de tensão. Grupo C: malha interna de controle de corrente e modulador SPWM.

No grupo A, mostra-se que a sincronização com a rede elétrica é realizada por meio de um SRF-PLL (*synchronous reference frame phase-locked loop*), no qual o ângulo de sincronização, θ, é utilizado para obter a referência síncrona da transformada de Park (dq). A implementação do controle do VSC é dada através de um controle desacoplado de corrente utilizando controladores PI para a malha interna, como mostrado no grupo C da Figura 3.2. A modulação por largura de pulso senoidal é aplicada para acionar as chaves de potência IGBT. A frequência de chaveamento, f_{swvsc}, é ajustada para 10 kHz. A malha externa de tensão é adicionada para gerar a referência de potência ativa para a malha interna, também utilizando um compensador PI, como mostrado no grupo B. A potência ativa de referência é obtida de forma a manter a tensão do barramento CC constante,

enquanto a referência de potência reativa é posta em zero, com o objetivo de atingir fator de potência unitário. Mais detalhes dessa implementação podem ser consultados em [242].

Os parâmetros dos elementos físicos do VSC, os valores nominais de tensão e potência e os parâmetros dos controladores utilizados nos testes experimentais são apresentados na Tabela 3.1. O projeto de cada controlador é discutido a seguir.

Tabela 3.1: Parâmetros do VSC

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
P_s	2,0 kW	ω_0	377,0 rad/s
V_p	180,0 V	V_{bus}	400,0 V
L_f	3,6 mH	R_{vsc}	0,75 Ω
C_{bus}	4 mF	f_{swvsc}	10 kHz
k_{ppll}	0,96	k_{ipll}	111,3
k_{pi}	16,7	k_{ii}	663,4
k_{pv}	0,54	k_{iv}	109,9

3.2.1.2.1 PLL O controle utilizando o sistema de coordenadas no eixo síncrono necessita de uma estrutura capaz de realizar o sincronismo com as tensões da rede trifásica CA. Neste trabalho, um SRF-PLL é utilizado para obtenção do ângulo de sincronização, θ, com as tensões da rede CA de distribuição. A estrutura do PLL é apresentada na Figura 3.3.

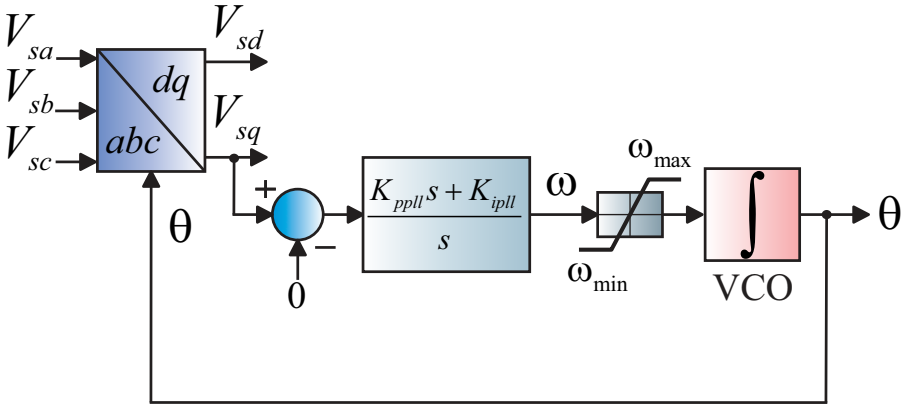


Figura 3.3: Estrutura do SRF-PLL utilizado.

A estrutura do PLL apresentada na Figura 3.3 utiliza o eixo de referência em quadratura para a sincronização com as tensões da rede CA. Um compensador do tipo PI atua para zerar a componente de tensão V_{sq}. Esse compensador retorna o valor da frequência angular da rede, ω, a qual deve ser limitada entre um valor máximo, ω_{max} e um mínimo ω_{min}, considerando uma variação na frequência da rede menor do que 5% da frequência de operação. O integrador aplicado é um oscilador controlado por tensão

(*voltage-controlled oscillator* - VCO) que deve ser reinicializado sempre que o ângulo de sincronização atingir o valor de 2π.

A função de transferência do PLL é dada por:

$$G_{pll}(s) = \frac{V_p}{s} \tag{3.17}$$

em que V_p é o valor de pico da tensão de fase da rede CA.

Em regime permanente, a tensão V_{sd} assume o valor de V_p. Para uma rede trifásica de tensão de linha 220 V, tem-se que: $V_p = 179,63$ V. O controlador PI é projetado por resposta em frequência para obtenção de uma margem de fase de 60^o na frequência de corte de 200 rad/s [242]. A obtenção dos parâmetros de todos os controladores PI utilizados neste trabalho seguem o procedimento descrito em [243].

3.2.1.2.2 Controle de corrente O diagrama de blocos simplificado do controle do conversor fonte de tensão é mostrado na Figura 3.4. A estrutura da malha interna de corrente é idêntica para os eixos direto e em quadratura. Os compensadores do tipo PI foram projetados por meio de análise de resposta em frequência.

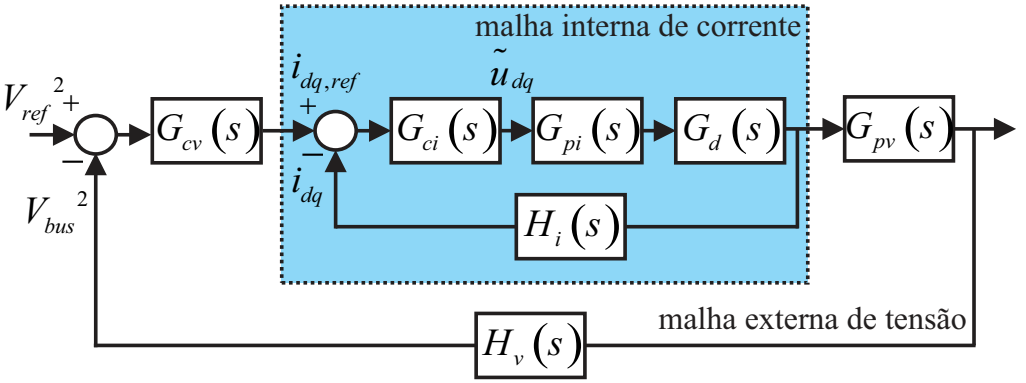


Figura 3.4: Diagrama de controle do conversor fonte de tensão. Cada bloco representa uma função de transferência descrita no texto.

O controle interno de corrente é formado pelo compensador PI, $G_{ci}(s)$; pela dinâmica do filtro indutivo de saída, $G_{pi}(s)$; pela função de transferência do PWM incluindo respectivo atraso, $G_d(s)$; e pela função de transferência do sensor de realimentação de corrente, $H_i(s) = 1$. As funções descritas são dadas por:

$$G_{pi}(s) = \frac{\tilde{i}_{dq}}{\tilde{u}_{dq}} = \frac{1}{L_f s + R_f} \tag{3.18}$$

$$G_{ci}(s) = \frac{k_{pi}s + k_{ii}}{s} \tag{3.19}$$

$$G_d(s) = \frac{1}{1 + 1,5T_s s} \tag{3.20}$$

em que L_f e R_f são a indutância e a resistência equivalente do filtro L de saída, respectivamente; k_{pi} e k_{ii} são o ganho proporcional e integral do compensador de corrente, respectivamente, e T_s é o tempo de amostragem.

No projeto do controlador PI da malha de interna, escolhe-se a frequência de cruzamento do sistema compensado como uma fração da frequência de chaveamento de 10 kHz (62.830 rad/s). Assim, a frequência de cruzamento escolhida foi 4.000 rad/s. Os compensadores foram projetados para atingir uma margem de fase de 60^o na frequência de cruzamento escolhida. O diagrama de Bode do sistema compensado em malha aberta é mostrado na Figura 3.5.

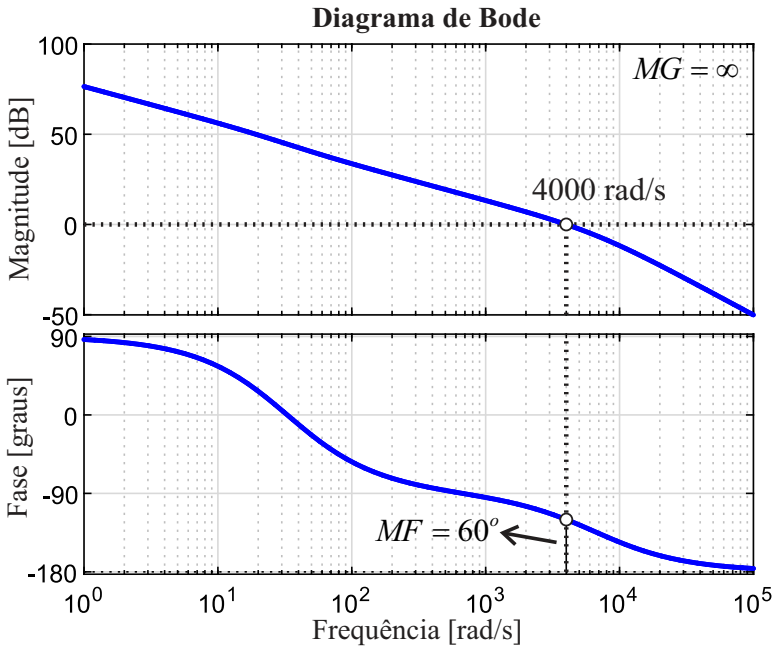


Figura 3.5: Diagrama de bode da malha interna de corrente com compensador.

Na Figura 3.5, MG é a margem de ganho e MF é a margem de fase na frequência desejada. A margem de fase desejada de 60^o é destacada na frequência de cruzamento escolhida de 4.000 rad/s. Pelo diagrama de Bode, conclui-se que a malha interna de corrente com compensação é estável, com margens de fase e de ganho seguras. Os parâmetros do controlador projetado são apresentados na Tabela 3.1.

3.2.1.2.3 Controle de tensão Como mostrado na Figura 3.4, a malha externa de tensão é formada por um compensador PI, $G_{cv}(s)$; pela função de transferência da malha fechada interna de corrente, $G_{cli}(s)$; pela função de transferência relacionando a tensão do barramento CC com a potência ativa, $G_{pi}(s)$; e pela função de transferência do sensor de realimentação de tensão, $H_v(s) = 1$. Essas funções são expressas por:

$$G_{cv}(s) = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{s} \tag{3.21}$$

$$G_{cli}(s) = \frac{G_{ci}(s)\,G_{pi}(s)\,G_d(s)}{1 + H_i(s)\,G_{ci}(s)\,G_{pi}(s)\,G_d(s)} \tag{3.22}$$

$$G_{pv}(s) = \frac{\tilde{v}_{bus}^2}{\tilde{p}_{ext}} = -\left(\frac{2}{C_{bus}}\right)\left(\frac{\tau_f s + 1}{s}\right) \tag{3.23}$$

$$\tau_f = \frac{2L_f P_s}{3{V_{sd}}^2} \tag{3.24}$$

em que, k_{pv} e k_{iv} são os ganhos proporcionais e integrais do controlador de tensão, respectivamente; C_b é a tensão do barramento CC, L_f é a indutância do filtro, P_s é a potência nominal do conversor e V_{sd} assume o valor da tensão de pico de fase da rede CA.

O compensador da malha externa é projetado para que se obtenha uma dinâmica muito mais lenta que a malha interna de controle. A frequência de cruzamento adotada foi de 400 rad/s (10 vezes menor que a da malha interna). O compensador foi projetado para alcançar uma margem de fase de 60^o na frequência de cruzamento escolhida. O diagrama de Bode em malha aberta do controle de tensão é apresentado na Figura 3.6.

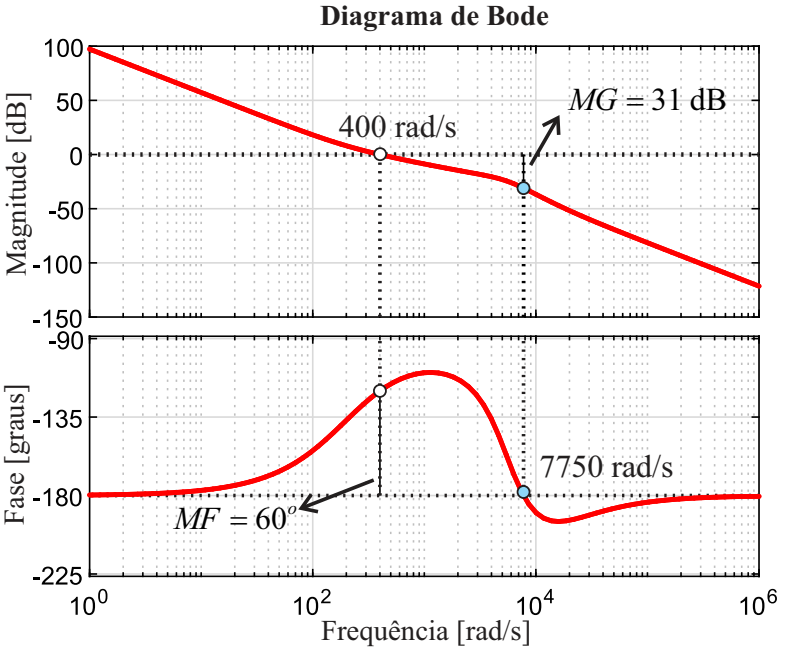


Figura 3.6: Diagrama de bode da malha externa de tensão com compensador.

Da Figura 3.6, tem-se que a margem de fase desejada de 60^o é satisfatoriamente obtida na frequência de cruzamento estipulada de 400 rad/s. A margem de ganho é positiva (35 dB), o que demonstra a operação estável do sistema compensado. Assim, tanto a malha interna de corrente quanto a malha externa de tensão apresentam margens seguras de estabilidade para operação do conversor fonte de tensão.

3.2.2 Modelo do banco de baterias

Um conjunto de baterias agrupadas em série e paralelo forma a estrutura básica de um banco de baterias [244]. A tensão de saída e o valor de corrente desejados são alcançados modificando a estrutura do agrupamento. Como mostrado na Figura 3.7, o banco de baterias pode ser modelado como uma fonte de tensão dependente em série com uma resistência, as quais representam a tensão interna e as perdas, respectivamente.

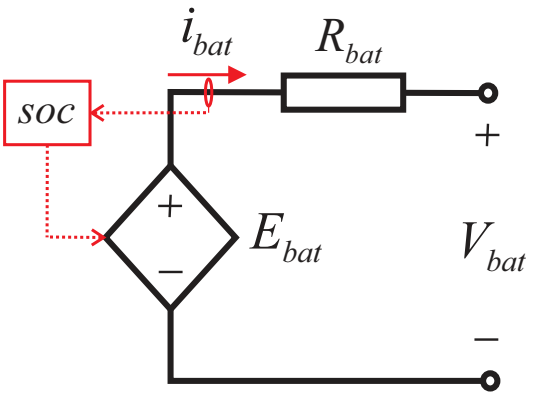


Figura 3.7: Modelo elétrico geral de um banco de baterias.

O comportamento do modelo de banco de baterias é expresso da seguinte forma:

$$V_{bat} = E_{bat}(soc) - R_{bat} i_{bat} \tag{3.25}$$

em que V_{bat} e E_{bat} são as tensões de saída e interna do banco, respectivamente, R_{bat} é a resistência interna, e i_{bat} é a corrente elétrica no banco de baterias.

O estado de carga (SOC) é a medida da capacidade de carga disponível no banco de baterias durante o ciclo de operação [245, 246]. A tensão interna do banco, E_{bat}, varia em função do SOC e em função da operação de carga ou de descarga [244, 247]. O valor do estado de carga pode ser computado utilizando o método de contagem de Coulomb (balanço ampére-hora), como dado na Equação (3.26).

$$soc = soc_0 + \frac{1}{Q_b} \int i_{bat} dt \tag{3.26}$$

em que soc_0 é o estado de carga inicial e Q_b é a capacidade nominal da bateria em A.h, a qual é usualmente informada pelos fabricantes.

A utilização do método de Coulomb para estimação do SOC de baterias, contudo, pode resultar em um elevado erro computacional. Esse erro final é ocasionado pela soma dos erros em cada medida, oriundo do processo de integração da corrente elétrica no tempo. Ademais, um estado inicial de carga preciso deve ser obtido, o que não é um processo trivial de obtenção experimental em aplicações reais. Técnicas mais sofisticadas e precisas para obtenção do estado de cargas em baterias não são foco de estudo deste trabalho, podendo

ser consultadas em [247, 248].

O modelo do banco de baterias é ajustado, por meio dos parâmetros do modelo, para as diferentes tecnologias existentes. As tecnologias de chumbo-ácido e iónes de lítio são as mais empregadas para formação de bancos de baterias [246, 249, 250]. Além disso, a complexidade dos modelos cresce a medida que mais perdas ou dinâmicas da célula de bateria são incorporadas na modelagem. Para o objetivo de investigação do gerenciamento de energia em microrredes, a opção do modelo do banco de baterias como uma fonte CC controlada em série com um resistência resulta em um compromisso adequado entre simplicidade de implementação e precisão do modelo. O modelo elétrico simplificado é suficiente para analisar o controle do banco de baterias e a operação do mesmo em um sistema de potência distribuído.

O modelo dinâmico da carga e descarga de células de íons de lítio, descrito em detalhes em [251], é dado por:

$$E_{bat,carga} = E_0 - K\frac{Q_b}{Q_b - y_i}\left(y_i + i_{bat}\right) + Ae^{-by_i} \tag{3.27}$$

$$E_{bat,descarga} = E_0 - K\frac{Q_b}{Q_b - y_i}y_i - K\frac{Q_b}{cQ_b + y_i} + Ae^{-by_i} \tag{3.28}$$

em que $Q_b = 2.3$ A.h é a capacidade nominal da célula, $E_0 = 3,336$ V é a constante de tensão, $K = 0.0076\ \Omega$ é a constante de polarização, $y_i = \int i_{bat}dt$ é a energia atual em A.h, $A = 0,26422$ V é a amplitude da zona exponencial, $b = 26,5847\ \text{Ah}^{-1}$ é a constante de tempo inversa da zona exponencial, e $c = 0,1$ é a constante de carga [251].

Para alcançar as tensões desejadas, utilizam-se arranjos em série e paralelo das células de bateria. O banco de baterias considerado neste trabalho consiste de uma arranjo de células de íons de lítio com as seguintes características na região constante: $E_{bat} = 240$ V e $Z_{bat} = 4\ \Omega$.

3.2.3 Controle do sistema de armazenamento

Um conversor CC-CC bidirecional é utilizado para conectar o banco da baterias ao barramento CC da microrrede, como mostrado na Figura 3.8. Esse conversor permite as operações de carga e descarga do SAE, além das operações do sistema de armazenamento como unidade de suporte ou unidade formadora de rede.

O modelo médio da topologia é dado pelas seguintes equações diferenciais:

$$L_B\frac{di_B\left(t\right)}{dt} = -R_B i_B\left(t\right) - \left(1 - \delta_B\right)V_{bus}\left(t\right) + V_{bat}(t) \tag{3.29}$$

$$C_B\frac{dV_{bus}\left(t\right)}{dt} = \left(1 - \delta_B\right)i_B\left(t\right) - \frac{V_{bus}\left(t\right)}{R_o} \tag{3.30}$$

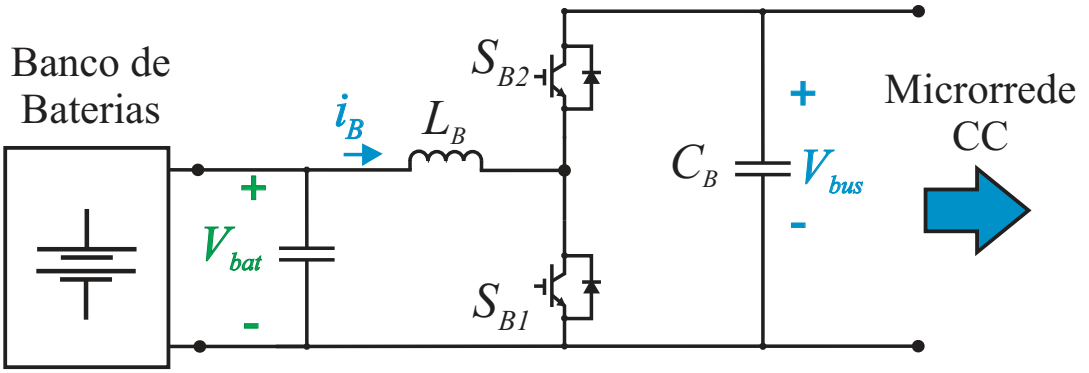


Figura 3.8: Conversor CC-CC bidirecional do SAE.

em que L_B e R_B são a indutância e perdas resistivas no indutor, i_B é a corrente através do indutor, δ_B é o ciclo de trabalho médio do conversor, V_{bus} é a tensão do barramento CC, V_{bat} é a tensão de saída do banco de baterias, C_B é a capacitância de saída, e R_o é a resistência equivalente de saída.

O esquema de controle do SAE, apresentado na Figura 3.9, é formado por uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão, ambas utilizando controladores do tipo PI. A modulação PWM é aplicada para acionar as chaves de potência IGBT. Os parâmetros do controle são dados na Tabela 3.2.

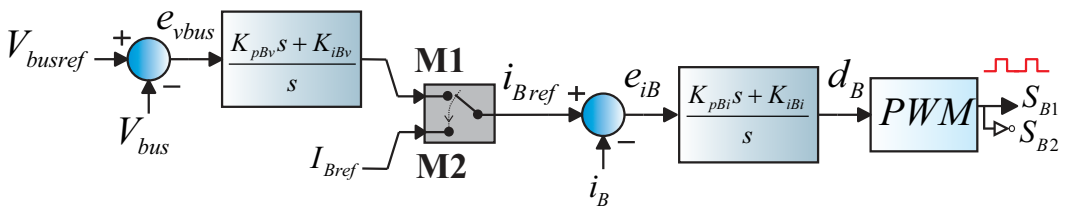


Figura 3.9: Controle do conversor CC-CC bidirecional do SAE.

Dois modos de operação são considerados. No modo M1, o SAE atua controlando a tensão do barramento CC, como uma unidade formadora de rede. A tensão de referência é utilizada como entrada da estratégia de controle. Esse modo pode ser utilizado para conectar o SAE em paralelo com a rede de distribuição CA na operação por *droop*, ou durante a operação ilhada da microrrede. No modo M2, o SAE é controlado por corrente. A entrada do controle é a corrente de referência no indutor do conversor; assim, o SAE opera como uma unidade de suporte para a microrrede. Uma chave seletora é utilizada para alternar entre os modos de operação dependendo da estratégia de gerenciamento de potência em análise. Ambos os modos permitem operações de carga e descarga do banco de baterias. As malhas de controle do SAE são apresentadas na Figura 3.10.

A malha interna de corrente é formada por um compensador PI, $G_{ciB}(s)$; pela função de transferência relacionando a corrente no indutor e o ciclo de trabalho do conversor bidirecional, $G_{piB}(s)$; e pelo ganho do sensor de corrente, $H_{iB}(s) = 1$. A malha

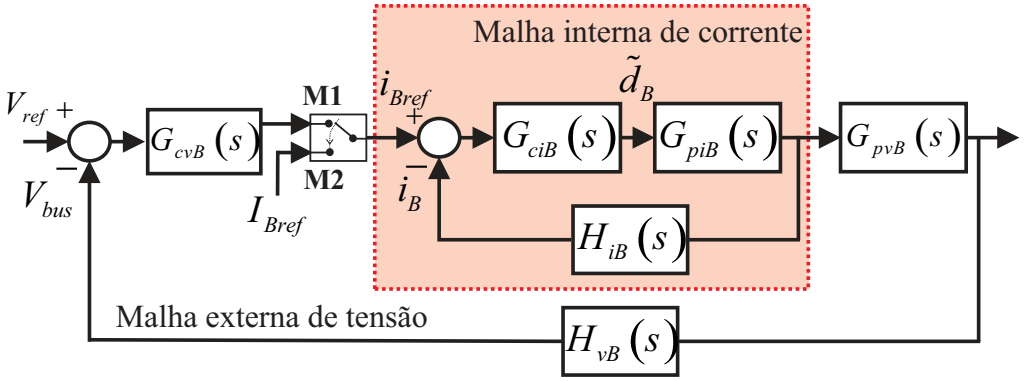


Figura 3.10: Diagrama de controle do sistema de armazenamento de energia.

externa de tensão é formada pela relação entre a tensão e a corrente no indutor, $G_{pvB}(s)$; pelo compensador PI, $G_{cvB}(s)$; pela malha fechada interna de corrente, $G_{cliB}(s)$; e pelo ganho do sensor de tensão $H_{vB}(s) = 1$. Essas funções são expressas por:

$$G_{ciB}(s) = \frac{k_{piB}s + k_{iiB}}{s} \tag{3.31}$$

$$G_{piB}(s) = \frac{\tilde{i}_B}{\tilde{d}_B} = \frac{V_{bat}}{L_B s + R_B} \tag{3.32}$$

$$G_{pvB}(s) = \frac{\tilde{v}_{bus}}{\tilde{i}_B} = \frac{-L_B I_B s + (1 - \delta_B)V_{bus}}{V_{bus}C_{bus}s + 2\,(1 - \delta_B)\,I_B} \tag{3.33}$$

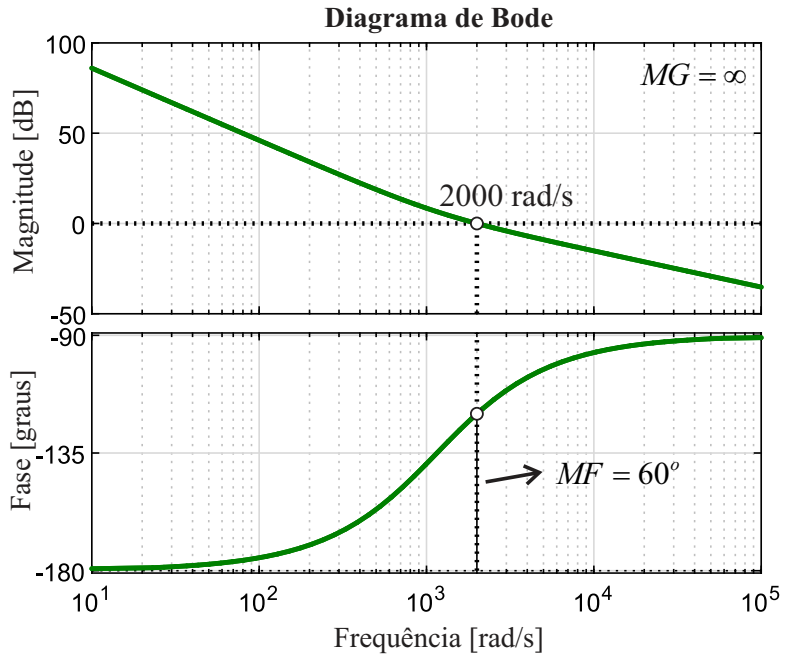
$$G_{cvB}(s) = \frac{k_{pvB}s + k_{ivB}}{s} \tag{3.34}$$

$$G_{cliB}\,(s) = \frac{G_{ciB}\,(s)\,G_{piB}\,(s)}{1 + H_{iB}\,(s)\,G_{ciB}\,(s)\,G_{piB}\,(s)} \tag{3.35}$$

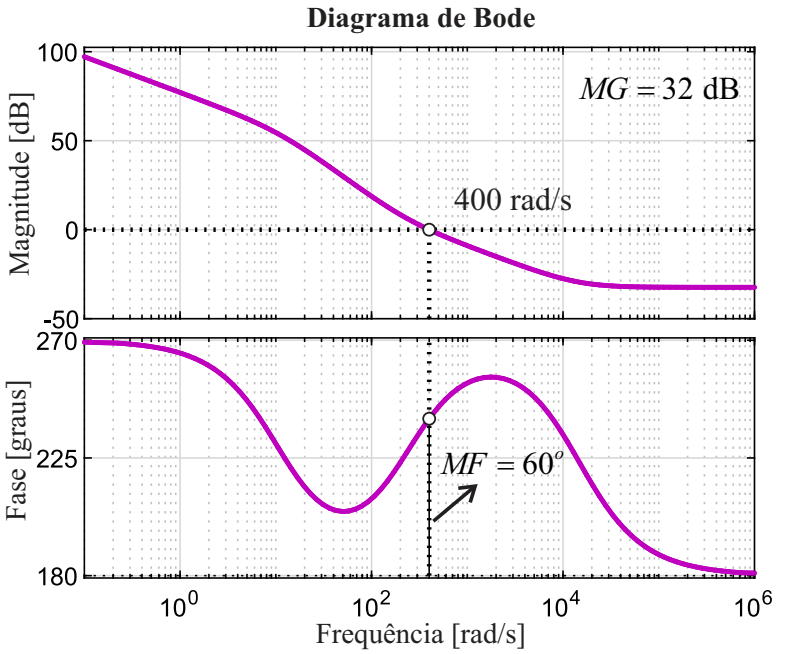
em que $\tilde{i}_B$, $\tilde{d}_B$, e $\tilde{v}_{bus}$ são variações em pequenos sinais da corrente no indutor, ciclo de trabalho e tensão do barramento, respectivamente.

Os compensadores para o sistema de armazenamento de energia foram projetados utilizando análise de resposta em frequência. Para a malha interna de corrente, a frequência de cruzamento de ganho e a margem de fase adotadas foram 2.000 rad/s e 60^o, respectivamente. A malha externa de tensão é mais lenta do que a malha de corrente, portanto a frequência de cruzamento de ganho adotada foi 400 rad/s, com margem de fase de 60^o. Os diagramas de Bode das malhas de controle compensadas são mostrados na Figura 3.11.

Da Figura 3.11(a), a margem de fase de 60^o é obtida de forma satisfatória na frequência de 2.000 rad/s para a malha de corrente compensada. A margem de ganho infinita mostra que o controle utilizado no modo de operação M1 é estável. Da Figura 3.11(b), a margem de fase de 60^o é obtida na frequência desejada de 400 rad/s para a malha



(a)



(b)

Figura 3.11: 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.

de tensão compensada. A margem de ganho positiva indica que o controle utilizado no modo de operação M2 também é estável. Com isso, tem-se que tanto o modo de operação do SAE como formador de rede quanto como unidade de suporte estão projetados com

margens seguras de estabilidade.

Os parâmetros do sistema de armazenamento de energia utilizados neste trabalho estão agrupados na Tabela 3.2.

Tabela 3.2: Parâmetros do sistema de armazenamento de energia

Parâmetros	Valor	Parâmetros	Valor
E_{bat}	240 V	R_{bat}	4 Ω
L_B	1 mH	C_B	2 mF
f_{swB}	30 kHz	V_{bat}	220-260 V
k_{pBi}	0,014	k_{iBi}	16,67
$k_{pB}v$	0,686	k_{iBv}	167,33

3.2.4 Geração distribuída

Por limitações experimentais, o gerador de relutância variável não é considerado nesta etapa de avaliação. Assim, a geração distribuída é modelada como uma fonte de corrente capaz de injetar até 2 kW de potência ativa nominal. Assume-se que a fonte de geração distribuída opera rastreando o ponto de máxima potência. Um conversor fonte de tensão idêntico ao apresentado na Seção 3.2.1 é utilizado para efeito de estudo das técnicas de gerenciamento de potência. O VSC é controlado por corrente para se obter uma unidade alimentadora de rede. O controle de corrente é o mesmo apresentado na Figura 3.2, retirando-se a malha externa de tensão. A modulação SPWM é utilizada para acionar as chaves IGBT com frequência de chaveamento de 10 kHz.

3.2.5 Cargas consumidoras

Por fim, as cargas consumidoras locais são emuladas por um conversor do tipo *buck* alimentando uma carga resistiva , como apresentado na Figura 3.12. O conjunto absorve até 1 kW de potência nominal com tensão CC de 120 V. Essa nível de tensão na carga foi escolhido de forma a ser compatível com a tensão eficaz da rede de distribuição CA. Devido à forte regulação de tensão, a carga consumidora é considerada uma CPL, as quais são a principal fonte de instabilidade em sistemas em corrente contínua [131, 132, 134].

Um carga de potência constante pode ser modelada como:

$$\frac{\partial i_{load}}{\partial v_{load}} = -\frac{P_{load}}{{V_{load}}^2} \tag{3.36}$$

em que i_{load} é a corrente da CPL, P_{load} é a potência nominal da carga, v_{load} é a tensão terminal, e V_{load} é a tensão da CPL em um ponto de operação específico.

O conversor abaixador é modelado pelas seguintes equações:

$$L_l \frac{di_l}{dt} = R_l i_l - v_{load} + \delta_l V_{bus} \tag{3.37}$$

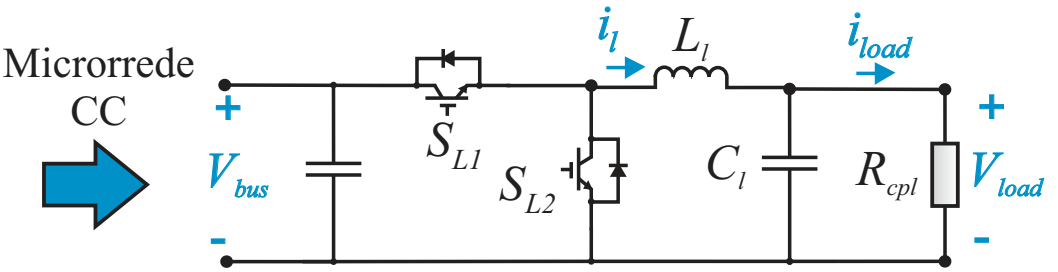


Figura 3.12: Carga de potência constante emulada com uso de um conversor CC e carga resistiva.

$$C_l \frac{dv_{load}}{dt} = i_l - \frac{v_{load}}{R_{cpl}} \tag{3.38}$$

em que $L_l = 1,8$ mH e $R_l = 0,3\ \Omega$ são a indutância e resistência do indutor do conversor, i_l é a corrente elétrica através do indutor, $\delta_l = 0,32$ é o ciclo de trabalho médio, $V_{bus} = 400$ V é a tensão do barramento CC, $V_{load} = 120$ V é a tensão de saída, $C_l = 2$ mF é a capacitância de saída e $R_{cpl} = 16,12\ \Omega$ é a resistência equivalente de saída.

O esquema do emulador da carga de potência constante é formado por uma malha interna de controle de corrente, e por uma malha externa de controle de tensão, análogas ao esquema apresentado na Figura 3.10. Ambas as malhas utilizam compensadores PI projetados por resposta em frequência de forma similar ao apresentado na Seção 3.2.3. A frequência de chaveamento é de 10 kHz.

3.3 Estratégias de gerenciamento de potência

As estratégias de gerenciamento de potência para a operação da microrrede CC no modo conectado são avaliadas nesta seção. As técnicas de controle adotadas são apresentadas para o conversor bidirecional do SAE e para o VSC formador da microrrede. Como discutido anteriormente, considera-se aqui que a geração distribuída opera com controle de máxima potência, enquanto as cargas consumidoras tem perfil de consumo próprio.

3.3.1 Controle por *droop*

A operação por *droop* convencional para sistemas CC é mostrada na Figura 3.13. A tensão de saída é limitada em valores máximos e mínimos, com variação linear em função da corrente elétrica e com taxa de inclinação k. A característica desse controle é dada pela Equação (3.39).

$$V_o = V_{busref} - ki_o \tag{3.39}$$

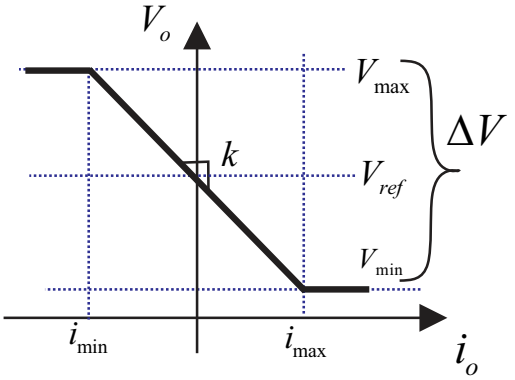


Figura 3.13: Tensão característica do controle por *droop* em função da corrente de saída do conversor.

em que V_o é a tensão de saída, $V_{busref} = 400$ V é a tensão de referência desejada, k é o coeficiente de *droop*, e i_o é a corrente de saída.

O coeficiente de *droop*, k, pode ser calculado por:

$$k = \left(\frac{V_{ref}}{2P_{\max}}\right)\Delta V_{bus} \tag{3.40}$$

em que $\Delta V_{bus} = 40$ V é a variação de tensão permitida e $P_{max} = 2$ kW é a máxima potência do conversor controlado.

Para adaptar essa estratégia como um PMS, assume-se que a mesma característica de *droop* é aplicada a ambos os controles do VSC e do SAE. Com isso, o compartilhamento de potência entre essas duas unidades conectadas em paralelo é obtido. A implementação do gerenciamento de potência utilizando controle por *droop* é mostrada na Figura 3.14(a), a qual substitui o grupo B da Figura 3.2. A nova tensão de referência do barramento CC é obtida subtraindo a referência de tensão da corrente de saída multiplicada pelo coeficiente de *droop*. O compensador PI do VSC retorna a potência de referência e o resto do controle segue idêntico ao apresentado na Figura 3.2. Para o SAE, a estrutura de controle é mostrada na Figura 3.14(b), a qual integra o esquema mostrado na Figura 3.9. O SAE opera no modo M1, como uma unidade formadora de rede. A tensão de referência é obtida em função da corrente de saída do conversor; portanto, também em função do fluxo de potência na microrrede. Um controlador PI retorna a corrente de referência desejada, enquanto o resto do controle segue idêntico ao apresentado na Figura 3.9.

É importante destacar que o controle por *droop* impõe um erro de regime permanente na tensão do barramento CC. Esse fato é essencial para o funcionamento dos métodos como o *droop* ou sinalização de barramento, uma vez que a variação da tensão é parte inerente ao funcionamento desses sistemas [87]. Se cargas CC forem supridas utilizando conversores de potência, a tensão de saída da carga pode ser bem regulada, mesmo com a varição de tensão de entrada imposta pelo PMS. Assim, para microrredes CC em

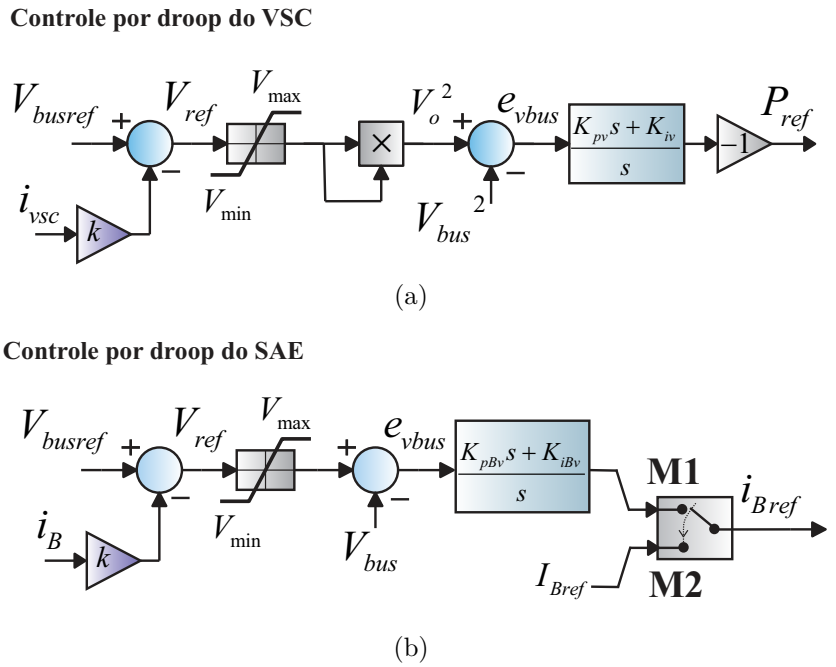


Figura 3.14: Implementação do gerenciamento de potência baseado no controle por *droop*. a) controle do VSC que substitui o grupo B da Figura 3.2; b) controle do SAE integrado ao esquema de controle mostrado na Figura 3.9.

que apenas alguns conversores de potência são empregados, uma variação projetada da tensão do barreamento CC pode ser permitida sem danificar a estabilidade do sistema. O método de controle por *droop* tem como vantagens a simplicidade e o fato de que nenhuma linha de comunicação é necessária entre os conversores.

3.3.2 Controle por *droop* adaptativo

Se a característica de *droop* mostrada na Figura 3.13 for aplicada em ambos os sistemas do VSC e do SAE, então o excesso ou escassez de energia dentro da microrrede será compartilhada entre esses conversores. Para se atingir uma autonomia do sistema de armazenamento, o compartilhamento de potência entre o VSC e o SAE não é desejado. Uma operação verdadeiramente autônoma é alcançada quando o SAE e o GD são suficientes para suprir a demanda de energia dentro da microrrede. Assim, a rede de distribuição CA apenas deve atuar quando houver excesso ou escassez de energia, como um sistema de suporte à microrrede.

Outro problema importante que não é solucionado pelo controle por *droop* convencional é a ausência de um sistema de gerenciamento do banco de baterias (*battery management system*-BMS). Descargas profundas resultam em uma redução significativa no tempo de vida das baterias. Por outro lado, as sobrecargas podem danificar o sistema de armazenamento [252–254]. Essas situações são tratadas ao acrescentar um BMS limitando o estado de carga do SAE em um valor máximo, assim evitando sobrecarga, e em

um valor mínimo, evitando uma descarga profunda.

Um controle por *droop* adaptativo pode ser utilizado para alcançar ambas as funcionalidades de PMS e BMS. Em termos gerais, o *droop* adaptativo pode ser descrito como:

$$V_o = V_{busref} - k(soc)i_o \tag{3.41}$$

em que V_o é a tensão de saída, $V_{busref} = 400$ V é a tensão de referência, $k(soc)$ é o coeficiente de *droop* dependente do estado de carga do banco de baterias, e i_o é a corrente de saída.

Para evitar o uso de comunicação entre os conversores, é suficiente manter a característica de *droop* do VSC constante, como mostrado na Figura 3.13, enquanto a curva do SAE é modificada como mostrado na Figura 3.15.

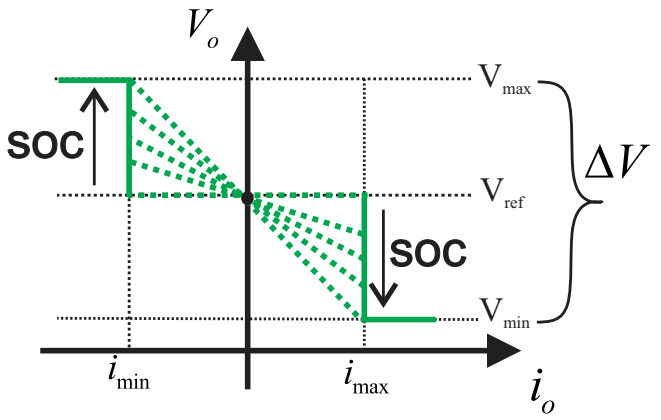


Figura 3.15: Característica de *droop* adaptativo em função da corrente de saída e do estado de carga do banco de baterias.

Neste trabalho, uma relação linear entre o coeficiente de *droop* e o estado da carga do SAE é aplicado como função adaptativa. Essa escolha gerante simplicidade e fácil implementação digital. Em condições normais de operação, apenas o SAE injeta ou absorve potência na microrrede CC. Em valores específicos de SOC, o SAE compartilha potência com a rede CA para evitar uma descarga acentuada ou sobrecarga do banco de baterias. Quando os valores limites de SOC são alcançados, o SAE para de operar, enquanto a rede CA atua para manter a demanda de potência na microrrede até que valores seguros do estado de carga sejam reestabelecidos. As funcionalidades de BMS baseadas em controle por *droop* adaptativo, para as operações de carga e descarga do SAE, são dadas respectivamente por:

$$k(soc)_{\text{carga}} = \begin{cases} k, & soc \leq s_a \\ \left(\frac{s_b - soc}{s_b - s_a}\right) k, & s_a < soc < s_b \\ 0, & soc \geq s_b \end{cases} \tag{3.42}$$

e,

$$k(soc)_{\text{descarga}} = \begin{cases} 0, & soc \leq s_b \\ \left(\frac{soc - s_b}{s_c - s_b}\right) k, & s_b < soc < s_c \\ k, & soc \geq s_c \end{cases} \tag{3.43}$$

em que soc é o estado de carga estimado, $s_a = 50\%$, $s_b = 75\%$ and $s_c = 90\%$ são os limites inferior, médio e superior do estado de carga aplicados, respectivamente, e $k = 4$ é o coeficiente por *droop* calculado pela Equação (3.40).

A implementação do controle do VSC é a mesma apresentada na Figura 3.14(a). Para o controle do SAE, a constante característica do *droop* é modificada para a função adaptativa, como mostrado na Figura 3.16. A definição dos modos de carga ou descarga é obtida pelo sentido da corrente elétrica no conversor bidirecional. Uma potência de referência positiva significa absorção de energia; enquanto uma potência negativa significa injeção de potência na microrrede.

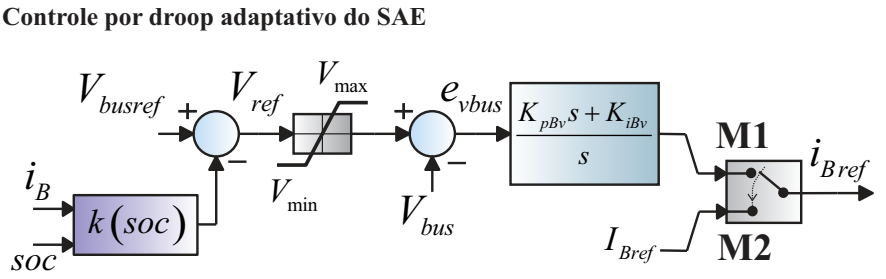


Figura 3.16: Implementação do gerenciamento de potência baseado em *droop* adaptativo no controle do sistema de armazenamento de energia, o qual é integrado ao esquema de controle mostrado na Figura 3.9.

As principais vantagens do controle por *droop* adaptativo são a adição da funcionalidade de BMS e a possibilidade de se alcançar operação autônoma dentro da microrrede CC. Um melhor desempenho pode ser alcançado se o controle do VSC também incluir uma característica adaptativa. Contudo, essa configuração requer uma linha de comunicação entre os conversores para transmitir a estimativa em tempo real do estado de carga do banco de baterias. Além disso, a principal desvantagem dessa técnica é que tanto o método convencional quanto a versão adaptativa do controle por *droop* ocasionam variações na tensão do barramento CC. Um nível secundário de controle pode ser adicionado para solucionar esse problema, como descrito a seguir.

3.3.3 Controle hierárquico

Para resolver adequadamente o problema da variação de tensão no barramento CC, o qual é imposto pelos controles por *droop* convencional e adaptativo, uma camada

secundária de controle é introduzida de maneira hierárquica. A técnica por *droop* adaptativo é utilizada neste trabalho como camada primária de controle para o conversor do sistema de armazenamento de energia. A inserção da camada secundária requer uma linha de comunicação entre o VSC e o conversor do SAE, de forma a transmitir a informação do desvio de tensão no barramento CC. Contudo, essa linha de comunicação é bem mais lenta do que a ação do controle primário, o que facilita a implementação da estrutura hierárquica.

Ao adicionar o controle de tensão secundário à característica por *droop* adaptativo apresentado na seção anterior, tem-se:

$$V_o = V_{busref} - k(soc)i_o + \delta_V \tag{3.44}$$

em que V_o é a tensão de saída, V_{busref} é a tensão de referência desejada, k é o coeficiente de *droop* dependente do SOC da bateria, i_o é a corrente de saída e δ_V é a tensão de restauração do barramento CC.

A tensão de restauração pode ser obtida por meio de um compensador PI de dinâmica lenta, tal qual:

$$\delta_V = K_{ps}\left(V_{bus} - V_{ref}\right) + K_{is}\int\left(V_{bus} - V_{ref}\right)dt \tag{3.45}$$

em que $V_{ref} = 400$ V é a tensão do barramento CC sem desvio, $K_{ps} = 0,098$ e $K_{is} = 2,85$ são os parâmetros do controlador PI da camada secundária. Os parâmetros do controlador foram obtidos de forma empírica, por meio de testes de simulação computacional, visando a estabilidade e o tempo de resposta adequados para a restauração da tensão no barramento.

A implementação do controle hierárquico é mostrada na Figura 3.17. A camada secundária, apresentada na Figura 3.17(a), é implementada de forma centralizada assumindo a existência de um sistema supervisório externo à camada primária dos conversores. Nesse esquema, a tensão do barramento CC é comparada com a tensão de referência, o qual gera o erro entre a tensão desejada e a tensão real do barramento CC. O controlador PI retorna a tensão de restauração, que deve ser limitada em valores preestabelecidos para evitar extrapolar o desvio máximo de tensão permitido. A variação máxima permitida utilizada neste trabalho é de 10% do valor nominal da tensão no barramento CC, ou seja, 40 V. A informação da tensão de restauração é enviada para os controles primários do VSC e do SAE, como mostrado nas Figuras 3.17(b) e 3.17(c), respectivamente. Os controles primários seguem a estrutura de *droop* adaptativo, com funcionalidades de PMS e BMS, mostrados anteriormente. A tensão de restauração é somada à tensão de referência, gerando assim um novo ponto de operação para as camadas internas de controle do conversor fonte de tensão e do sistema de armazenamento de energia.

Utilizando a estratégia apresentada, o desvio de tensão no barramento CC imposto pelo controle por *droop* é corrigido pela camada secundária. Apesar de ser necessária a

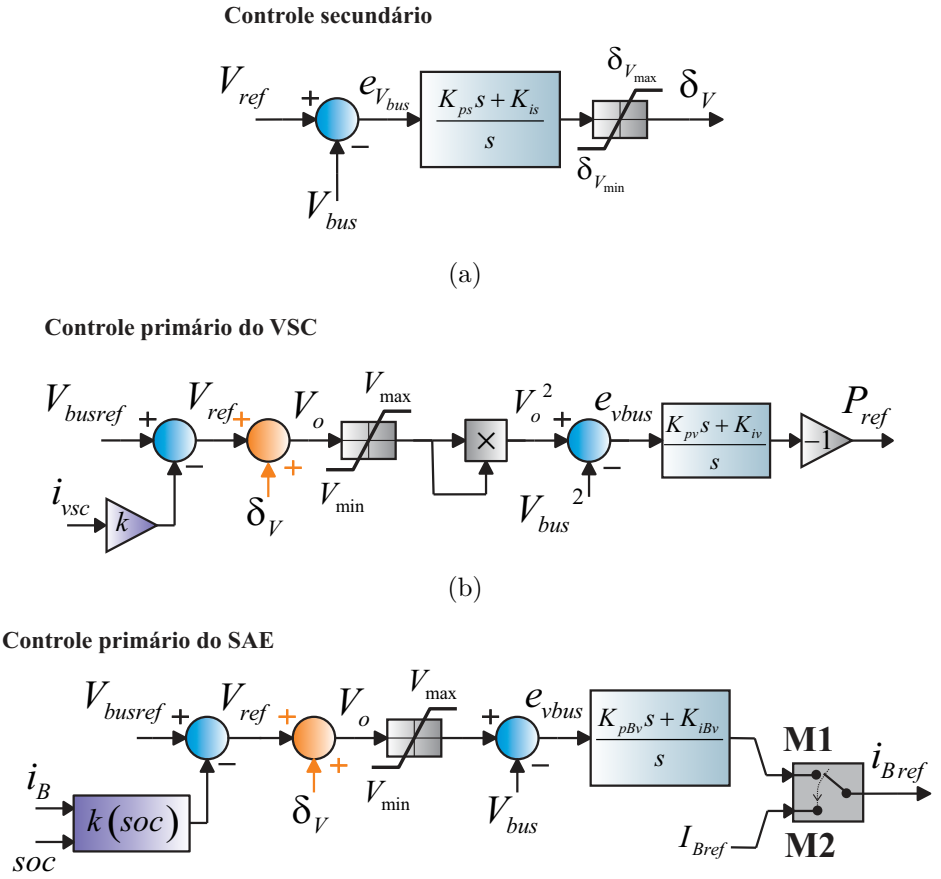


Figura 3.17: Implementação do gerenciamento de potência baseado no controle hierárquico: a) camada secundária centralizada; b) camada primária do VSC substituindo o grupo B da Figura 3.2; c) camada primária do SAE integrada ao esquema mostrado na Figura 3.9.

utilização de uma linha de comunicação entre os conversores, em caso de falha nessa linha o controle secundário é removido, enquanto a camada primária mantém o sistema ativo e funcional. Assim, a confiabilidade e robustez da microrrede CC é aumentada com o uso do controle hierárquico.

3.3.4 Controle mestre-seguidor

Devido à escassez de métodos de controle adaptados como PMS para microrredes CC, um controle mestre-seguidor é proposto neste trabalho para ser utilizado especificamente como gerenciamento de potência na microrrede CC operando no modo conectado. Para o sistema apresentado na Figura 2.6, no esquema proposto o VSC que integra a microrrede CC com a rede CA de distribuição atua como a unidade mestre, enquanto o conversor bidirecional do sistema de armazenamento de energia atua como a unidade seguidora. O SAE opera, assim, como uma dispositivo de suporte à rede. Ao atuar como

unidade mestre, a potência ativa no VSC é medida, processada, e transmitida para a unidade seguidora por meio de uma linha de comunicação com alta largura de banda e menor atraso possível.

O fluxo de potência na microrrede CC pode ser calculado por:

$$P_{vsc} = P_{bess} + P_{dg} + P_{load} = (V_{bus} \times i_{vsc}) \left(\frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta\omega s + \omega^2} \right) \tag{3.46}$$

em que P_{vsc}, P_{bess}, P_{dg}, P_{load} são as potências ativa no conversor fonte de tensão, SAE, geração distribuída e na carga, respectivamente. Os parâmetros $\omega = 62,8$ rad/s e $\zeta = 0,7$ são a frequência de corte o fator de amortecimento de um filtro passa-baixas de segunda ordem, respectivamente. O filtro de segunda ordem é escolhido para mitigar as oscilações causadas por transitórios na microrrede CC, de forma que apenas o valor médio em regime permanente é transmitido no canal de comunicação.

Ao aplicar o método proposto, a rede de distribuição CA atua apenas durante o transitório de potência, ou quando o sistema de armazenamento de energia não pode dar suporte à microrrede. A potência de saída do sistema de armazenamento de energia é utilizada como realimentação para fechar a malha externa de potência no controle do SAE. A potência de saída do SAE é calculada por:

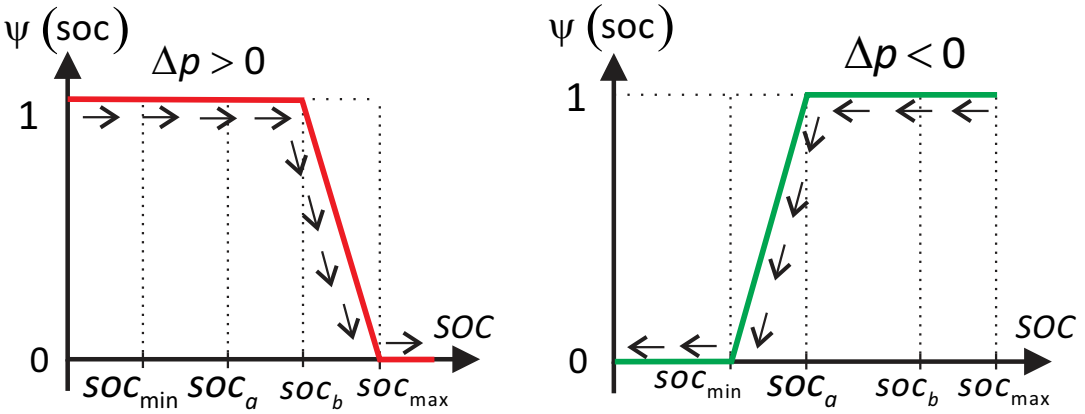
$$P_{bess} = (V_{bat} \times i_B) \left(\frac{\omega}{s + \omega} \right) \tag{3.47}$$

em que V_{bat} e i_B são a tensão e corrente elétrica de saída do sistema de armazenamento de energia, respectivamente.

O objetivo do SAE é prover a potência ativa em regime permanente requisitada pela microrrede CC. Contudo, para preservar o ciclo de vida do banco de baterias, uma função de gerenciamento baseada no estado da carga do banco, $\psi(soc)$, é introduzida como BMS. A função $\psi(soc)$ retorna a referência de potência para o SAE de acordo com o estado de cargas do banco de baterias. Tal função é definida de maneira diferente para as operações de carga e descarga, como mostrado nas Figuras 3.18(a) e 3.18(b), respectivamente.

A função de gerenciamento $\psi(soc)$, aplicada como BMS, considera a varição de potência (Δp) entre o VSC e o SAE. Na operação de descarga das baterias, o SAE não deve fornecer potência para a microrrede se o limite mínimo de SOC for alcançado (soc_{min}). Entre o valor soc_{min} e um ponto específico do estado de carga (soc_a), a referência de potência cresce linearmente. Após o valor soc_a, o SAE passa a fornecer a máxima potência requisitada pela unidade mestre. Esse processo é descrito matematicamente por:

$$\psi(soc) = \begin{cases} 0, & soc \leq soc_{\min} \\ \frac{(soc - soc_{\min})}{(soc_a - soc_{\min})}, & soc_{\min} \leq soc \leq soc_a \\ 1, & soc \geq soc_a \end{cases} \tag{3.48}$$



(a) (b)

Figura 3.18: Função de gerenciamento utilizada como BMS baseada no estado de cargas (SOC) do banco de baterias: a) operação de carga do banco de baterias; b) operação de descarga do banco de baterias.

em que soc é o estado de carga estimado, $soc_{min} = 50\%$ e $soc_{max} = 95\%$ são os limites inferior e superior do SOC, $soc_a = 75\%$ e $soc_b = 85\%$ são os pontos específicos de variação do estado de carga do SAE aplicados neste trabalho.

Durante o carregamento do banco de baterias, o SAE absorve a máxima potência disponível dentro da microrrede até um estado de carga específico ser alcançado (soc_b). Com isso, a potência absorvida pelo SAE é linearmente reduzida até que o limite máximo do SOC seja atingido (soc_{max}). Essa ação é importante para evitar sobrecarregar o banco de baterias. A operação de carregamento do banco de baterias com a função de gerenciamento é dada por:

$$\psi\left(soc\right) = \begin{cases} 1, & soc \leq soc_b \\ 1 - \frac{(soc - soc_b)}{(soc_{\max} - soc_b)}, & soc_b \leq soc \leq soc_{\max} \\ 0, & soc \geq soc_{\max} \end{cases} \tag{3.49}$$

Finalmente, a corrente de referência para controle do sistema de armazenamento de energia, i_{Bref}, utilizada como entrada da malha interna de corrente, é obtida por:

$$i_{Bref} = \left(\frac{P_{vsc} - P_{bess}}{V_{bat}}\right) \times \psi\left(soc\right) \tag{3.50}$$

A implementação do gerenciamento de potência utilizando a técnica mestre-seguidor proposta nesta pesquisa é apresentada na Figura 3.19. A potência ativa calculada na unidade mestre (conversor fonte de tensão) é medida, processada, e transmitida através da linha de comunicação para o sistema de armazenamento de energia. O controle do VSC é o mesmo apresentado na Figura 3.2, sem a necessidade de operar por *droop*. A potência medida no SAE é, então, comparada com a potência advinda do VSC, resultando

na variação de potência ativa (Δp) dentro da microrrede CC. Essa variação de potência ativa determina a quantidade de energia que deve ser fornecida pelo SAE para obtenção de autonomia interna da microrrede. A corrente de referência utilizada na malha interna de controle do SAE é dada pela Equação (3.50). O sistema de armazenamento opera no modo M2, ou seja, como uma unidade alimentadora de rede.

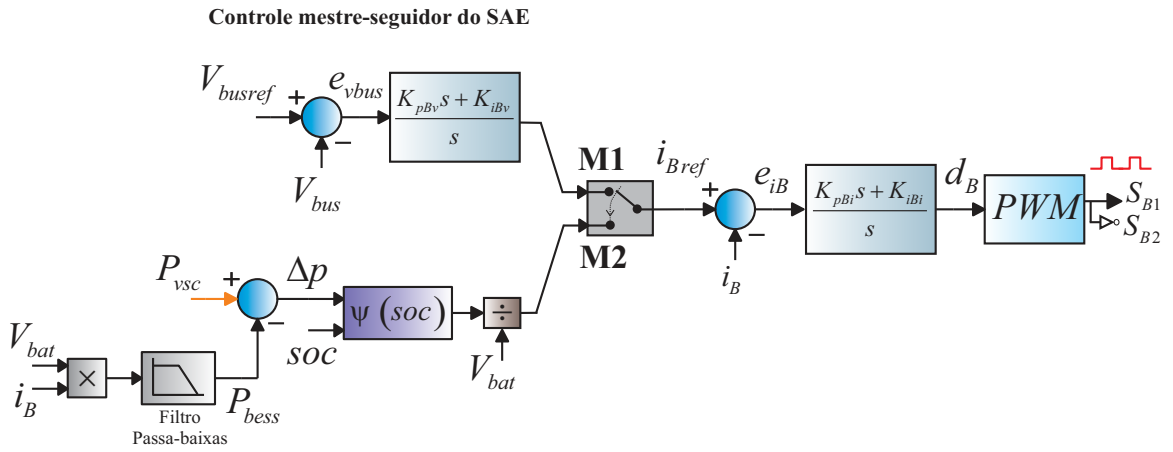


Figura 3.19: Implementação do controle do SAE com estratégia de gerenciamento de potência baseado na técnica mestre-seguidor proposta.

Diferentemente de outros métodos mestre-seguidor existentes na literatura, o método proposto é ideal para utilização como PMS em uma microrrede CC operando conectada à rede CA convencional. No método proposto, apenas a informação de potência é trocada entre a unidade mestre e a unidade seguidora, o que simplifica a linha de comunicação entre os conversores. Além disso, o ciclo de vida da bateria é preservado com a inclusão da funcionalidade BMS, a qual é inserida por meio da função baseada no estado de carga do sistema de armazenamento de energia. O barramento CC não está sujeito a variações de tensão, o que garante a funcionalidade dos dispositivos conectados à microrrede. A estratégia desenvolvida considera que o sistema de comunicação a ser utilizado é robusto, com redundância a erros, e com baixo atraso de transmissão e processamento. Para aumentar a confiabilidade do sistema, um método por *droop* pode ser implementado como alternativa caso o sistema de comunicação apresente erro. Nesse sentido, um método por *droop* modificado é apresentado a seguir.

3.3.5 Controle por *droop* modificado

Um controle por *droop* modificado, baseado nos trabalhos desenvolvidos em [255, 256], é proposto neste trabalho. A estratégia apresentada é um alternativa ao controle mestre-seguidor em caso de falha da linha de comunicação dentro da microrrede CC. O diferencial da estratégia apresentada neste trabalho é que a funcionalidade de BMS é incorporada sem a necessidade de modificação em tempo real do coeficiente de *droop*. Além disso, o fluxo de potência dentro da microrrede CC é ajustado sem a necessidade de uma

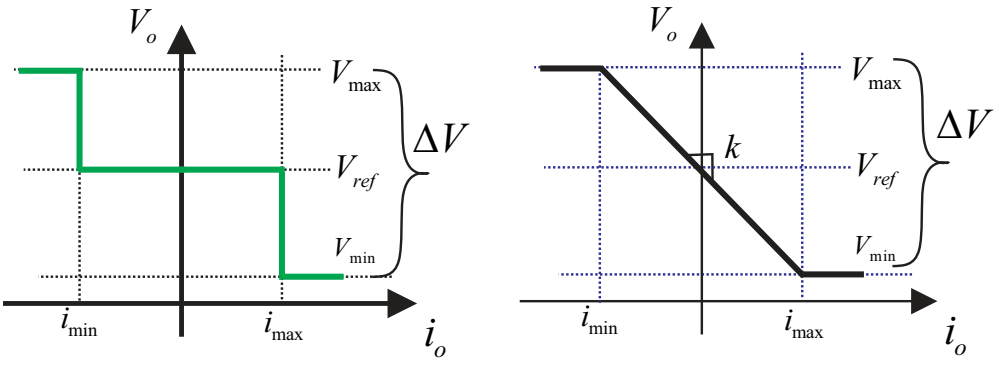
linha de comunicação. O SAE opera no modo M2, como uma unidade alimentadora de rede, de maneira que a transição entre o método mestre-seguidor e por *droop* modificado é feita de maneira suave. Assim, esse método incorpora algumas das vantagens das técnicas por *droop* adaptativo e mestre-seguidor apresentadas.

Na estratégia proposta, após a tensão do barramento CC ser estabelecida, o controle de tensão do VSC comuta para a operação por *droop* no modo M2. Nesse caso, a potência de referência do VSC é dada por:

$$\mathrm{P}_{ref} = \left(\frac{2P_{\max}}{\Delta V_{bus}}\right) \times (V_{bus} - V_{ref}) \tag{3.51}$$

em que P_{ref} é a potência de referência do VSC, $V_{ref} = 400$ V e a tensão de referência do barramento CC, $P_{\max} = 2$ kW é a potência nominal do VSC, e $\Delta V_{bus} = 40$ V é a variação de tensão máxima permitida no barramento CC.

O gerenciamento de potência considera que o SAE deve suprir a potência requisitada na microrrede, enquanto a rede de distribuição CA apenas injeta ou absorve o desbalanço de energia em excesso ou em falta. Tal funcionalidade pode ser implementada ao aplicar a curva de *droop* do SAE apresentada na Figura 3.20(a). A tensão de saída do sistema de armazenamento de energia é mantida no nível de referência durante as operações de carga e descarga do banco de baterias, enquanto o VSC controla a tensão do barramento CC de acordo com a característica de *droop* mostrada na Figura 3.20(b). Se os limites de corrente elétrica do SAE forem atingidos, então as tensões de saída máxima (para a carga) ou mínima (para a descarga) são impostas pelo PMS.



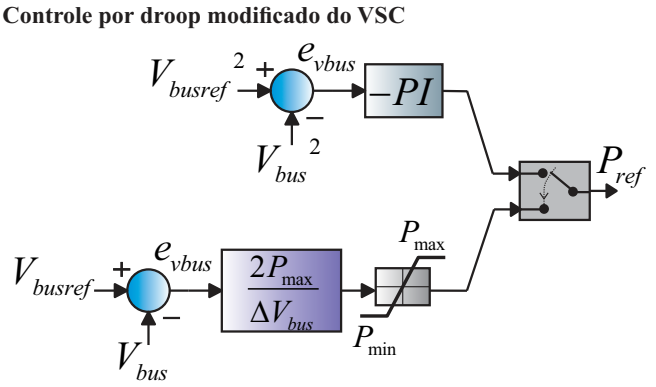
(a) (b)

Figura 3.20: Curva característica do *droop* melhorado em função da corrente elétrica de saída. a) curva de *droop* do SAE; b) curva de *droop* do VSC.

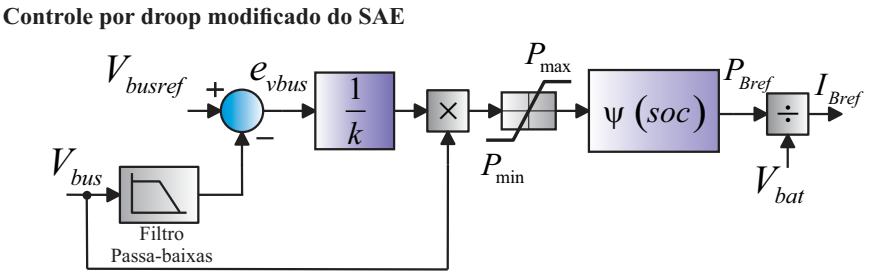
A corrente elétrica de referência da malha interna de controle do SAE, i_{Bref}, é obtida pela relação entre a potência de referência do SAE, P_{Bref}, e a tensão de saída do banco de baterias, V_{bat}. O controle por *droop* modificado retorna:

$$i_{Bref} = \left(\frac{\psi\left(soc\right) V_{bus}}{k V_{bat}}\right)\left[V_{ref} - V_{bus}\left(\frac{\omega}{s+\omega}\right)\right] \tag{3.52}$$

em que $\psi\left(soc\right)$ é a função de BMS, $k = 4$ é o coeficiente por droop (ver Equação 3.40), e $\omega = 62,8$ rad/s é a frequência de corte de um filtro passa-baixas de primeira ordem introduzido para realimentação da tensão medida.



(a)



(b)

Figura 3.21: Implementação do gerenciamento de potência baseado no método por *droop* modificado. a) controle por *droop* modificado do VSC substituindo o grupo B da Figura 3.2; b) controle por *droop* modificado do SAE integrado ao esquema mostrado na Figura 3.9.

A implementação do método por *droop* modificado é apresentado na Figura 3.21. O controle de tensão do VSC é mostrado na Figura 3.21(a), na qual o VSC comuta para operação por *droop* após a tensão do barramento CC ser estabelecida. A tensão do barramento CC é comparada com a tensão de referência, enquanto a potência de referência é obtida pela Equação (3.51). O resto do esquema de controle segue idêntico ao apresentado anteriormente na Figura 3.2.

O controle do SAE é mostrado na Figura 3.21(b). O conversor CC-CC bidirecional é controlado por corrente, assim o SAE opera no modo M2, como uma unidade alimentadora de rede. A tensão do barramento CC, V_{bus}, é utilizada como realimentação através de um filtro passa-baixas usado para atenuar o comportamento transitório. A característica de *droop* atua como um controlador proporcional com ganho dado pelo inverso

do coeficiente de *droop*, o qual foi estabelecido na curva apresentada na Figura 3.20(b). A tensão V_{bus} é multiplicada pela saída do controlador e, assim, a potência de referência do SAE é obtida. A função de BMS, $\psi\,(soc)$, retorna uma variação linear com o estado de carga do banco de baterias. Essa função de gerenciamento é a mesma utilizada no método mestre-seguidor, de forma a facilitar a transição entre os métodos. Finalmente, a corrente elétrica de referência é obtida pela Equação (3.52). Essa corrente é utilizada como entrada do controle interno de corrente do SAE, como apresentado na Figura 3.9.

No método por *droop* modificado, o VSC não é responsável pela estabilização do barramento CC. Em vez disso, o nível de tensão é ajustado de forma cooperativa com o SAE, de acordo com a característica mostrada na Figura 3.20(b). Com isso, uma operação autônoma da microrrede CC é alcançada, o que leva o VSC a atuar como um sistema auxiliar à microrrede. A vantagem dessa implementação é que a estratégia de BMS, apresentada na Figura 3.18, pode ser introduzida sem modificações no controle do SAE. Portanto, uma fluxo de potência estável é alcançado em função do SOC do banco de baterias através da função $\psi\,(soc)$ previamente descrita. Como desvantagem, destaca-se a variação do barramento CC inerente à operação por *droop*.

3.4 Resumo das técnicas de PMS analisadas

Uma vez que as estratégias de gerenciamento de potência (PMS) analisadas nesta pesquisa foram apresentadas, as principais características de cada método são resumidas na Tabela 3.3. Quatro características principais são consideradas: autonomia da microrrede CC, uso de linha de comunicação, desvio de tensão do barramento CC, e integração da funcionalidade do sistema de gerenciamento de baterias (BMS).

Tabela 3.3: Comparação entre as estratégias de gerenciamento de potência analisadas.

Estratégia de PMS	**Autonomia**	**Comunicação**	**Desvio de tensão**	**BMS**
Droop	×	×	✓	×
Droop adaptativo	✓	×	✓	✓
Hierárquico	✓	✓	×	✓
Mestre-seguidor	✓	✓	×	✓
Droop modificado	✓	×	✓	✓

A característica de autonomia refere-se à possibilidade de utilizar a rede CA de distribuição como um sistema auxiliar, enquanto o sistema de armazenamento e a geração distribuída garantem o fluxo de potência demandada pela carga dentro da microrrede. Essa característica é útil do ponto de vista do consumidor que queira instalar uma microrrede com objetivo de depender majoritariamente da própria energia interna produzida. O controle por *droop* convencional não atende a esse critério, uma vez que os conversores em paralelo tendem a compartilhar energia em função da potência nominal de cada conversor.

O uso da linha de comunicação entre os conversores, por sua vez, é uma característica que reduz a confiabilidade ao introduzir um ponto de falha no sistema. Entretanto, a implementação de uma linha de comunicação robusta retorna um melhor compartilhamento de potência dentro da microrrede e uma melhora substancial da capacidade de controle dos conversores. Sem comunicação entre conversores, tem-se o problema do desvio de tensão no barramento CC. As técnicas de controle hierárquico e mestre-seguidor utilizam a linha de comunicação e, portanto, são os métodos capazes de corrigir esse desvio de tensão. A funcionalidade de BMS é necessária para preservar a vida útil do banco de baterias, o que não é possível ao se utilizar o controle por *droop* convencional. A introdução da característica de BMS garante uma transição suave no fluxo de potência da microrrede, o que permite a regulação de tal fluxo em função do estado de carga do banco de baterias. A característica de BMS é adotada quando o SAE opera como uma unidade de suporte à rede de distribuição CA, como dado nos controles mestre-seguidor e por *droop* modificado propostos nesta tese. Os métodos de *droop* adaptativo e hierárquico também podem ser ajustados para incluir a funcionalidade de BMS, como mostrado nas seções anteriores. Uma avaliação experimental das estratégias apresentadas é realizada a seguir.

3.5 Resultados experimentais

3.5.1 Bancada de testes

A plataforma experimental utilizada para emular a microrrede CC é apresentada na Figura 5.11. Essa plataforma é formada por inversores de frequência *Danfoss FC302*, um processador *dSPACE DS1006*, um emulador de rede CA *Chroma 61845*, um transformador isolador *DYn11*, e um conjunto de cargas resistivas. As medições e instrumentação são obtidas por meio de sensores de corrente e tensão *LEM* e uma placa de aquisição de sinais *DS2004*. Uma interface homem-máquina (IHM) e um osciloscópio *Tektronix DPO 2014B* são utilizados para automatizar a coleta de dados e obter os resultados experimentais.

3.5.2 Desempenho das estratégias de gerenciamento de potência

As estratégias de gerenciamento de potência discutidas nas seções anteriores foram implementadas para avaliação experimental. O banco de baterias é emulado por meio da dinâmica dada na Figura 3.7 para os parâmetros de baterias de íons de lítio. A geração distribuída é emulada com os base em dados reais de vento coletados em agosto de 2019 na cidade de Aalborg, Dinamarca. Para permitir a realização dos experimentos em um tempo razoável, os perfis de fluxo de potência de um dia típico foram ajustados para 200 segundos experimentais. O emulador do banco de baterias teve sua capacidade nominal

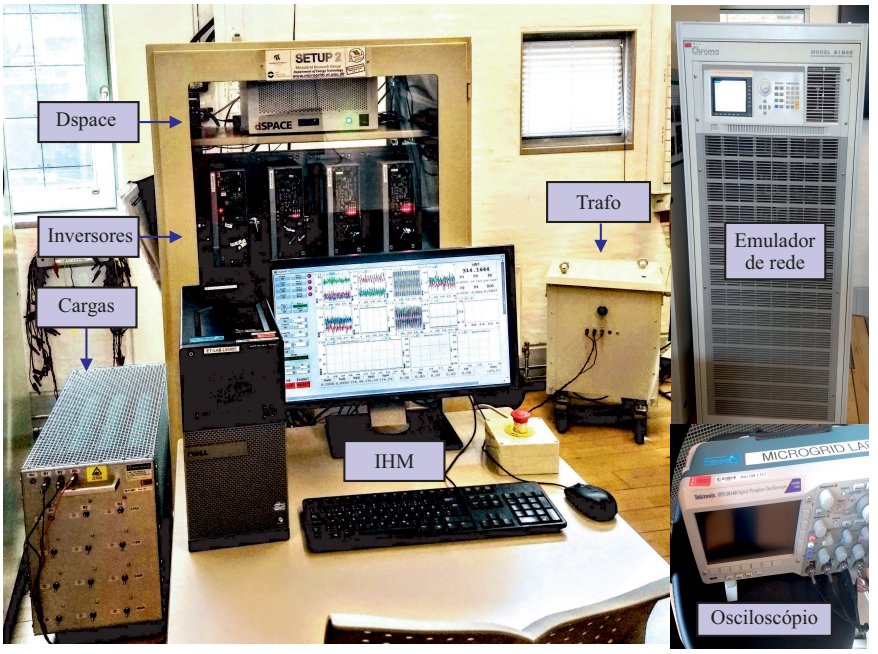


Figura 3.22: Plataforma experimental utilizada para simular a microrrede CC. (CROM - *Center of Research on Microgrids, Aalborg, Dinamarca.*)

ajustada de acordo com o tempo do experimento, enquanto a potência da carga foi fixada no valor nominal. O fluxo de potência da geração distribuída e da carga consumidora aplicado em todas as análises é mostrado na Figura 3.23.

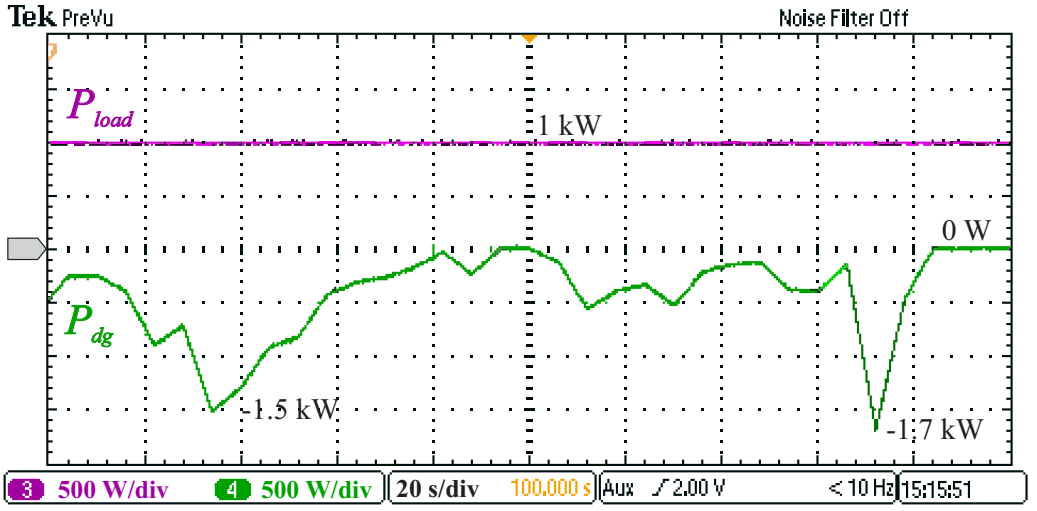
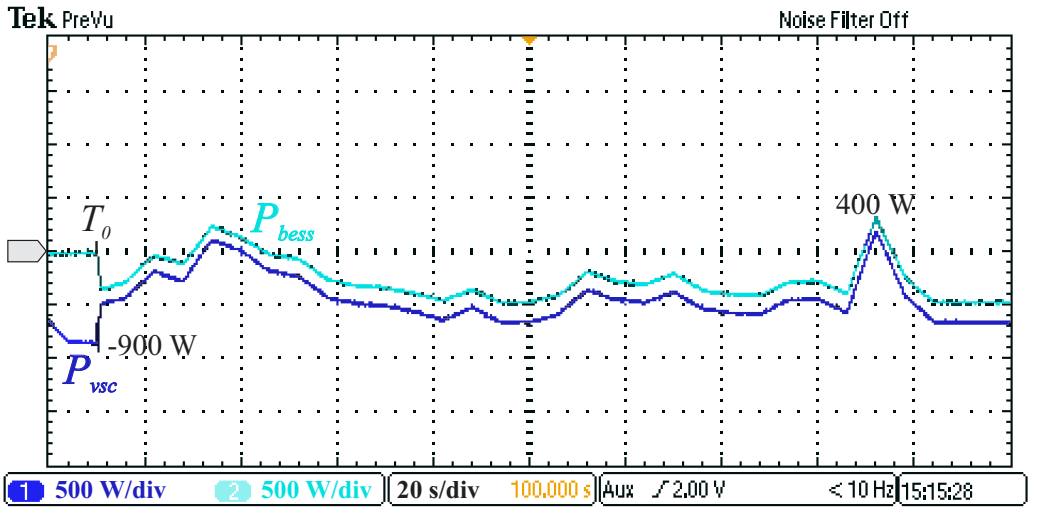


Figura 3.23: Avaliação experimental do fluxo de potência da geração distribuída (P_{dg}) e da carga consumidora (P_{load}).

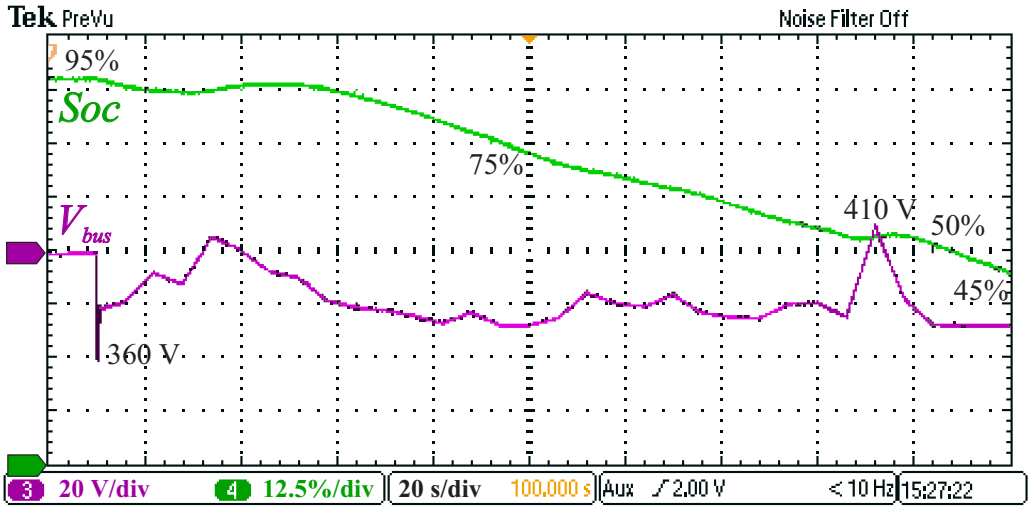
Da Figura 3.23, é possível notar que a potência da GD não é capaz de suprir a demanda das cargas durante todo o período emulado. Essa condição, usual em microrredes, justifica a aplicação da estratégia de gerenciamento de potência. A potência das cargas consumidoras é mantida em 1 kW, considerando o pior caso de consumo de carga. A potência do GD varia de 0 a 2 kW, seguindo a potência disponível da fonte renovável.

Para os casos que seguem, uma potência de referência negativa significa injeção de energia elétrica, enquanto uma potência positiva significa absorção de energia.

Considerando o comportamento apresentado da GD e das cargas, o desempenho do controle por *droop* aplicado para gerenciar o fluxo de potência na microrrede é apresentado na Figura 3.24. O PMS baseado em *droop* é ativado no instante $T_0 = 15$ s. Da Figura 3.24(a), percebe-se que o VSC e o SAE compartilham a diferença de potência entre a carga consumidora e o GD. O compartilhamento de potência não é perfeito devido ao conhecido desvio no compartilhamento de corrente elétrica resultante da operação por *droop* para conversores em paralelo. Essa diferença é estimada em 200 W, o que representa 10% da potência nominal dos conversores.



(a)



(b)

Figura 3.24: Avaliação experimental para o controle por *droop*: a) fluxo de potência do VSC (P_{vsc}) e do SAE (P_{bess}); b) estado de carga estimado do SAE (soc) e variação do barramento CC (V_{bus}).

A tensão do barramento CC é apresentada na Figura 3.24(b). A tensão de referên-

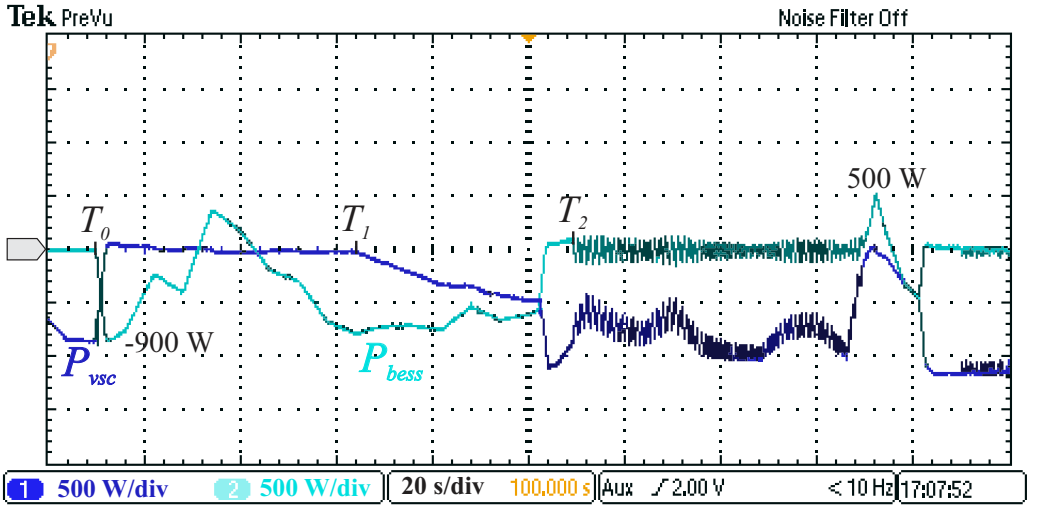
cia desse sinal é fixada em 400 V. A operação por *droop* impõe um variação de tensão da ordem de 40 V, na faixa limite entre 360-440 V (10% da tensão de referência). O estado de carga do SAE também é mostrado na Figura 3.24(b). O SOC inicial do banco de baterias é fixado em 95%. É possível notar que, uma vez que a estratégia de PMS por *droop* não inclui a funcionalidade de BMS, o SOC não é controlado. Assim, uma profundidade de descarga prejudicial ao banco de baterias (abaixo 50%) é atingida. Isso significa que, do ponto de vista de proteção do SAE e melhoria da vida útil do banco de baterias, o controle por *droop* só é viável se o sistema de baterias possuir um gerenciamento do SOC próprio, dado por controladores de cargas convencionais.

O desempenho do controle por *droop* adaptativo, para o mesmo perfil de potência do GD e da carga consumidora, é mostrado na Figura 3.25. O controle adaptativo é ativado no instante T_0. Da Figura 3.25(a), pode-se notar que o VSC não injeta nem absorve potência da microrrede até que o instante $T_1 = 64$ s seja alcançado. O SAE é responsável por suprir a falta ou excesso de energia dentro da microrrede, o que significa que a operação autônoma é alcançada. No instante T_1, o nível de SOC de 75% é atingido, como mostrado na Figura 3.25(b). Nesse momento, a característica de *droop* varia e o SAE e o VSC passam a gerenciar o fluxo de potência de forma compartilhada. No instante $T_2 = 110$ s, entretanto, o limite mínimo de 50% do SOC é alcançado. Com isso, o SAE para de injetar potência na microrrede para evitar uma profundidade de descarga danosa ao banco de baterias. Devido à variação do coeficiente de *droop*, o sistema passa a apresentar oscilações em resposta à imposição dos limites do SOC.

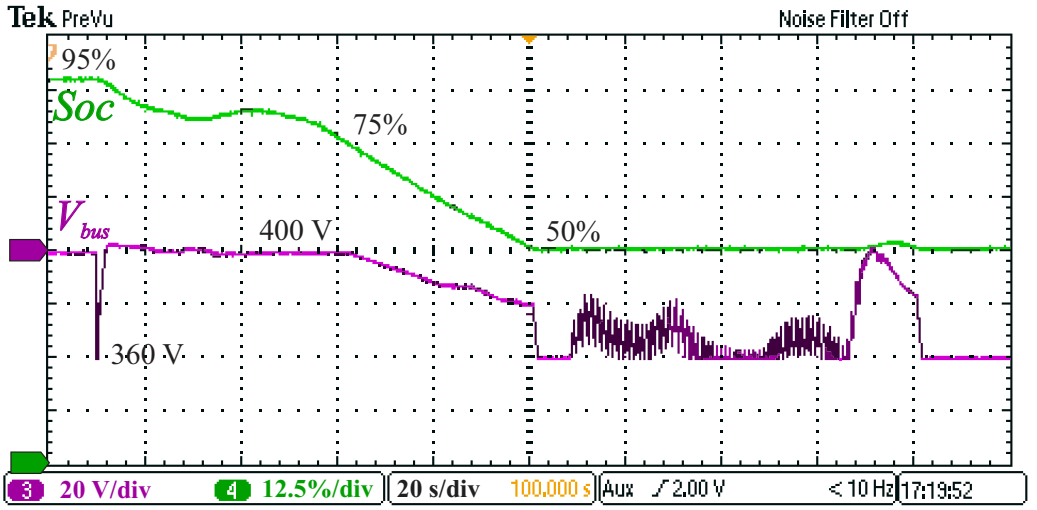
Uma análise da variação de tensão do barramento CC, como mostrada na Figura 3.25(b), revela que as oscilações de potência resultam numa variação de tensão à partir do instante T_2. Nesse instante, a mínima tensão permitida de 360 V é imposta ao sistema pela ação do controle. Apesar o sistema manter a estabilidade, essas oscilações indesejadas, quando na presença de cargas de potência constante, podem levar ao colapso da microrrede. Assim, tais oscilações devem ser evitadas.

Para corrigir o problema do desvio de tensão no barramento CC imposto pela ação dos controles por *droop*, o controle hierárquico é implementado. O desempenho da estrutura hierárquica, com adição da camada secundária, é mostrado na Figura 3.26. O PMS baseado nessa estrutura é ativado no instante $T_0 = 15$ s. Da Figura 3.26(a), resta evidente que a ação da camada primária é a mesma imposta pelo *droop* adaptativo. A operação autônoma do SAE é alcançada até o nível de 75% do SOC ser atingido no instante $T_1 = 60$ s. Em T_1, o SAE e o VSC passam a compartilhar o fluxo de potência requisitado para a manutenção da microrrede. Em $T_2 = 100$ s, o SOC mínimo permitido é atingido e, mais uma vez, as oscilações de potência são percebidas.

A camada secundária do controle hierárquico força o banco de baterias a carregar ou descarregar mais rapidamente devido à imposição da regulação de tensão. Da Figura 3.26(b), pode-se observar que a camada secundária é efetiva em corrigir o desvio de tensão



(a)

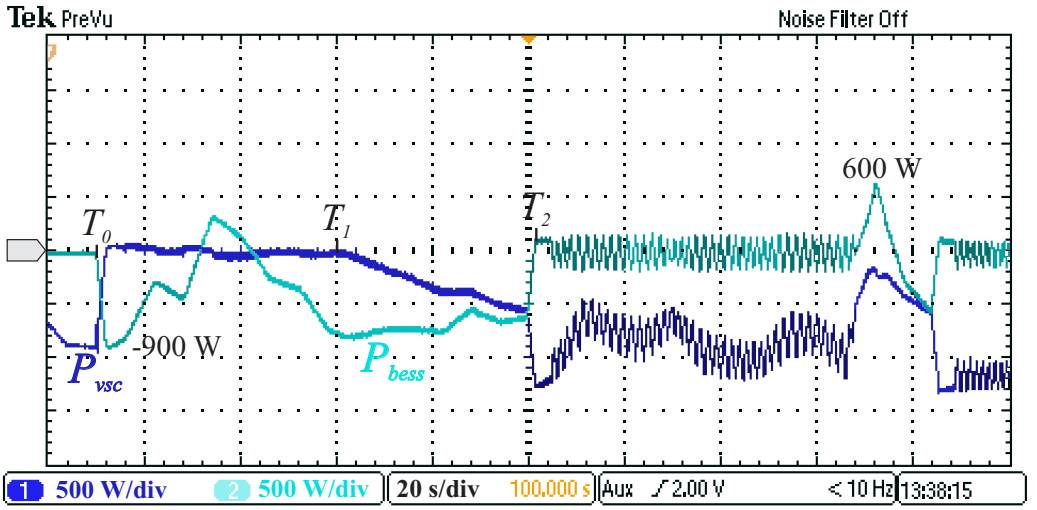


(b)

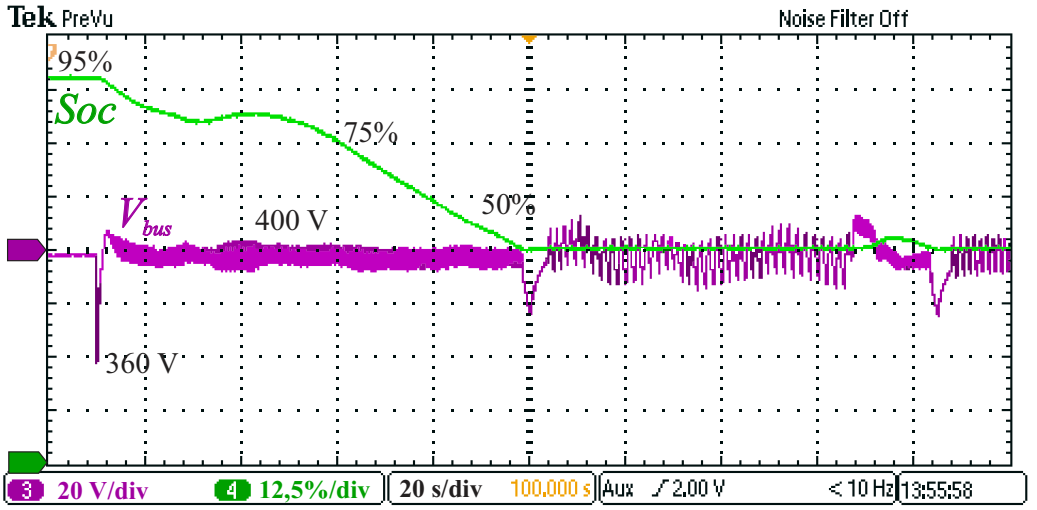
Figura 3.25: Avaliação experimental do controle por *droop* adaptativo: a) fluxo de potência do VSC (P_{vsc}) e do SAE (P_{bess}); b) estado de carga estimado do SAE (soc) e variação do barramento CC (V_{bus}).

do barramento CC, uma vez que o nível desejado de 400 V é mantido. Contudo, a estrutura básica do controle hierárquico com duas camadas não corrige o problema da oscilação de tensão causada pela variação do coeficiente por *droop* nos limites estabelecidos do estado de carga do banco de baterias. Portanto, o controle hierárquico também pode apresentar problemas de estabilidade quando suprindo cargas de potência constante.

O desempenho da estratégia mestre-seguidor proposta como PMS é apresentado na Figura 3.27. Um tempo de atraso de 100 ms é introduzido para emular um linha de comunicação sem fio entre os conversores. O controle mestre-seguidor é ativado no instante $T_0 = 15$ s. Nessa situação, a operação autônoma do sistema de armazenamento de energia é enfatizada. O VSC não injeta ou absorve potência da microrrede até o limite do estado de carga de 75% ser alcançado no instante $T_1 = 60$ s. Pode-se notar que o



(a)

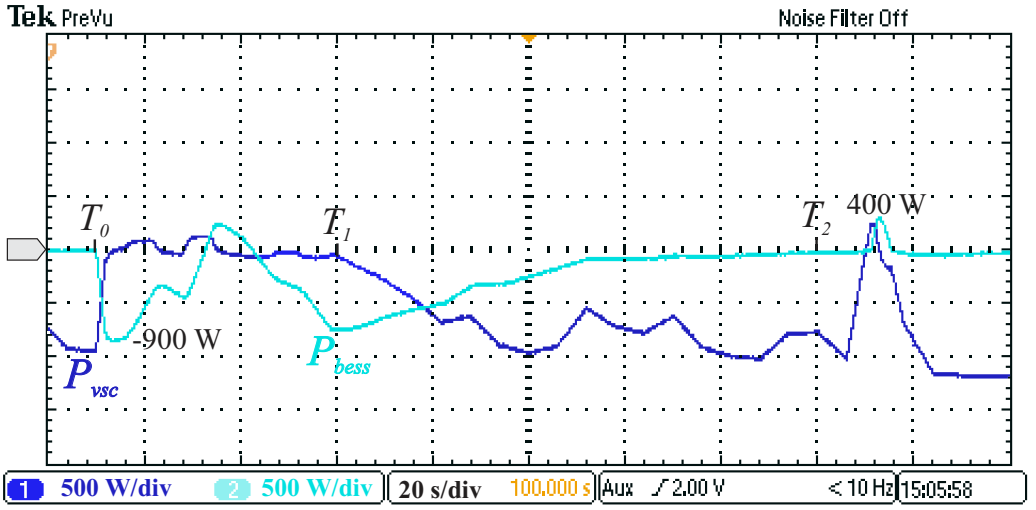


(b)

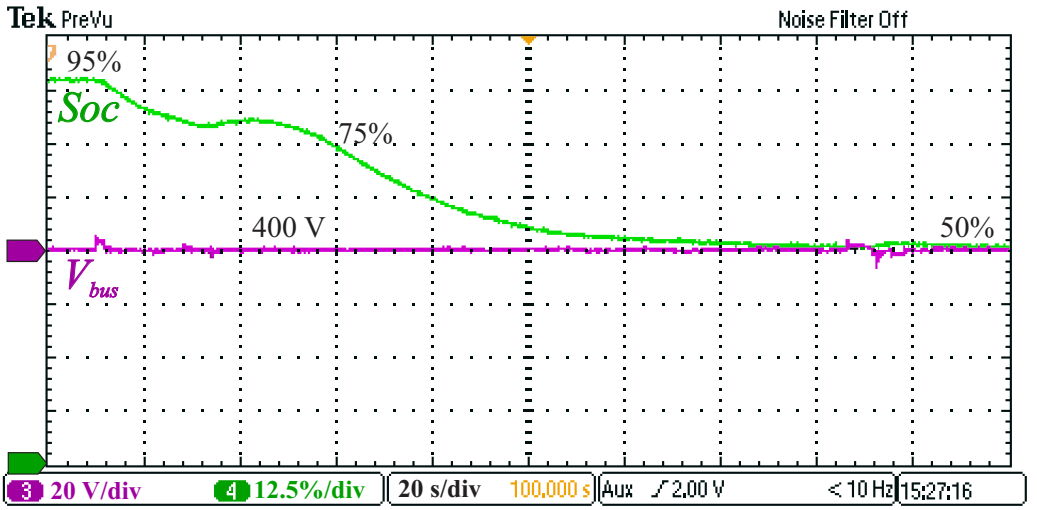
Figura 3.26: Avaliação experimental do controle hierárquico: a) fluxo de potência do VSC (P_{vsc}) e do SAE (P_{bess}); b) estado de carga estimado do SAE (soc) e variação do barramento CC (V_{bus}).

fluxo de potência entre o SAE e o VSC tem transições suaves, quando comparado com os métodos anteriores, o que indica uma maior eficácia da funcionalidade de gerenciamento de baterias para o método proposto.

Ao se observar a Figura 3.27(b), pode-se perceber que não há variação de tensão no barramento CC da microrrede, como desejado. A tensão de referência do barramento CC é mantida praticamente constante, o que é importante para manutenção da estabilidade do sistema. Além disso, a ausência de oscilações de potência e tensão, diferentemente dos métodos anteriores, é um forte indício da robustez e estabilidade do método proposto ao se alimentar cargas de potência constante. Entretanto, convém destacar que a utilização da linha de comunicação entre os conversores pode introduzir outros problemas associados, como atrasos excessivos no tempo de resposta.



(a)

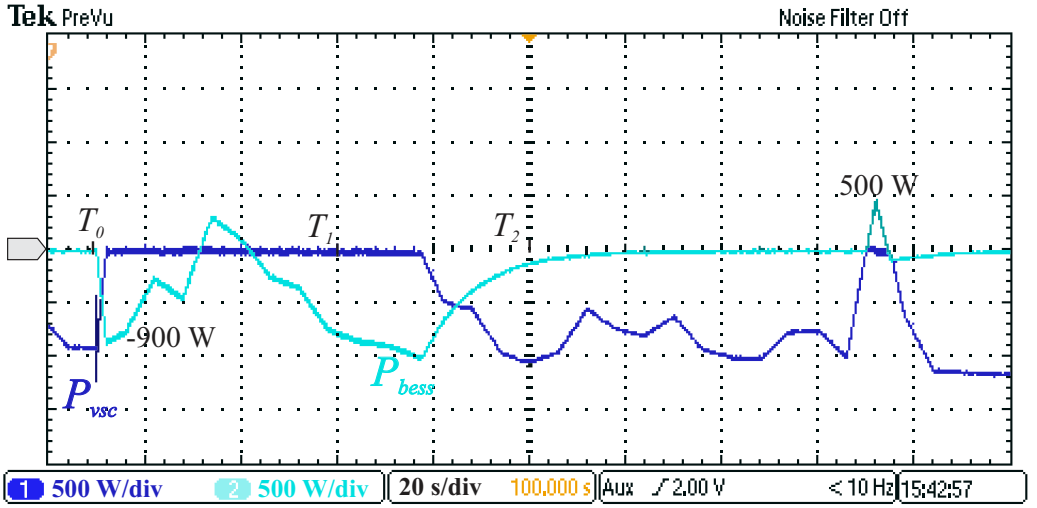


(b)

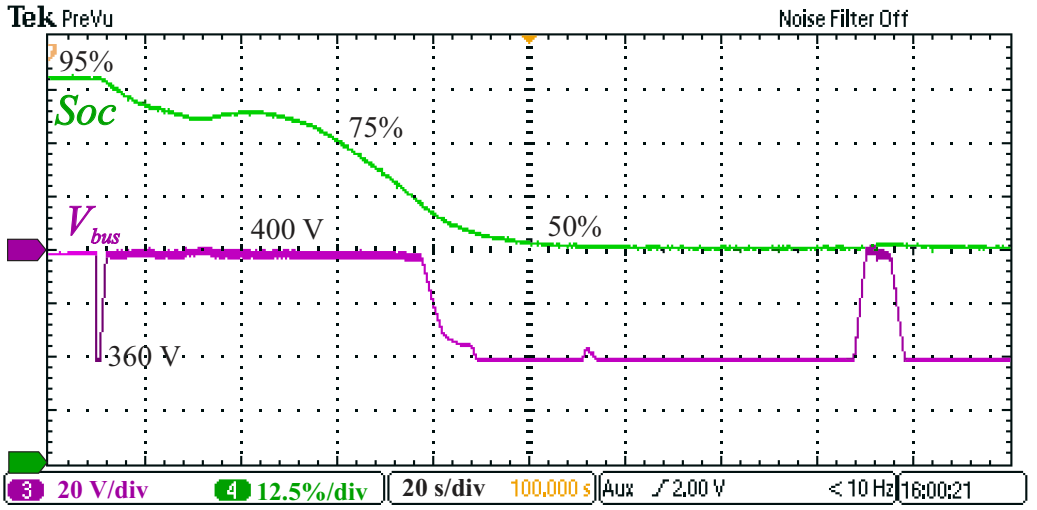
Figura 3.27: Avaliação experimental da estratégia mestre-seguidor proposta: a) fluxo de potência do VSC (P_{vsc}) e do SAE (P_{bess}); b) estado de carga estimado do SAE (soc) e variação do barramento CC (V_{bus}).

Por último, o desempenho do controle por *droop* modificado proposto é mostrado na Figura 3.28. O gerenciamento de potência é ativado no instante $T_0 = 15$ s. Da Figura 3.28(a), nota-se que a operação autônoma do sistema de armazenamento de energia é atingida satisfatoriamente. Além disso, um fluxo de potência suave é obtido de forma semelhante àquele alcançado com o método mestre-seguidor. Em $T_1 = 60$ s, o nível de 75% de estado de carga do banco de baterias é alcançado e o BMS começa a atuar. Em $T_2 = 100$ s, o valor mínimo de 50% do SOC é atingido e, com isso, o SAE para de compartilhar energia na microrrede CC. Diferentemente dos métodos adaptativo e hierárquico, contudo, nenhuma oscilação de potência é detectada em T_2.

Como observado na Figura 3.28(b), a estratégia por *droop* modificado também impõe um desvio da tensão do barramento CC, o que é uma desvantagem do método.



(a)



(b)

Figura 3.28: Avaliação experimental do controle por *droop* modificado proposto: a) fluxo de potência do VSC (P_{vsc}) e do SAE (P_{bess}); b) estado de carga estimado do SAE (soc) e variação do barramento CC (V_{bus}).

Contudo, esse desvio ocorre sem as oscilações apresentadas em métodos anteriores, o que indica uma robustez do controle e a estabilidade da estratégia proposta ao se alimentar cargas de potência constante. A principal vantagem dessa técnica é a obtenção de um fluxo de potência suave aliada a uma característica de BMS para proteção do banco de baterias, sem a necessidade de utilização da linha de comunicação entre os conversores. Esse método é ideal para atuar como substituto do método mestre-seguidor, em caso de falhas na linha de comunicação. A desvantagem do desvio de tensão do barramento CC, entretanto, pode ser proibitiva se uma regulação de tensão rígida for exigida para a operação da microrrede.

3.6 Considerações finais

Este Capítulo apresentou os resultados da análise comparativa de estratégias de gerenciamento de potência (PMS) para uma microrrede CC operando no modo conectado à rede CA de distribuição. A estrutura básica dos controles por *droop*, *droop* adaptativo, e hierárquico foram adaptadas para funcionarem como PMS. Além disso, uma estratégia de controle mestre-seguidor e outra por *droop* modificado foram propostas para utilização como PMS. A comparação foi realizada levando em conta as características da autonomia do sistema de armazenamento de energia (SAE), presença de linha de comunicação entre os conversores, variação da tensão do barramento CC, e inclusão da funcionalidade de gerenciamento do sistema de armazenamento (BMS). Uma plataforma experimental foi utilizada para emular a microrrede CC incluindo a rede de distribuição CA, um emulador do banco de baterias, um emulador de geração distribuída, e as cargas consumidoras locais com regulação de tensão.

Os resultados experimentais mostraram que a estrutura básica do controle por *droop* não garante autonomia do SAE nem inclui a funcionalidade de BMS, o que pode afetar significativamente a vida útil do banco de baterias. Esse método também resulta em desvios de tensão do barramento CC, o que pode ser proibitivo se a microrrede exigir uma regulação de tensão rígida. O controle por *droop* adaptativo inclui ambas as características de autonomia do SAE e BMS. Contudo, o desvio de tensão do barramento é característico do método. Além disso, essa estratégia pode resultar em oscilações de potência em decorrência da variação do coeficiente de inclinação, o que pode levar o sistema à instabilidade. O controle hierárquico, por sua vez, inclui uma camada secundária que corrige satisfatoriamente os desvios de tensão no barramento CC, além de incluir autonomia do SAE e BMS na camada primária. Entretanto, a adição da camada secundária implementada exige a presença de uma linha de comunicação que, embora lenta, aumenta a complexidade do sistema. Ademais, as oscilações no fluxo de potência evidenciam que esse método também pode ser instável ao alimentar cargas de potência constante (CPLs).

A estratégia de gerenciamento mestre-seguidor proposta, por sua vez, inclui as características de autonomia do SAE e a funcionalidade de BMS. O gerenciamento do banco de baterias se mostrou superior aos demais métodos, uma vez que um fluxo de potência suave é estabelecido na microrrede. Os desvios de tensão no barramento CC foram completamente mitigados e a robustez do método em garantir estabilidade, mesmo ao suprir CPLs, foi evidenciada. Entretanto, uma linha de comunicação de ação rápida se faz necessária entre os conversores, o que introduz um ponto de possível falha no sistema. Essa linha de comunicação é simplificada por transmitir apenas a informação da variação de potência no barramento CC. Por fim, o método por *droop* melhorado proposto como BMS reúne as vantagens de autonomia do SAE e funcionalidade de BMS com alto desempenho comparável ao do controle mestre-seguidor. Nenhuma linha de comunicação é

necessária entre os conversores, o que simplifica a implementação da estrutura. Contudo, a variação de tensão do barramento CC, característica da operação por *droop*, é a principal desvantagem do método.

As conclusões dessa análise comparativa indicam que o método mestre-seguidor utilizado como PMS retorna o melhor desempenho no gerenciamento de potência da microrrede CC. Esse método preserva a simplicidade e robustez de implementação. A desvantagem da utilização da linha de comunicação entre os conversores pode ser solucionada com o uso estratégias robustas de comunicação, as quais já são amplamente utilizadas na indústria por meio de protocolos com redundância e confiabilidade necessárias para a aplicação em estudo. Ainda assim, a técnica por *droop* modificado se mostrou o candidato ideal para atuar substituindo o método mestre-seguidor caso a linha de comunicação seja perdida. As características similares entre as duas estratégias permite uma comutação suave entre os métodos. Com isso, a combinação das técnicas de PMS mestre-seguidor e *droop* modificado propostas pode ser a melhor alternativa para utilização na microrrede CC em análise. O próximo capítulo introduz o conceito de inércia virtual incorporada ao método mestre-seguidor e apresenta uma análise mais aprofundada da estratégia de PMS proposta neste trabalho.

Capítulo 4

Proposta de PMS e técnica de inércia virtual

4.1 Introdução

As microrredes em corrente contínua apresentam baixa inércia devido à ausência de máquinas elétricas de grande porte capazes de armazenar energia na massa rotativa. Os conversores eletrônicos de potência utilizados nos sistemas de armazenamento de energia, cargas consumidoras, e geração distribuída não apresentam inércia significativa. Portanto, esses dispositivos não são capazes de lidar satisfatoriamente com transitórios fora dos limites especificados de cada conversor. A ausência de inércia dentro da microrrede CC causa problemas de estabilidade na tensão do barramento, especialmente com a alimentação de cargas de potência constante no modo de operação ilhado [76,131,132]. No evento transitório do fluxo de potência causado por variação da carga ou pela característica intermitente da geração distribuída, o suporte dinâmico para a tensão na microrrede CC é dado apenas pelos capacitores do barramento. Uma solução para esse problema seria o aumento da capacitância do barramento CC. Contudo, com o uso convencional de capacitores eletrolíticos, o aumento da capacitância não é uma alternativa viável devido ao aumento de volume, redução da densidade de potência, e redução da vida útil do barramento CC [257].

No modo conectado autônomo, discutido no Capítulo 2, quando o sistema de armazenamento de energia atua mantendo o fluxo de potência e a rede CA de distribuição atua como suporte à microrrede, o problema da ausência de inércia afeta o banco de baterias de maneira particular. Sem inércia, o sistema de armazenamento pode ser submetido a transitórios indesejados de potência, o que contribui para o aumento da taxa de falha e para a redução do ciclo de vida de baterias convencionais como as de chumbo ácido ou íons de lítio [90, 253, 258]. Como discutido em [252–254], uma alta taxa repentina de variação de carga ou descarga das baterias que compõem o sistema de armazenamento de energia pode resultar em uma degradação irreversível desse banco de baterias. Uma solução possível apresentada na literatura técnica para esse problema consiste no uso de

sistemas de armazenamentos híbridos. Nesses sistemas híbridos, dispositivos com alta capacidade de potência, tais quais os supercapacitores, são inseridos no SAE composto por dispositivos de alta capacidade de energia, como as baterias. O supercapacitores ajudam a suprir variações rápidas e transitórias de potência, enquanto o banco de baterias é gerenciado para suprir apenas desbalanços de potência em baixas frequências [245, 250, 258–261]. Essa solução, contudo, encarece os custos de implementação da microrrede e aumenta a complexidade do sistema de gerenciamento e controle do SAE.

Diversas estratégias de inércia virtual têm sido empregadas como alternativa para minimizar o problema da falta de inércia em microrredes CC [41,89,90,262–266]. Em [263], um controle de inércia virtual emulando uma máquina síncrona é proposto para melhorar a resposta transitória da tensão do barramento CC. O método desenvolvido é aplicado no conversor fonte de tensão que forma o barramento da microrrede, o que torna a estratégia útil para a operação no modo conectado. Entretanto, apenas transitórios de tensão são analisados e nenhuma estratégia de gerenciamento de potência é aplicada. Uma técnica similar é proposta em [262]. Os autores sugerem o uso do controle por inércia virtual no conversor formador da microrrede CC em conjunto com uma técnica de controle por *droop* dual. O objetivo é estabilizar o sistema de potência e regular a frequência do lado CA, aumentando a estabilidade interna da microrrede CC. Contudo, a técnica apresentada não abrange o sistema de armazenamento de energia, além de acrescentar as desvantagens inerentes ao controle por *droop* no modo de operação conectado. Um controle coordenado para microrredes CC baseado em sinalização de barramento e inércia virtual é apresentado em [89]. Um sistema de gerenciamento de energia apropriado é considerado pelos autores, enquanto o conceito de inércia virtual é aplicado no controle da fonte renovável de energia. Entretanto, os autores não avaliam o modo de operação conectado da microrrede. Em [90], um controle por inércia virtual é aplicado a painéis fotovoltaicos para melhoria do desempenho dinâmico da microrrede CC. Uma estratégia de ganho adaptativo é utilizada para assegurar o compartilhamento de potência entre os painéis fotovoltaicos. Porém, a proposta dos autores não é integrada ao sistema de gerenciamento de energia e apenas o modo de operação ilhado é considerado.

Uma síntese de inércia virtual com adição de controle preditivo para microrredes CC é proposta em [41]. O método defendido pelos autores habilita uma inércia adaptativa sintética para estabilização da tensão do barramento CC em caso de distúrbios. Mais uma vez, contudo, a estratégia apresentada é voltada apenas para o modo de operação ilhado. Além disso, os sistemas de gerenciamento de energia não são considerados. O conceito de máquina CC virtual é introduzido em [264]. Nessa aplicação, a dinâmica de máquinas CC é emulada no controle do conversor CC-CC bidirecional aplicado ao SAE. A inércia da máquina virtual é emulada para atingir operação estável e variação de tensão suave durante transitórios. Vale mencionar, entretanto, que apenas simulações computacionais são apresentadas para validação do método proposto pelos autores. O modo de operação

conectado à rede CA também não é investigado e nenhuma estratégia de gerenciamento do SAE é utilizada. O modo conectado é explorado em [265]. Na estratégia elaborada pelos autores, o controle baseado em inércia virtual é empregado para regular frequência do lado CA. O estudo considera a presença de cargas CA em um sistema eólico, com adição de um sistema de armazenamento composto por supercapacitores. Contudo, o estudo foca exclusivamente no sistema eólico para microrredes, apenas resultados de simulação são apresentados, e o gerenciamento do sistema de armazenamento de energia não é implementado. Uma estratégia de inércia virtual válida para ambos os modos, conectado e ilhado, é apresentada em [257]. Os autores propõem o uso de inércia virtual para aumento equivalente da capacitância de cada conversor conectado à microrrede CC, observando as características do balanço de potência de cada unidade. Contudo, a proposta apresentada tem como finalidade a estabilidade do barramento CC; portanto, não é integrada ao sistema de gerenciamento de potência. Além disso, apenas resultados de simulação computacional são apresentados pelos autores. Um técnica de emulação de inércia é proposta em [266] para microrredes CC suprindo cargas CA. Os autores propõem regulação de tensão e frequência utilizando excitação virtual. Uma estratégia de BMS é aplicada para coordenar o compartilhamento de corrente elétrica entre a rede CA e o SAE. Porém, a estratégia de inércia emulada proposta não é integrada ao gerenciamento de potência e apenas resultados de simulação são apresentados.

Considerando os problemas mencionados nesse campo de pesquisa, este capítulo apresenta uma estratégia de gerenciamento de potência na microrrede CC para garantia de operação autônoma no modo conectado. O conceito de inércia virtual é integrado à estratégia de controle mestre-seguidor proposta e discutida no capítulo anterior. O objetivo é garantir a flexibilidade de regulação do fluxo de potência da microrrede CC durante o transitório. No método proposto, a inércia virtual é utilizada em conjunto com a função de gerenciamento do SAE baseada no estado de cargas do banco de baterias. Assim, as limitações no estado de carga são consideradas para funcionamento adequado do sistema de armazenamento. Um estudo paramétrico e de estabilidade é conduzido para dar suporte ao projeto e implementação da técnica em estudo. Por se tratar de um aprimoramento do método mestre-seguidor discutido anteriormente, essa estratégia requer uma linha de comunicação entre os conversores. Contudo, apenas a informação de potência no barramento CC é transmitida no canal de comunicação, o que simplifica a implementação do sistema. Em caso de falha na linha de comunicação, propõem-se a comutação para o PMS por *droop* modificado apresentado no Capítulo 3. Essa conceitualização de comutação de métodos de gerenciamento da microrrede é proposta com intuito de aumentar a robustez e a confiabilidade do sistema.

Os resultados experimentais apresentados neste capítulo foram obtidos utilizando a bancada de testes emulando uma microrrede CC. Esses resultados são apresentados para mostrar a viabilidade técnica da estratégia de gerenciamento de potência proposta. Para

tal, verificou-se experimentalmente a influência da variação paramétrica da inércia virtual sobre o fluxo de potência da microrrede, estado de cargas do banco de baterias e variações da tensão do barramento CC. Apresentam-se ainda a influência do atraso na linha de comunicação e o comportamento do sistema na comutação entre os métodos de PMS, com e sem comunicação entre as unidades. Com os testes apresentados, mostra-se que a técnica proposta retorna as características desejadas de autonomia, robustez, gerenciamento do banco de baterias e fluxo de potência suave para a microrrede CC em estudo.

4.2 Avaliação da microrrede CC

A técnica mestre-seguidor proposta neste trabalho, apresentada no capítulo anterior, mostrou melhor desempenho dinâmico que os métodos convencionais. Neste capítulo, o método proposto é aprimorado com a inserção da técnica de inércia virtual, também denominada de emulação de gerador síncrono virtual. Essa técnica é utilizada para melhoria da resposta transitória do sistema de armazenamento de energia, para preservação do banco de baterias, e como grau extra de liberdade na estratégia de controle desenvolvida. Contudo, essa técnica tem como desvantagem a utilização da linha de comunicação entre os conversores, o que introduz um ponto sensível de falha. Para minimizar esse problema e aumentar a robustez do PMS desenvolvido, o método por *droop* modificado é implementado para atuar caso a linha de comunicação seja perdida ou caso identifiquem-se falhas nessa comunicação. Esta seção apresenta o sistema da microrrede CC em detalhes e a avaliação dos modos de operação implementados.

4.2.1 Sistema estudado

A estrutura detalhada da microrrede CC e respectivos sistemas de controle são apresentados na Figura 4.1. Essa estrutura foi implementada experimentalmente utilizando a bancada de testes discutidas na Seção 3.5.1. Ressalta-se que as resistências de linha foram omitidas para simplificação do desenho. A modelagem dos conversores eletrônicos de potência e o projeto de controle das unidades conectadas à microrrede foram discutidos no Capítulo 2. Uma visão geral do sistema implementado é dada a seguir.

Na Figura 4.1, o grupo A mostra a estratégia de PMS implementada para o sistema de armazenamento de energia. No modo P1, o método mestre-seguidor com adição de inércia virtual é utilizado como gerenciamento de potência. Caso a linha de comunicação seja perdida, o PMS é realizado utilizando o método por *droop* modificado (modo P2). O grupo B apresenta a estrutura de controle do conversor CC-CC bidirecional do SAE. No modo M1, o SAE regula a tensão do barramento CC como uma unidade formadora de rede. Esse modo é utilizado para conexão inicial do sistema de armazenamento ao barramento CC ou para operação ilhada da microrrede. Neste trabalho, o modo M1 é utilizado apenas

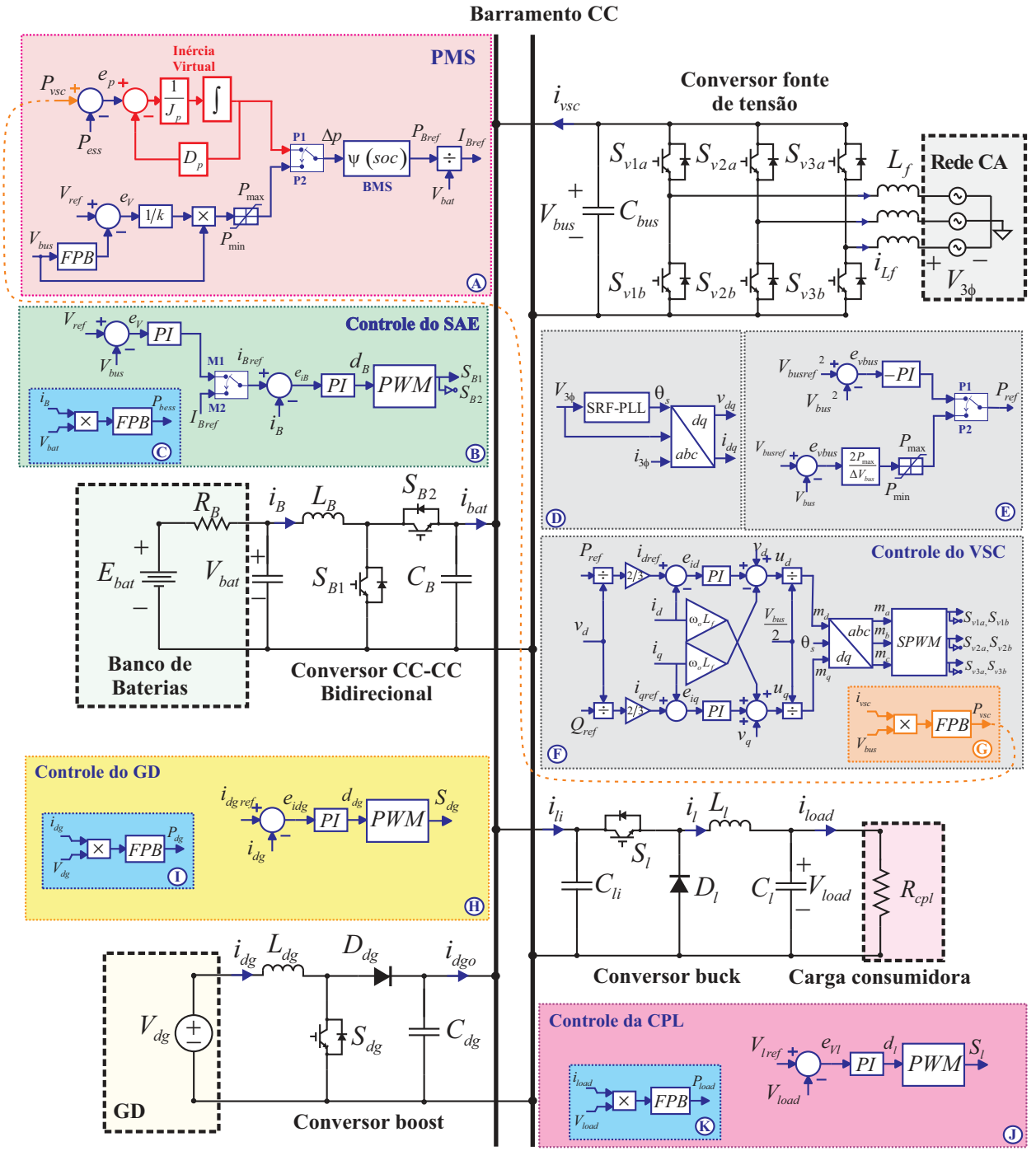


Figura 4.1: Visão detalhada da microrrede CC estudada. O sistema de potência e respectivos controles são apresentados. A linha de comunicação é representada na cor laranja. A estratégia PMS, foco deste capítulo, é mostrada no grupo *A*.

para conectar o SAE no início da formação da microrrede, uma vez que a operação ilhada não é avaliada. No modo M2, o SAE atua como unidade de suporte com gerenciamento de potência em P1 ou P2. O grupo *C* mostra o cálculo da potência no SAE usado no PMS. O controle do VSC é mostrado nos grupos D, E, F, G, os quais foram discutidos no capítulo anterior. Destaca-se, no grupo *E*, o controle de tensão do barramento CC regulado pelo VSC nos modos *P*1 e *P*2. O cálculo da potência do VSC é apresentado

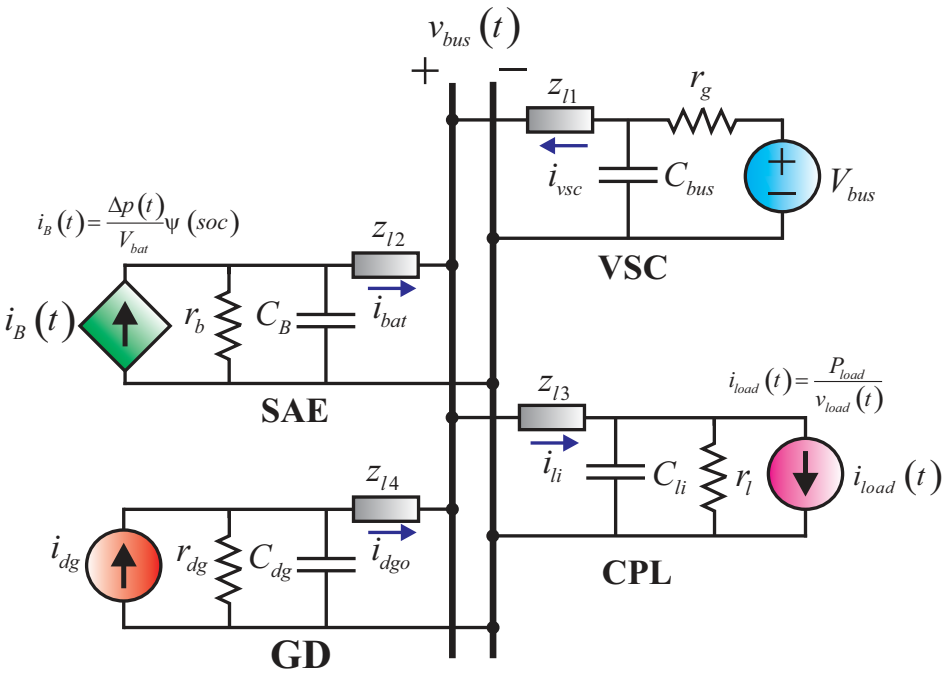
no grupo G. O detalhe na cor laranja representa a linha de comunicação, uma vez que a informação da potência no VSC é transmitida para o SAE. Novamente, considera-se aqui que a unidade de geração distribuída (GD) opera com rastreio da máxima potência, como uma unidade de alimentação de rede (grupos H, I). A carga local tem consumo próprio, com regulação de tensão em uma carga resistiva para emulação do comportamento de uma carga de potência constante (grupos J, K).

4.2.2 Análise de operação

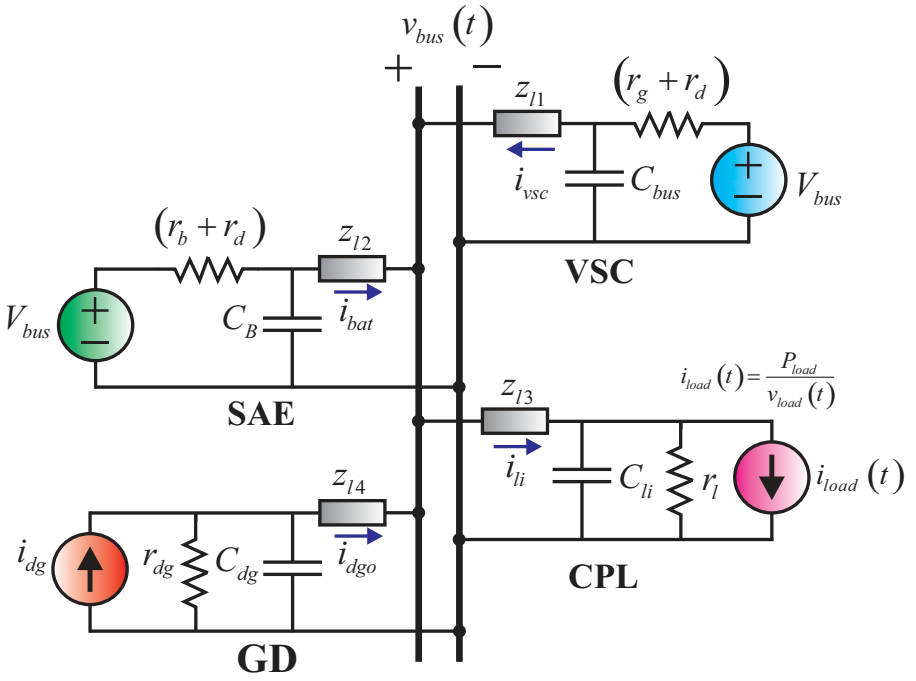
Duas estratégias de controle são utilizadas como gerenciamento de potência (PMS) para regular o fluxo de potência na microrrede CC conectada à rede CA de distribuição. A Figura 4.2 apresenta os modelos equivalentes das estratégias adotadas. As considerações sobre cada método são apresentadas a seguir.

Durante a operação normal da microrrede, o método mestre-seguidor (P1) é utilizado. O modelo equivalente desse método é apresentado na Figura 4.2(a). O VSC que interliga a microrrede CC com a rede de distribuição CA atua como unidade formadora de rede, sendo representada por uma fonte de tensão constante com valor V_{bus}. O sistema de armazenamento de energia atua como unidade de suporte à microrrede, fornecendo ou absorvendo potência de acordo com a demanda interna. Essa unidade é representada por uma fonte de corrente controlada, em que a corrente $i_{bat}(t)$ depende do desbalanço de potência $\Delta p(t)$ entre o SAE e o VSC, e da função de gerenciamento do banco de baterias $\psi(soc)$, apresentada no capítulo anterior. A adição da inércia virtual atua regulando $\Delta p(t)$, como será discutido ao longo deste capítulo. O GD atua com rastreio de máxima potência, sendo representado no modelo equivalente por uma fonte de corrente de valor i_{dg}. Por fim, a carga consumidora é representada por uma CPL de potência P_{load}, cujo valor independe da variação de tensão do barramento CC pela ação do conversor eletrônico de potência.

Caso a linha de comunicação entre o VSC e o SAE seja perdida ou apresente falhas, a microrrede passa a ter o gerenciamento de potência realizado pelo método por *droop* modificado (P2). A escolha desse método é baseada no desempenho dinâmico similar ao método mestre-seguidor sem a necessidade da transmissão de informação pelo canal de comunicação. Para esse caso, o modelo equivalente da microrrede é apresentado na Figura 4.2(b). Tanto a geração distribuída quanto a carga de potência constante possuem o mesmo modelo equivalente apresentado no modo P1. No modo P2, entretanto, o VSC e o SAE operam como unidades formadoras de rede, sendo representadas por fontes de tensão com valor de referência V_{bus}. O gerenciamento de potência é regulado em função do coeficiente de *droop* $r_d = k$, discutido no Capítulo 3. A notação r_d é utilizada daqui em diante pela associação desse coeficiente com o incremento da resistência de saída da fonte de tensão equivalente.



(a)



(b)

Figura 4.2: Modelos equivalentes simplificados das estratégias utilizadas para compor o PMS proposto: a) método mestre-seguidor com inércia virtual (P1); b) método por *droop* modificado (P2).

Em ambos os modos de operação, as perdas em cada unidade são agrupadas em resistências equivalentes de saída, ligadas em paralelo com as fontes de corrente ou em série com as fontes de tensão. Essas resistências representam de forma aproximada as perdas

elétricas nos cabos, nos elementos dos conversores eletrônicos de potência, e as perdas de chaveamento. Na Figura 4.2, os parâmetros r_g, r_b, r_l, e r_{dg} representam as resistências equivalentes do VSC, SAE, CPL e GD, respectivamente. No modo de operação P_2, o coeficiente de droop (r_d) das unidades é somado a resistência equivalente; assim, obtêm-se a variação de tensão no barramento CC característica do método.

As resistências de linha na microrrede CC são representadas por z_{l1}, z_{l2}, z_{l3}, e z_{l4} para as linhas do VSC, SAE, CPL e GD, respectivamente. Para sistemas de distribuição em baixa tensão, um valor típico das resistências de linha é $z_l = 0.642\ \Omega$/km [267]. Além disso, espera-se que uma microrrede CC com apenas alguns elementos conectados, como o sistema em estudo, tenha distâncias entre as conexões dos dispositivos limitadas a poucas dezenas de metros. Supondo a instalação de uma microrrede CC com distanciamento máximo entre as unidades de 100 metros, as resistências de linha são inferiores a 65 mΩ. Portanto, nas análises que seguem, as perdas na linha são consideradas desprezíveis.

Para computar o fluxo de potência na microrrede CC, a potência média do SAE (P_{ess}), da geração distribuída (P_{dg}), da carga (P_{load}), e do VSC (P_{vsc}) são calculadas como mostrado nos detalhes C, G, I, e K da Figura 4.1, respectivamente. Assim:

$$P_{vsc} = (V_{bus} \times i_{vsc}) \left(\frac{{\omega_1}^2}{s^2 + 2\zeta\omega_1 s + \omega_1^2} \right) \tag{4.1}$$

$$P_{ess} = (V_{bat} \times i_B) \left(\frac{\omega_2}{s + \omega_2} \right) \tag{4.2}$$

$$P_{dg} = (V_{dg} \times i_{dg}) \left(\frac{\omega_3}{s + \omega_3} \right) \tag{4.3}$$

$$P_{load} = (V_{load} \times i_{load}) \left(\frac{\omega_4}{s + \omega_4} \right) \tag{4.4}$$

em que V_{vsc} e i_{vsc} são a tensão e corrente do VSC; V_{bat} e i_{ess} são a tensão e a corrente elétrica do banco de baterias; V_{dg} e i_{dg} são a tensão e corrente de saída do geração distribuída; V_{load} e i_{load} são a tensão e corrente na carga. Os parâmetros ω_1, ω_2, ω_3, e ω_4 são as frequências de corte de filtros passa-baixas utilizados para calcular a potência média de cada unidade, e ζ é o fator de amortecimento do filtro de segunda ordem do VSC.

Convém destacar que para o cálculo da potência média do VSC, um filtro passa-baixas de segunda ordem é aplicado. Isso se faz necessário pela característica chaveada da corrente de entrada do VSC (i_{vsc}), a qual torna difícil a extração da potência média com a implementação digital de um filtro passa-baixas de primeira ordem. Os parâmetros de cada filtro utilizado são apresentados na Tabela 4.1.

Desprezando as resistências de linha, a dinâmica do barramento CC para obtenção de uma tensão estável é dada por:

Tabela 4.1: Parâmetros dos filtros passa-baixas de potência

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
ω_1	10 Hz	ζ	0,7
ω_2	5 Hz	ω_3	5 Hz
ω_4	5 Hz		

$$v_{bus}\left(t\right)\frac{dv_{bus}\left(t\right)}{dt}=\frac{1}{C_{eq}}\sum_{i=1}^{n}p_i\left(t\right) \tag{4.5}$$

em que $v_{bus}\left(t\right)$ é a tensão instantânea do barramento CC, $p_i\left(t\right)$ é a potência instantânea da i-ésima unidade na microrrede, C_{eq} é a capacitância equivalente do barramento, e n é a quantidade de unidades conectadas. Para a microrrede CC em análise:

$$C_{eq}=\sum_{i-1}^{n}C_i=C_{bus}+C_B+C_{li}+C_{dg} \tag{4.6}$$

em que C_{bus}, C_B, C_{li}, e C_{dg} são as capacitâncias de saída (ou entrada) do VSC, do SAE, do carga consumidora, e da geração distribuída, respectivamente.

A tensão do barramento CC será estável em regime permanente se a soma das potências em regime fornecidas ou absorvidas por cada dispositivo for nula, ou seja:

$$\sum_{i=1}^{n}P_i=\pm\,P_{vsc}\pm P_{ess}+P_{dg}-P_{load}-P_{loss}=0 \tag{4.7}$$

em que P_{loss} contabiliza as perdas internas no cabeamento e conversores da microrrede. A conversão gerador é adotada, de forma que um sinal positivo indica fornecimento de potência, enquanto um sinal negativo indica absorção de potência pela unidade.

No método mestre-seguidor (P1), a tensão do barramento CC é regulada pelo VSC. Com isso, o balanço do fluxo de potência ativa na microrrede é computado diretamente por $\pm p_{vsc}(t)$. No método por *droop* modificado, por outro lado, o VSC e o SAE operam em conjunto para regulação de tensão do barramento. Assim, o balanço do fluxo de potência é computado por $\pm p_{vsc}(t) \pm p_{ess}(t)$. Como mostrado no Capítulo 3, a operação autônoma da microrrede CC é atingida quando o SAE fornece a potência de desbalanço interna na microrrede. Para tal, a rede de distribuição CA atua sobre o déficit ou excesso de energia interna, atendendo aos critérios dados nas Equações 4.5 e 4.7.

4.3 PMS com inércia virtual

Esta seção detalha a técnica de PMS proposta com adição da inércia virtual. Primeiro, apresenta-se o conceito, a modelagem matemática e as principais considerações teóricas sobre essa técnica. Em seguida, mostra-se a implementação da proposta integrada

ao controle do sistema de armazenamento de energia. Por fim, as análises de estabilidade e paramétrica são conduzidas para guiar o projeto dos parâmetros da técnica de inércia virtual discutida.

4.3.1 Conceito de inércia virtual

Em sistemas de potência convencionais, os geradores síncronos com inércia própria da massa rotativa são utilizados como principais conversores de energia elétrica. Em uma microrrede em corrente contínua, contudo, os conversores eletrônicos de potência que estabelecem a tensão no barramento CC apresentam baixa ou nenhuma inércia. Essa característica resulta em rápida resposta frente a transitórios, o que torna a microrrede vulnerável a distúrbios e perturbações [263]. Nessas situações, para que a autonomia da microrrede CC seja mantida, e para preservação da vida útil do banco de baterias que integra a microrrede, é necessário que o sistema de armazenamento de energia apresente tempo de resposta adequado. Com isso, pode-se regular adequadamente o fluxo de energia e mitigar o problema de picos transitórios indesejados de potência ativa.

Tanto em sistemas CA quanto em sistemas CC, O fundamento da técnica de inércia virtual é a emulação da resposta dinâmica de uma máquina síncrona. Por isso, esse conceito é também denominado de gerador síncrono virtual (*virtual synchronous generator*-VSG). O VSG pode ser estabelecido com a utilização de um sistema de armazenamento de energia e mecanismo de controle adequados. A unidade com VSG passa a emular o comportamento de um gerador síncrono durante o período transitório e, com isso, é possível aumentar a estabilidade geral da microrrede [268]. Contudo, é importante destacar que diferentemente de uma máquina síncrona real, o VSG não permite operação com sobrecarga, uma vez que os conversores de potência devem limitar a corrente elétrica em valores seguros. Diferentes topologias e estratégias de VSG implementadas na literatura podem ser consultadas nas referências [268, 269]

A resposta dinâmica da máquina síncrona utilizada como base para a implementação do VSG é dada pela equação de balanço [270]:

$$T_m - T_e - D_m\omega = J_m\frac{d\omega}{dt} \tag{4.8}$$

em que T_m e T_e são o torque mecânico e o torque eletromagnético, respectivamente, D_m $[Kg.m^2/rad.s]$ é o coeficiente de atrito ou de amortecimento, ω é a velocidade angular de operação e J_m é o coeficiente de inércia da máquina em $[Kg.m^2]$.

Como apresentado na revisão bibliográfica na introdução deste capítulo, em geral, o VSG é implementado nas unidades formadoras de rede para aumentar o amortecimento da tensão no barramento CC, sem a necessidade de aumentar a capacitância do barramento. Porém, para a microrrede em estudo operando com o PMS mestre-seguidor, o VSC garante a regulação da tensão por meio do balanço de potência no barramento CC.

O GD e a carga operam com fluxo de potência próprios que, em condições de estabilidade, independem das demais unidades. O SAE, por sua vez, opera como unidade de suporte, cuja a definição da potência de referência é afetada diretamente pela regulação do fluxo de potência na microrrede. Por essa razão, a inércia virtual proposta é utilizada no controle do SAE, para regulação do tempo de resposta e amortecimento da potência fornecida pelo banco de baterias.

Como apresentado no grupo A da Figura 4.1, na proposta desta pesquisa, a emulação de inércia virtual é inserida no processamento do erro de potência, e_p, no SAE. Esse erro é calculado pela diferença instantânea entre a potência medida no barramento CC, utilizada como referência, e a potência de realimentação medida no sistema de armazenamento de energia. Ou seja:

$$e_p = P_{vsc} - P_{ess} \tag{4.9}$$

Para melhoria da resposta transitória no processamento do erro de potência, a emulação de inércia virtual é acrescentada de forma a obter uma equação diferencial que emule o comportamento apresentado na Equação (4.8). Com base nessa dinâmica, tem-se:

$$P_{vsc} - P_{ess} - D_p \Delta p = J\left(\frac{d\Delta p}{dt}\right) \tag{4.10}$$

em que J_p é o coeficiente de inércia, D_p é o fator de amortecimento, e Δp é a variação de potência injetada ou absorvida pelo banco de baterias em determinado instante.

Dessa formulação, verifica-se que o equivalente da diferença entre o torque eletromagnético e o torque mecânico em um sistema real é representado pelo erro de potência no sistema emulado. Além disso, o equivalente da velocidade angular do gerador síncrono é obtido pela variação de potência ativa fornecida pelo banco de baterias. Por meio da análise das unidades das grandezas envolvidas, conclui-se que J_p é dado em segundos, enquanto D_p é adimensional.

Aplicando-se a transformada de Laplace à Equação (4.8), obtém-se a função de transferência da inércia virtual apresentada no detalhe A da Figura 4.1:

$$K(s) = \frac{\Delta p(s)}{e_p(s)} = \frac{1}{J_p s + D_p} \tag{4.11}$$

Assim, nota-se que a inércia virtual adicionada tem o comportamento de um filtro passa-baixas, cuja frequência de corte depende dos parâmetros de inércia escolhidos. Considerando um degrau de entrada do erro entre a potência do barramento CC e a potência fornecida pelo banco de baterias, a resposta no tempo da variação de potência do SAE é dada por:

$$\Delta p\,(t) = \frac{1}{D_p}\left\{1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau}\right)\right\} e_p\,(t) \tag{4.12}$$

em que $\tau = J_p/D_p$ é a constante de tempo da resposta dinâmica do SAE com inércia virtual.

Da avaliação da resposta ao degrau, pode-se concluir que a razão entre o coeficiente de inércia J_p e o fator de amortecimento D_p determina o tempo de resposta do sistema de armazenamento de energia. A regulação da constante de tempo τ define a troca de energia de forma transitória na microrrede. Essa constante de tempo atua como um atraso ao aumentar o tempo de resposta do sistema de armazenamento. Com isso, evita-se que o SAE forneça picos de potência indesejados, os quais são supridos pela rede de distribuição através do VSC.

O coeficiente de amortecimento, D_p, pode ser utilizado para modificar a resposta em regime permanente da potência fornecida pelo banco de baterias, uma vez que:

$$\lim_{t\to\infty} \Delta p\,(t) = \lim_{t\to\infty} \frac{1}{D_p}\left\{1 - \exp\left(\frac{-1}{\tau}t\right)\right\} e_p\,(t) = \frac{e_{p\infty}}{D_p} \tag{4.13}$$

Portanto, com a técnica de inércia virtual implementada, consegue-se aprimorar o controle mestre-seguidor proposto como PMS. Por meio da escolha dos parâmetros da inércia virtual, podem-se regular tanto o tempo de resposta do SAE quanto o valor da potência fornecida em regime permanente. O objetivo é garantir que o sistema de armazenamento de energia não forneça potência transitória e, assim, pode-se garantir a preservação da vida útil do banco de baterias.

4.3.2 Implementação do PMS com inércia virtual

A implementação da estratégia de gerenciamento de potência aplicando a técnica mestre-seguidor com adição da inércia virtual é detalhada na Figura 4.3. A estratégia proposta é formada pela malha interna de corrente do SAE, e por um malha externa de gerenciamento de potência com adição da inércia virtual. Um controlador *anti-windup* é adicionado para atuar na saturação de potência do SAE imposta pela função de BMS. Os comentários sobre essa implementação são apresentados a seguir.

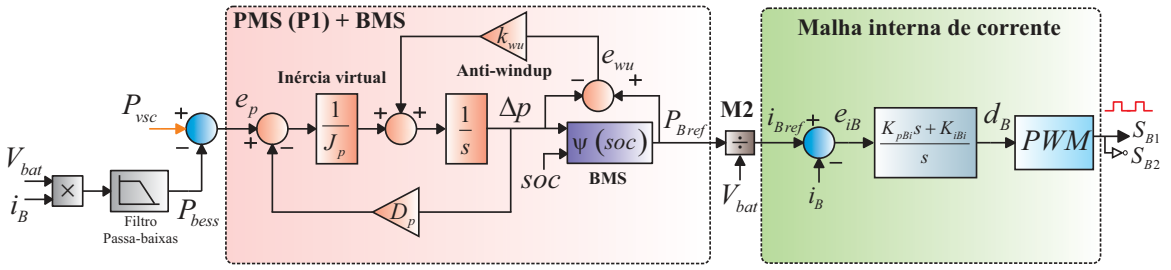


Figura 4.3: Estratégia de gerenciamento de potência usando a técnica mestre-seguidor com adição de inércia virtual.

A potência desenvolvida no VSC (P_{vsc}) é transmitida para o SAE por uma linha de comunicação com alta largura de banda. Esse valor é utilizado como potência de

referência para o banco de baterias. O erro de potência (e_p) é obtido subtraindo-se a potência de referência (P_{vsc}) da potência instântanea do banco de baterias (P_{bess}). Esse erro obtido é processado pela implementação da inércia virtual, com objetivo de regular a capacidade do SAE de fornecer potência durante transitórios e ajustar o fluxo de potência em regime permanente. O desbalanço de potência resultante (Δp) é processado em função do estado de cargas do banco de baterias (soc) utilizando a função de gerenciamento BMS, $\psi(soc)$, apresentada na subseção 3.3.4. Os valores limites utilizados na função de BMS são apresentados na Tabela 4.2.

Tabela 4.2: Limites do estado de carga (SOC) utilizados na função de gerenciamento do banco de baterias.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$soc_{\max}$	95 %	$soc_{\min}$	50 %
soc_a	75 %	soc_b	85 %

A função de gerenciamento do SAE, $\psi(soc)$, tem o comportamento de um limitador para o desbalanço de potência, de acordo com a estimativa do estado de cargas do banco de baterias. Para evitar que o integrador utilizado na inércia virtual continue acumulando o erro durante a saturação, uma estratégia *anti-windup* é implementada subtraindo-se o valor resultante saturado, $\Delta p\psi(soc)$, do valor não limitado, Δp. Essa diferença (e_{wu}) é processada por um controlador proporcional de ganho k_{wu} que atua para zerar o erro de integração durante a saturação. O valor desse ganho determina a velocidade em que o integrador é reinicializado após a saturação. Neste trabalho, o ganho proporcional foi ajustado em $k_{wu} = 5$, resultando em uma constante de tempo $T_{wu} = 1/k_{wu} = 0,2$ segundos [271, 272]. A constante de tempo T_{wu} pode ser ajustada em função da capacidade de carga do banco de baterias. Durante a operação normal em que o limitador não atua, o erro e_{wu} é nulo e, portanto, a estratégia *anti-windup* não tem influência sobre o comportamento do PMS.

Em seguida, a saída da função de gerenciamento de baterias resulta na potência de referência para o SAE, P_{Bref}. O SAE atua no modo M2, como unidade de suporte para a microrrede. A corrente de referência para o banco de baterias é dada por:

$$i_{Bref} = e_P \times K(s) \times \psi(soc) \left(\frac{1}{V_{bat}}\right) \tag{4.14}$$

em que i_{Bref} é a corrente de referência para o banco de baterias, e_p é o erro de potência entre o VSC e o sistema de armazenamento de energia, $K(s)$ é a função de inércia virtual dada na Equação 4.11, V_{bat} é a tensão de saída do banco de baterias, e $\psi(soc)$ é a função de gerenciamento utilizada como BMS.

Finalmente, a corrente de referência (i_{Bref}) é utilizada como entrada para a malha de corrente do conversor CC-CC bidirecional do SAE, cujo projeto foi discutido no capítulo

anterior. Com essa implementação, o PMS utilizado garante que o banco de baterias atue apenas sobre o desbalanço de potência em regime permanente dentro da microrrede CC. A rede de distribuição CA com respectivo conversor fonte de tensão atua para regular a tensão no barramento, fornecendo apenas a potência transitória para segurança do banco de baterias. Se o estado de carga do SAE atingir valores críticos de sobrecarga ou descarga profunda, então a rede de distribuição CA assume o balanço do fluxo de potência interno da microrrede.

4.3.3 Análise de estabilidade

A principal investigação sobre a estratégia de gerenciamento de potência é a análise de como os parâmetros da técnica afetam o comportamento do sistema de armazenamento de energia. Esta subseção investiga os efeitos dos parâmetros do PMS sobre a malha de controle do SAE. O objetivo é determinar regras práticas para o projeto do PMS. A malha de controle do SAE, incluindo a técnica de PMS por mestre-seguidor com inércia virtual, é apresentada na Figura 4.4.

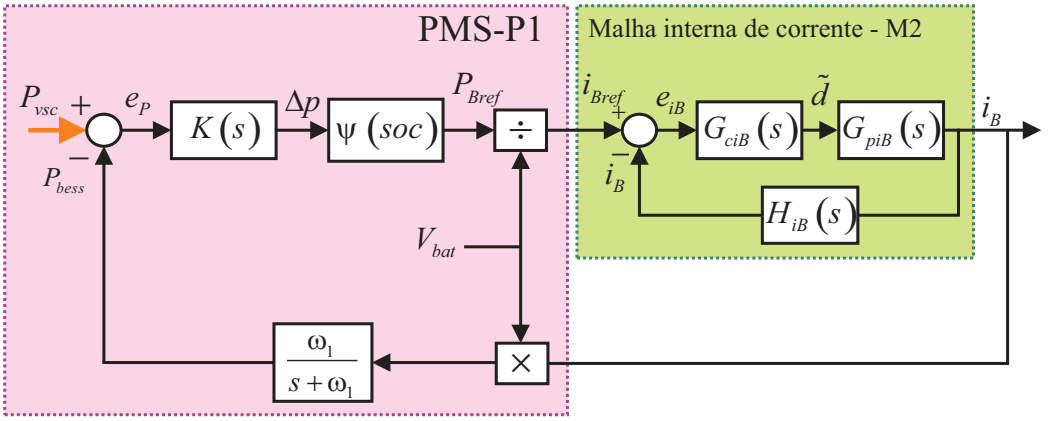


Figura 4.4: Malha de controle do sistema de armazenamento de energia, operando no modo de controle de corrente (M2), com a estratégia proposta de gerenciamento de potência mestre-seguidor adicionada da inércia virtual (P1).

A função de transferência $K(s)$, dada na Equação 4.11, contém os parâmetros de inércia virtual em análise (J_p e D_p). A relação entre o erro de potência (e_P) e a corrente de referência do SAE (i_{Bref}) é dada por:

$$G_{pms}(s) = \frac{i_{Bref}}{e_P} = \left(\frac{1}{V_{bat}}\right)\frac{\psi(soc)}{J_p s + D_p} \tag{4.15}$$

em que $\psi(soc)$ é a função de gerenciamento do banco de baterias definida nas Equações (3.48) e (3.49), e V_{bat} é a tensão de saída do banco de baterias, considerada constante em regime permanente.

As funções de transferência da malha interna de corrente de SAE foram apresentadas na subseção 3.2.3. Substituindo as Equações (3.31) e (3.32) na Equação (3.35), a

função de transferência em malha fechado do SAE, operando no modo M2 com PMS-P1, é dada por:

$$G_{cliB}(s) = \frac{i_B}{i_{Bref}} = \frac{V_{bat}\left(k_{piB}s + k_{iiB}\right)}{L_B s^2 + V_{bat}\left(k_{piB}s + k_{iiB}\right)} \tag{4.16}$$

em que i_B é a corrente elétrica no indutor do conversor CC-CC bidirecional do SAE, L_B é a indutância, K_{piB} e K_{iiB} são os ganhos proporcional e integral do controlador de corrente, respectivamente.

Finalmente, a realimentação de potência do sistema de armazenamento de energia é obtida por:

$$H_{pms}(s) = \frac{P_{bess}}{i_B} = V_{bat}\left(\frac{\omega_1}{s + \omega_1}\right) \tag{4.17}$$

em que P_{bess} é a potência medida do banco de baterias e ω_1 é a frequência de corte do filtro passa-baixas de primeira ordem.

Para avaliar a influência dos parâmetros da técnica de gerenciamento de potência sobre o controle do SAE, procede-se uma análise de estabilidade do sistema para grandes sinais. As funções de transferência em malha aberta e em malha fechada para o sistema de armazenamento de energia operando com PMS-P2 são dadas, respectivamente, por:

$$G_{olpms}(s) = \frac{P_{bess}}{e_p} = G_{pms}(s)\, G_{cliB}(s)\, H_{pms}(s) \tag{4.18}$$

$$G_{clpms}(s) = \frac{i_B}{P_{vsc}} = \frac{G_{pms}(s)\, G_{cliB}(s)}{1 + G_{pms}(s)\, G_{cliB}(s)\, H_{pms}(s)} \tag{4.19}$$

Substiuindo as Equações (4.15), (4.16), e (4.17) em (4.18), a expressão final para a função de transferência em malha aberta do SAE com PMS é dada por uma função de quarta ordem generalizada do tipo:

$$G_{olpms}(s) = \frac{z_0 s + z_1}{p_0 s^4 + p_1 s^3 + p_2 s^2 + p_3 s + p_4} \tag{4.20}$$

em que,

$$\begin{cases} z_0 = \psi V_{bat}\omega_1 K_{piB} \\ z_1 = \psi V_{bat}\omega_1 K_{iiB} \\ p_0 = J_p L_B \\ p_1 = J_p K_{piB} V_{bat} + \left(J_p\omega_1 + D_p\right) L_B \\ p_2 = J_p K_{iiB} V_{bat} + D_p\omega_1 L_B + \left(J_p\omega_1 + D_p\right) K_{piB} V_{bat} \\ p_3 = D_p\omega_1 K_{piB} V_{bat} + \left(J_p\omega_1 + D_p\right) K_{iiB} V_{bat} \\ p_4 = D_p\omega_1 K_{iiB} V_{bat} \end{cases}$$

Nas considerações que seguem, assume-se que a malha interna de controle de

corrente é estável em toda faixa de operação do SAE. Essa afirmação pode ser endossada com base no projeto adequado do controlador de corrente apresentado no capítulo anterior. A condição da estabilidade da malha interna de corrente é fundamental para garantir a correta operação da técnica de gerenciamento de potência. Além disso, para simplificar a análise, a tensão de saída do banco de baterias (V_{bat}) é considerada constante com valor regulado em 240 V. Essa afirmação é feita considerando a faixa estreita de variação da tensão de saída do banco de baterias nas operações de carga e descarga. Por fim, a frequência de cruzamento ($\omega_1 = 5$ Hz) do filtro passa-baixas assume um papel importante para obtenção da potência do banco de baterias sem oscilações ou componentes transitórios de alta frequência.

Para os valores dos parâmetros do SAE apresentados na Tabela 3.2, a estabilidade do sistema é avaliada utilizando o critério de estabilidade de Nyquist. Os diagramas de Nyquist obtidos quando os parâmetros J_p e D_p variam na Equação 4.20 são apresentados nas Figuras 4.5(a) and 4.5(b), respectivamente.

Da Figura 4.5, pode-se notar que o ponto crítico no eixo real (-1) não é enlaçado em ambos os casos, quando J_p e D_p variam no intervalo [0,1-10]. Isso significa que, para essa faixa de variação dos parâmetros no sistema estudado, a estabilidade da malha fechada pode ser analisada apenas pela função de transferência em malha aberta, seguindo o critério de estabilidade de Nyquist. Com isso, para que o sistema com inércia virtual estudado seja assintoticamente estável, é suficiente que os polos da função de transferência em malha aberta, $G_{olpms}(s)$, estejam alocados no semi-plano esquerdo.

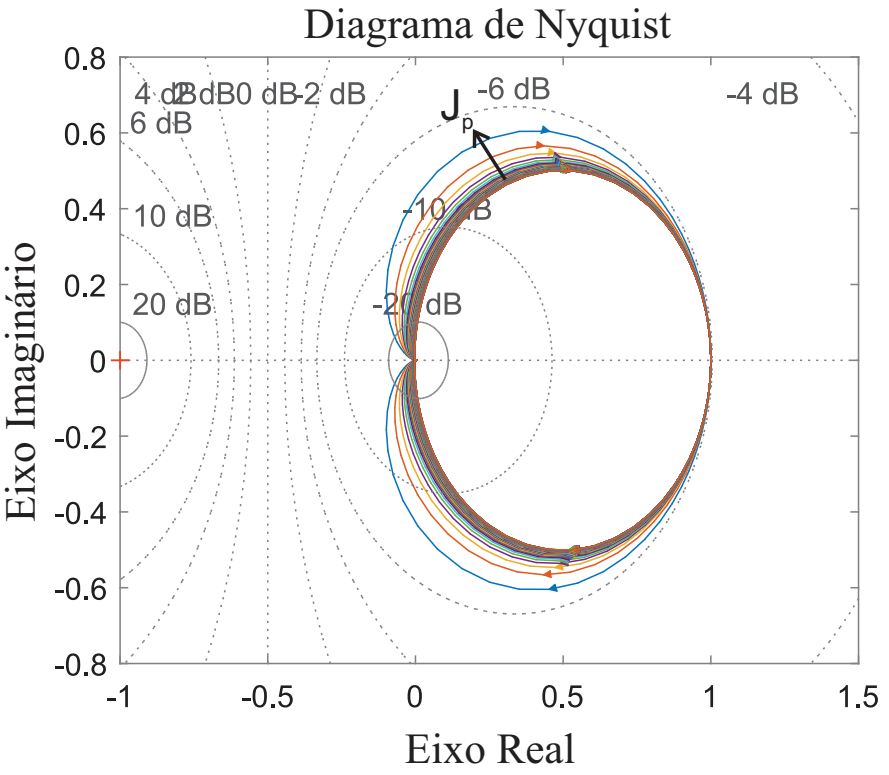
A equação característica de $G_{olpms}(s)$, obtida a partir da Equação (4.20), é dada por:

$$(s+\omega_1)\left(D_p + Js\right)\left(L_B s^2 + K_{piB}V_{bat}s + K_{iiB}V_{bat}\right) = 0 \tag{4.21}$$

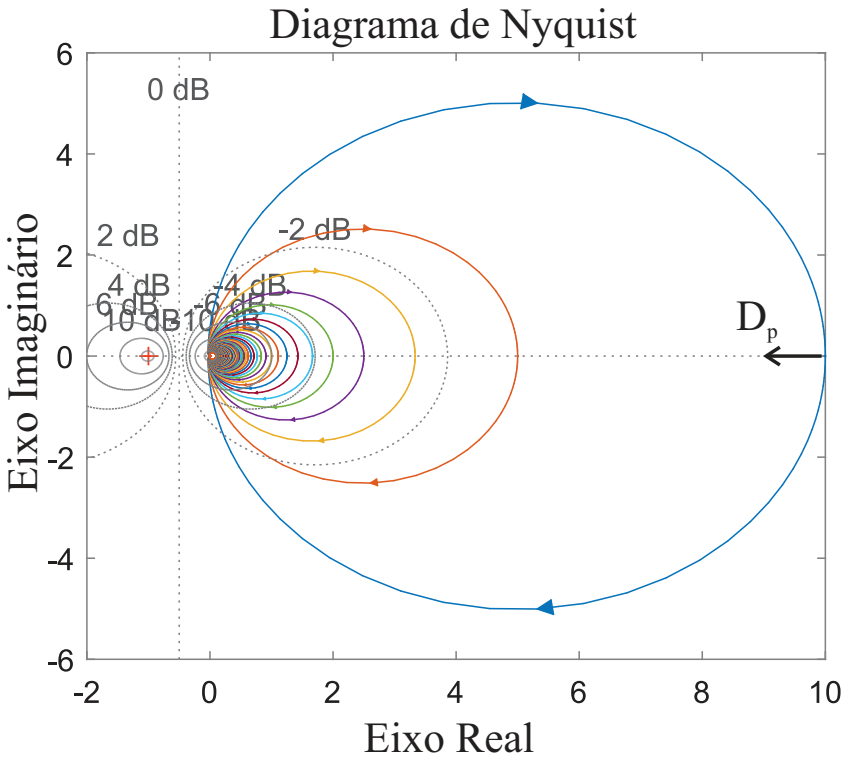
Da Equação 4.21, os polos da equação característica são obtidas por:

$$\begin{cases} s_1 = -\omega_1 \\ s_2 = -\frac{D_p}{J_p} \\ s_3 = \frac{-K_{piB}V_{bat}}{2L_B} + \sqrt{\left(\frac{K_{piB}V_{bat}}{2L_B}\right)^2 - \frac{K_{iiB}V_{bat}}{L_B}} \\ s_4 = \frac{-K_{piB}V_{bat}}{2L_B} - \sqrt{\left(\frac{K_{piB}V_{bat}}{2L_B}\right)^2 - \frac{K_{iiB}V_{bat}}{L_B}} \end{cases} \tag{4.22}$$

Os valores de K_{piB}, V_{bat} e L_B são positivos. Com isso, pode-se concluir a partir dos polos s_3 e s_4 que esses parâmetros não afetam a estabilidade do sistema, desde que os parâmetros do compensador da malha interna de corrente garantam a estabilidade dessa malha. Para isso, o procedimento adequado de projeto dos controladores deve ser seguido. Uma observação importante do polo s_1 é que a escolha da frequência de corte do filtro passa-baixas (ω_1) afeta de forma significativa o desempenho do sistema. A escolha de ω_1 positivo já garante que esse parâmetro não influencie na estabilidade da malha de controle,



(a)



(b)

Figura 4.5: Diagramas de Nyquist considerando a variação paramétrica do PMS-P1 proposto. As setas indicam o sentido de crescimento dos parâmetros: a) parâmetro J_p variando de 0,1 a 10; b) parâmetro D_p variando de 0,1 a 10.

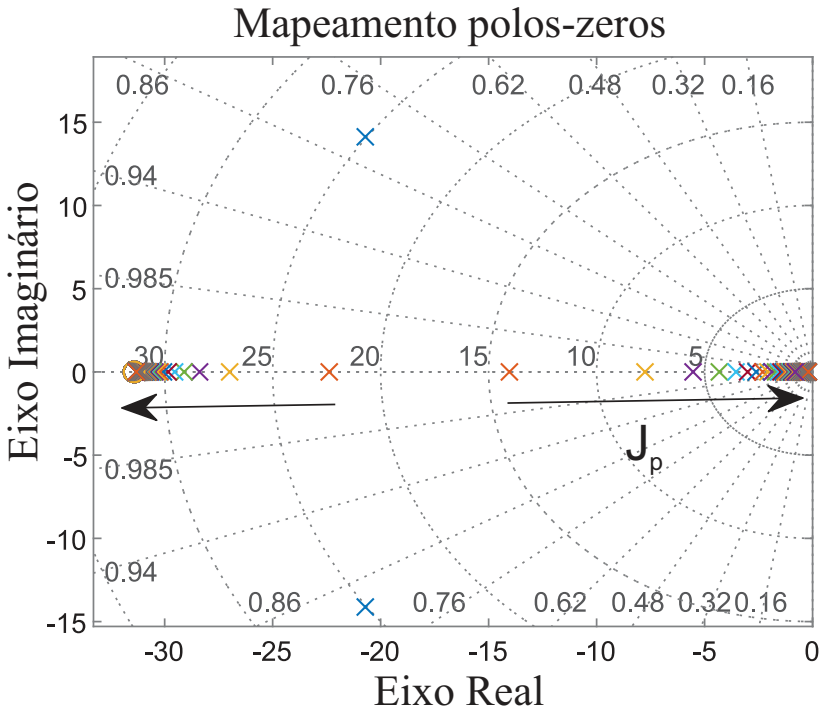
uma vez que o polo não cruzará para o semi-ciclo positivo. Entretanto, um pequeno valor de ω_1 força a aproximação do polo para a origem e, portanto, para a estabilidade marginal. Finalmente, da avaliação do polo s_2, fica evidente que os parâmetros da inércia virtual devem assumir valores positivos não nulos para garantir que s_2 esteja alocado no semi-plano esquerdo e, assim, a estabilidade assintótica seja obtida.

Para complementar a análise de estabilidade, o mapeamento de polos e zeros da função de transferência em malha fechada, $G_{clpms}(s)$, é obtido quando os valores de J_p e D_p variam. Esses resultados são apresentados nas Figuras 4.6(a) e 4.6(b), respectivamente. É possível concluir que, assumir J_p e D_p positivos não-nulos é suficiente para evitar a instabilidade. Contudo, Valores elevados de J_p forçam os polos dominantes de $G_{clpms}(s)$ para próximo da origem, levando assim para uma indesejada estabilidade marginal. Por outro lado, valores elevados de D_p forçam os polos dominantes a se afastarem da origem no semi-plano esquerdo, tornando o sistema mais estável. Como D_p afeta o valor em regime permanente da resposta (ver Equação 4.13), então uma escolha adequada do fator D_p/J_p deve ser feita para atingir a resposta desejada com margem de estabilidade segura.

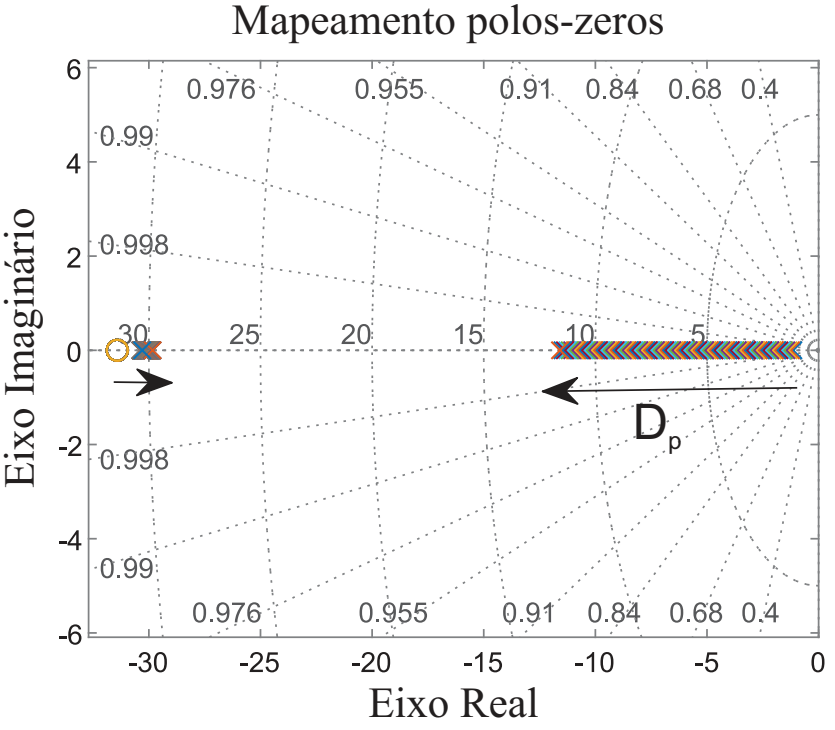
4.3.4 Análise paramétrica

Para auxiliar na escolha do valor de cada parâmetro da inércia virtual aplicada, é interessante verificar o efeito desses parâmetros sobre a corrente de referência do sistema de armazenamento de energia. Para tal, um degrau de potência é aplicado na função de transferência $G_{clpms}(s)$, de forma a obter a corrente elétrica do sistema quando a potência nominal for requisitada ($P_{bess} = 1000$ W). Essa análise é apresenta nas Figuras 4.7(a) e 4.7(b).

Da Figura 4.7(a), resta evidente que, fixado um valor para o coeficiente de atrito D_p, então a constante de inércia J_p altera o tempo de resposta do sistema de armazenamento de energia. Um valor baixo de J_p torna a resposta mais rápida, enquanto um valor alto aumenta a constante de tempo e, portanto, o sistema apresenta inércia virtual maior. Esses resultados estão de acordo com o obtido na Equação 4.12. Assim, como orientação na escolha do valor da constante de inércia, deve-se fixar D_p e definir a constante de tempo desejada para o SAE. Da Figura 4.7(b), tem-se que para um J_p fixo, a variação do parâmetro D_p resulta em variações do valor de regime da potência de saída. Um valor de D_p inferior à unidade resulta em valores de potência de saída superior ao nominal. Por outro lado, valores para o coeficiente de atrito acima da unidade retornam potências de resposta inferiores à nominal. Essas observações estão alinhadas com o resultado obtido na Equação 4.13. Portanto, a escolha $D_p = 1,0$ retorna resposta de potência de saída igual à potência de entrada em regime permanente.

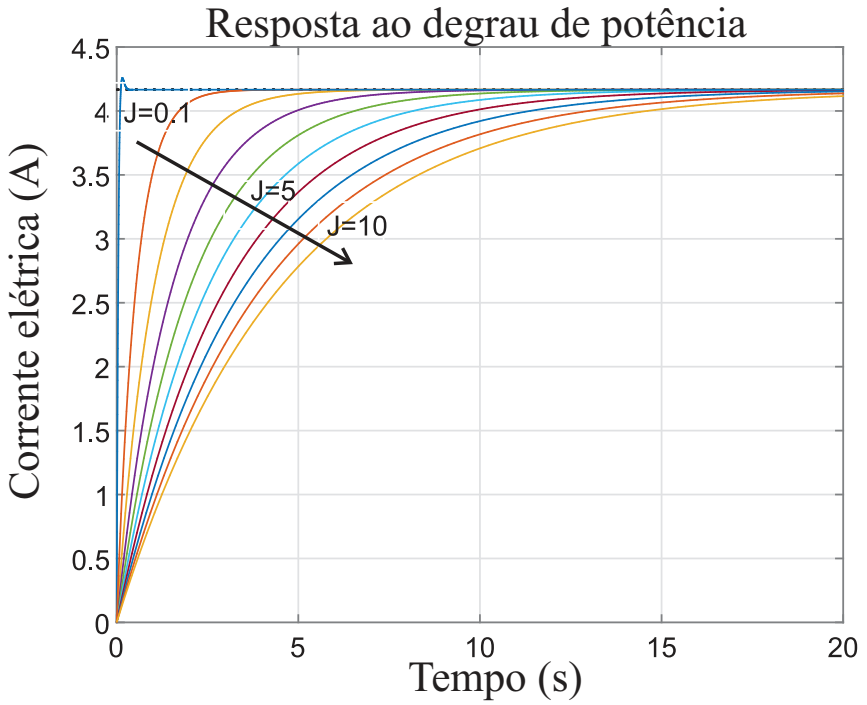


(a)

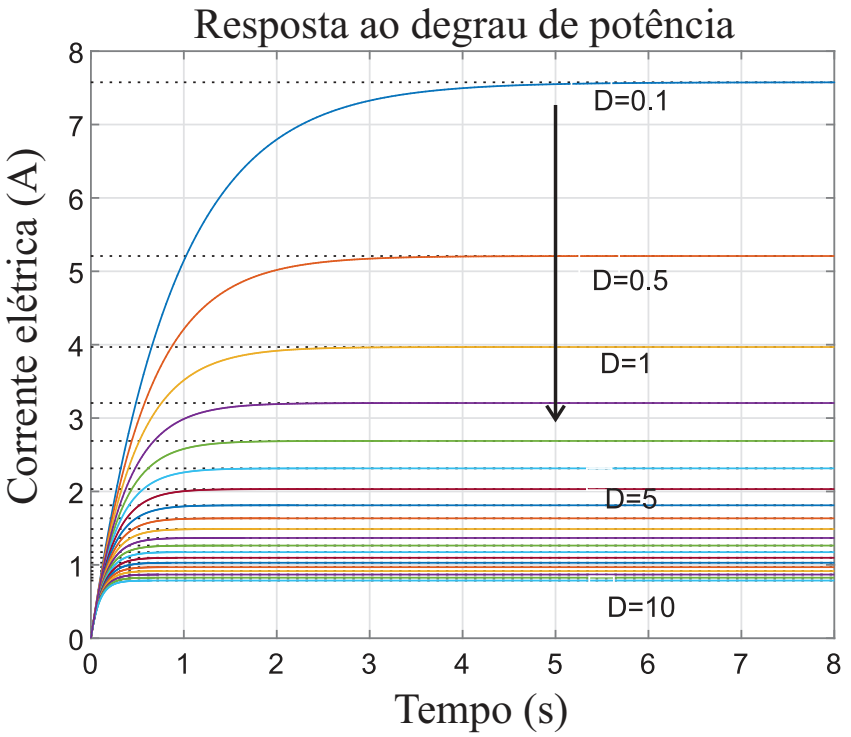


(b)

Figura 4.6: Mapeamento de polos e zeros para variação dos parâmetros da inércia virtual no PMS. As setas indicam a marcha dos polos dominantes quando os parâmetros aumentam: a) parâmetro J_p variando de 0,1 a 10; b) parâmetro D_p variando de 0,1 a 10.



(a)



(b)

Figura 4.7: Resposta a um degrau de potência de 1000 W sobre a função de transferência $G_{clpms}(s)$ com variação dos parâmetros da inércia virtual: a) parâmetro J_p variando de 0,1 a 10; b) parâmetro D_p variando de 0,1 a 10.

4.3.5 Resumo da avaliação

Essa seção apresentou uma avaliação da influência dos parâmetros de inércia virtual sobre a estabilidade do sistema de armazenamento de energia. Alguns critérios para a escolha do parâmetros em estudo foram introduzidos. Um resumo da avaliação paramétrica para o método de gerenciamento de potência com inércia virtual proposto é apresentado como segue:

- A malha interna de corrente do SAE deve ser estável para garantir a operação correta da técnica PMS-P1. A estabilidade da malha interna é alcançada com o projeto adequado dos parâmetros do compensador de corrente K_{piB} and K_{iiB}.
- Valores muito baixos para a frequência de corte (ω_1) do filtro passa-baixas de potência aproxima o sistema da estabilidade marginal. Portanto, essa consideração deve ser utilizada para projeto do filtro de potência.
- Os parâmetros da inércia virtual J_p e D_p devem ser positivos e não nulos. Valores da relação J_p/D_p próximos de zero não são desejáveis para evitar a estabilidade marginal. Valores altos de J_p tendem a degradar a margem de estabilidade, enquanto valores mais elevados de D_p contribuem para ampliar essa margem.
- Finalmente, o tempo de resposta do sistema de armazenamento de energia com inércia virtual é determinado por $\tau = J_p/D_p$. A escolha de D_p determina a resposta em regime permanente da potência de saída. Para obtenção da potência saída igual a potência de entrada em regime permanente, D_p é fixado na unidade. Fixando-se D_p, a constante de inércia pode ser ajustada para obtenção do tempo de resposta desejado.

4.4 Resultados experimentais

Os ensaios experimentais para análise da estratégia de gerenciamento de potência proposta foram realizados na mesma bancada experimental apresentada na Figura 5.11 e descrita na Seção 3.5.1. Os resultados experimentais apresentados neste capítulo consistem da avaliação da variação dos parâmetros da inércia virtual sobre o comportamento da microrrede CC. Em seguida, avalia-se a influência de um possível atraso na linha de comunicação entre o VSC e o SAE, com o objetivo de verificar a robustez da técnica proposta. Por fim, a transição entre os dois modos de PMS abordados é verificada, emulando uma perda ou falha na linha de comunicação e consequente alternância entre o PMS mestre-seguidor com inércia virtual e o método por *droop* modificado.

4.4.1 Ajustes iniciais

Os ensaios experimentais foram realizados com base nos seguintes ajustes iniciais. O emulador de rede *Chroma* foi programado para prover tensão alternada trifásica, senoidal, 60 Hz, 127 Vrms de fase, emulando a rede de distribuição CA. As tensões obtidas são mostradas na Figura 4.8.

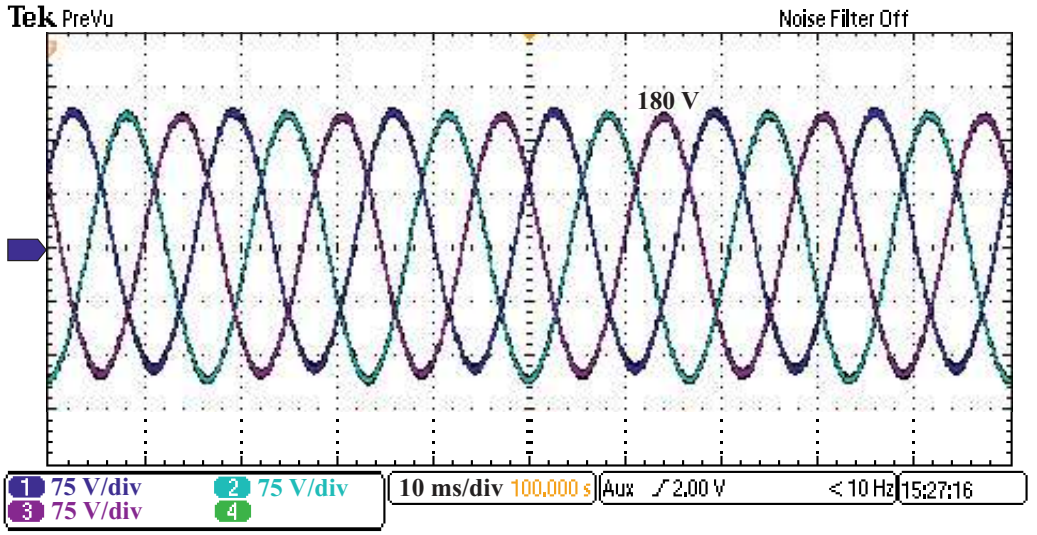


Figura 4.8: Tensões trifásicas de fase obtidas do emulador da rede de distribuição CA.

Um processo de automação foi implementado no controlador *dSPACE* como predefinição para as potências nos emuladores da carga consumidora local e da geração distribuída. O fluxo de potência nessas duas unidades é apresentado na Figura 4.9 e utilizado em todos os experimentos realizados neste capítulo. O objetivo do fluxo de potência carga-geração escolhido é avaliar o comportamento da microrrede CC em condições críticas de operação. Em especial, deseja-se verificar o comportamento da estratégia de PMS proposta em diferentes situações críticas para o fluxo de potência na microrrede.

Nas análises que seguem, um valor positivo indica que a potência é absorvida pela unidade, enquanto um valor negativo significa que a potência é fornecida pela fonte. O tempo total de experimento é de 200 s, de maneira que o emulador do SAE teve o parâmetro de capacidade de carga ajustado com base nesse tempo de experimento. Na Figura 4.9, no momento $T_1 = 20$ s, a carga passa a consumir a potência nominal (aproximadamente 950 W), enquanto a geração distribuída não entrega potência para a microrrede. Esse teste foi aplicado para verificar o comportamento da técnica PMS proposta quando o SAE é a única fonte de potência na microrrede operando no modo conectado. No instante $T_2 = 100$ s, a potência da geração distribuída cresce em rampa até atingir o valor nominal de 1000 W. Entre T_1 e T_2, tanto o GD quanto a carga estão ativos. Após $T_3 = 120$ s, as cargas são cortadas para emular outra situação crítica em que o GD fornece potência nominal, mas não há cargas consumindo essa potência extra. A Tabela 4.3 lista os principais eventos considerados para estudo do fluxo de potência da microrrede.

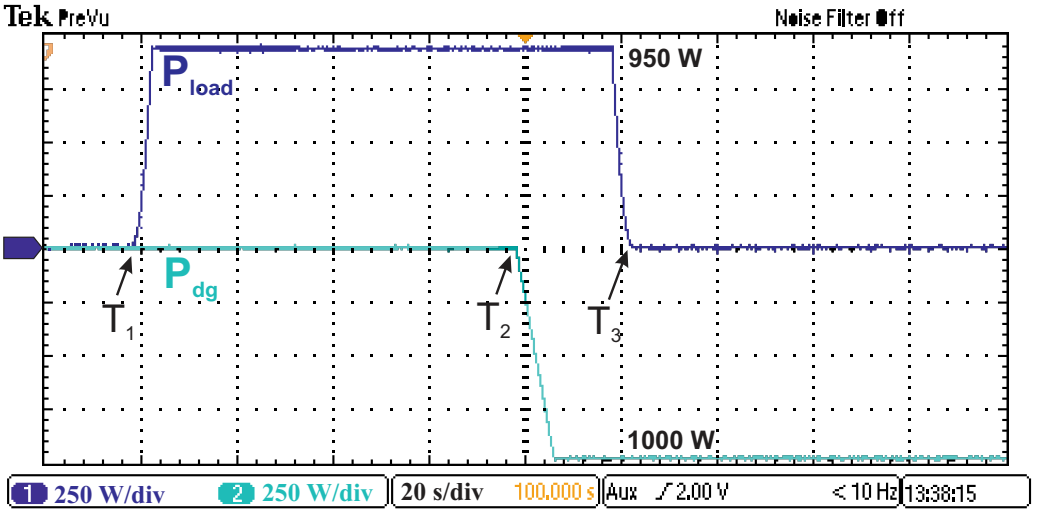


Figura 4.9: Predefinição do fluxo de potência utilizado em todos os testes experimentais. Em azul escuro: potência da carga. Em azul claro: potência na geração distribuída.

Tabela 4.3: Descrição dos principais eventos do experimento.

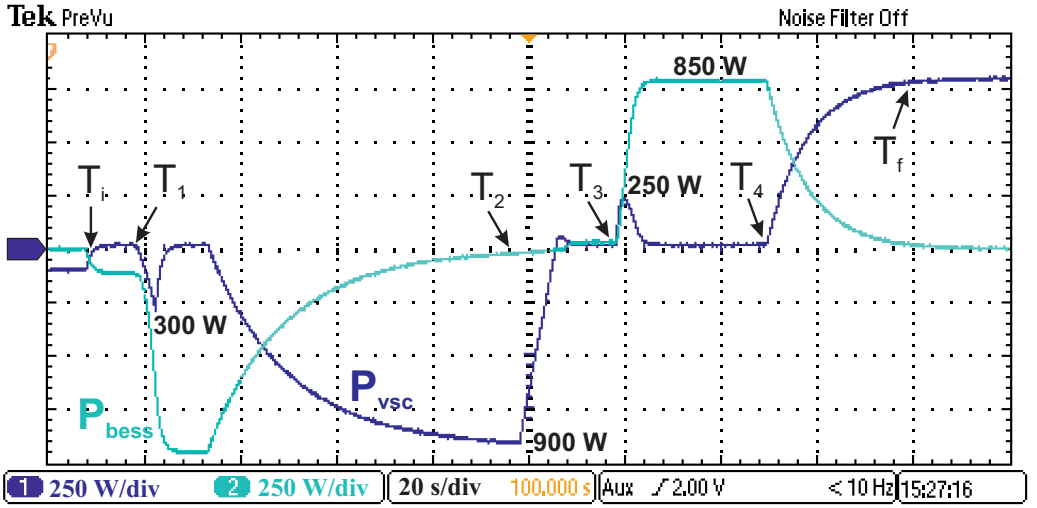
Evento	Tempo (s)	Descrição
T_i	10 s	PMS é ativado
T_1	20 s	Carga é acionada
T_2	100 s	GD é acionado
T_3	120 s	Carga é desligada
T_4	150 s	SAE atinge 85% do soc
T_f	180 s	SAE atinge 95% do soc

A análise do comportamento das demais unidades da microrrede CC em decorrência do fluxo de potência mencionado é apresentada a seguir.

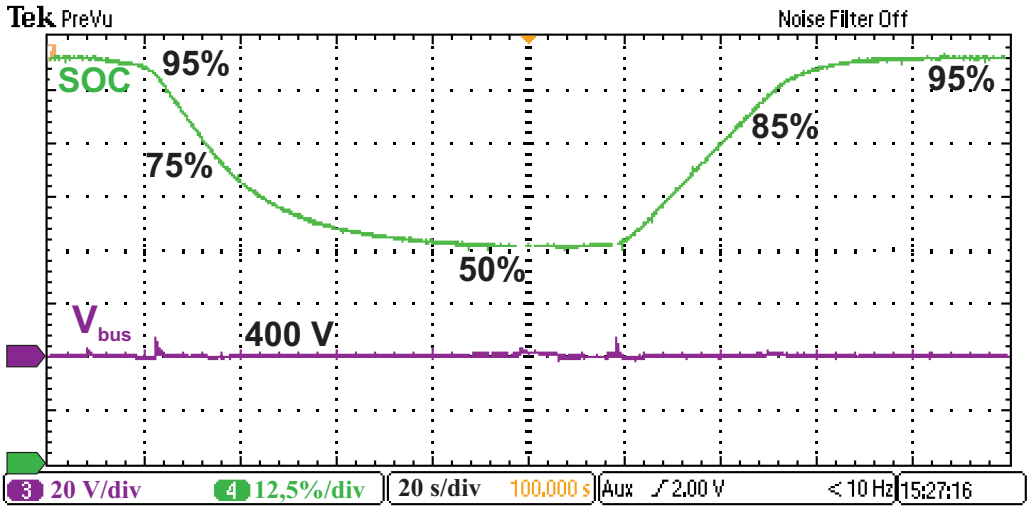
4.4.2 Fluxo de potência e gerenciamento do SOC

Para realização dos testes experimentais em uma escala de tempo razoável, bem como para limitar a quantidade de dados processados, a capacidade de carga do emulador de banco de baterias foi projetada para permitir a total carga e descarga do banco em cerca de 5 minutos. Assim, os parâmetros do PMS foram ajustados para o nível de potência e o tempo de experimento configurados. Vale mencionar que, em um sistema real, levariam-se horas para carregar ou descarregar o banco de baterias, o que não é prático para estudos em laboratório.

Para as predefinições do fluxo de potência mostradas na Figura 4.9, considerando o gerenciamento de potência PMS-P1, o fluxo de potência do SAE e da rede de distribuição CA, o estado de carga do banco de baterias, e a tensão do barramento CC são apresentados na Figura 4.10. Os parâmetros da inércia virtual foram fixados em $J_p = 1,0$ e $D_p = 1,0$. O estado de carga inicial do banco de baterias é configurado em 95%.



(a)



(b)

Figura 4.10: Resultados experimentais para o fluxo de potência do SAE e da rede de distribuição quando $J_p = 1,0$ e $D_p = 1,0$. a) Em azul escuro: potência no VSC. Em azul claro: potência no SAE. b) Em verde: estado de carga estimado para o banco de baterias. Em roxo: tensão do barramento CC.

Da Figura 4.10(a), pode-se observar que antes do instante T_i, a rede de distribuição CA é responsável por prover as perdas na microrrede CC. As perdas observadas são de aproximadamente 100 W. Em $T_i = 10$ s, a estratégia de PMS é ativada e o SAE torna-se responsável por suprir a potência interna requisitada na microrrede. Em T_1, as cargas passam a consumir aproximadamente a potência nominal de 950 W. Os ajustes do parâmetro de inércia virtual atuam sobre o período transitório (com $D_p = 1,0$), de maneira que a rede de distribuição forneça a potência transitória e o banco de baterias seja preservado. O pico de potência fornecido pelo VSC na transição é de aproximadamente 300 W. Após o período transitório, o SAE entrega a potência requisitada, a qual é mantida até que o primeiro limite do estado de carga de 75% seja alcançado. Nesse momento, a função de gerenciamento do SOC força o banco de baterias a fornecer de forma suave

menos potência, até o que o ponto de SOC mínimo de 50% seja atingido, como pode ser verificado na Figura 4.10(b).

Quando o limite mínimo do SOC é alcançado, a rede de distribuição CA passa a prover a potência interna na microrrede CC por intermédio do VSC. No instante T_2, o GD começa a injetar potência no sistema, reduzindo assim a potência fornecida pelo VSC enquanto a potência no SAE é nula. Em T_3, a carga é cortada. Como resultado da operação do PMS, o banco de baterias passa a absorver a potência excedente. No transitório, o VSC entrega um pico de potência de aproximadamente 250 W. Quando o nível de SOC de 85% é atingido em $T_4 = 150$ s, o SAE começa a reduzir suavemente a potência absorvida. Com isso, esse excedente de potência passa a ser injetado na rede de distribuição. Quando o limite máximo do SOC é alcançado em $T_f = 180$ s, o SAE para de absorver potência extra e toda a potência gerada pelo GD é entregue à rede CA. Ainda da Figura 4.10(b), observa-se que durante todo o teste a tensão do barramento CC é mantida bem regulada em 400 V, com variações inferiores a 20 V nos momentos transitórios.

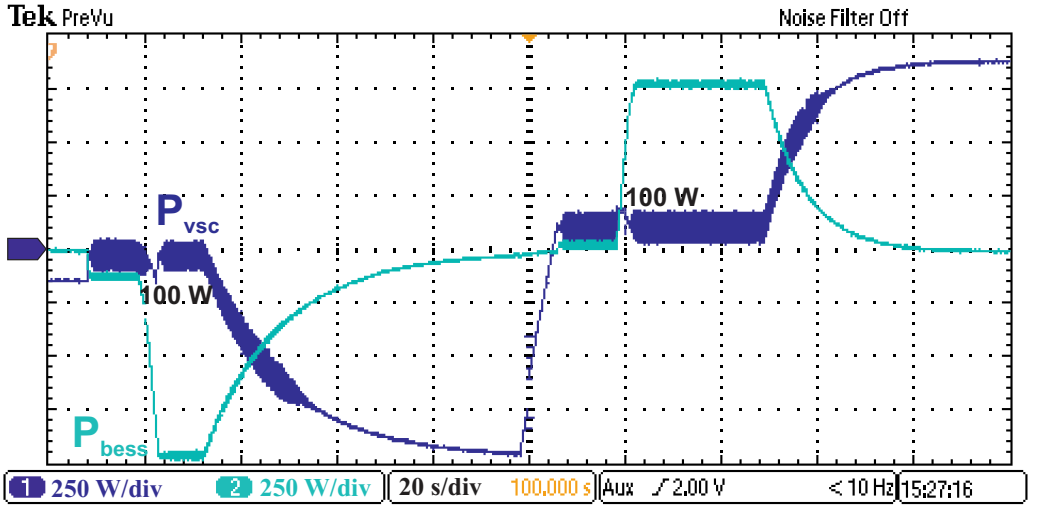
Do teste realizado com os parâmetros de inércia escolhidos, pode-se perceber que a estratégia de PMS com inércia virtual garante que o SAE forneça apenas a potência requisitada em regime permanente. O transitório é fornecido pela rede elétrica de distribuição, com picos aceitáveis de potência transitória. Dentro dos limites de estado de carga impostos pela função de BMS, a operação autônoma da microrrede CC é atingida e a tensão do barramento CC é bem regulada. As transições do fluxo de potência são suaves e o processo de carga e descarga do SAE é gerenciado, o que mostra que o banco de baterias é preservado com o método proposto.

4.4.3 Variação paramétrica

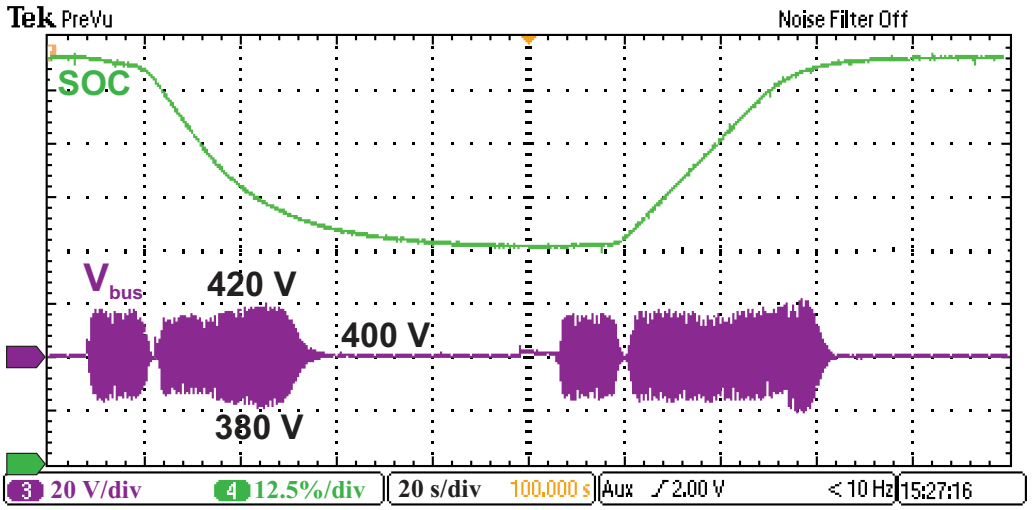
Os efeitos da variação paramétrica da inércia virtual sob o fluxo de potência do sistema de armazenamento de energia e da rede de distribuição são analisados nessa subseção. Na primeira avaliação, fixou-se o coeficiente de atrito $D_p = 1,0$, variando-se a constante de inércia J_p. Os resultados obtidos para uma constante de inércia $J_p = 0,1$ são mostrados na Figura 4.11.

Da Figura 4.11(a), percebe-se que a redução da constante de inércia afeta o período transitório no qual o VSC atua para estabelecer o fluxo de potência na microrrede CC. Os picos de potência fornecidos pelo VSC são reduzidos quando comparados com a Figura 4.10(a). A comparação também revela que para $J_p = 0,1$ o sistema apresenta oscilações de potência indesejáveis, contribuindo para a deterioração do fluxo de potência interno da microrrede. Esse resultado está de acordo com a análise teórica de que valores baixos da constante de inércia tendem a levar o sistema para a estabilidade marginal. Na prática, tais valores podem conduzir a microrrede CC a instabilidade.

O estado de carga e a variação de tensão no barramento CC para $J_p = 0,1$ são



(a)



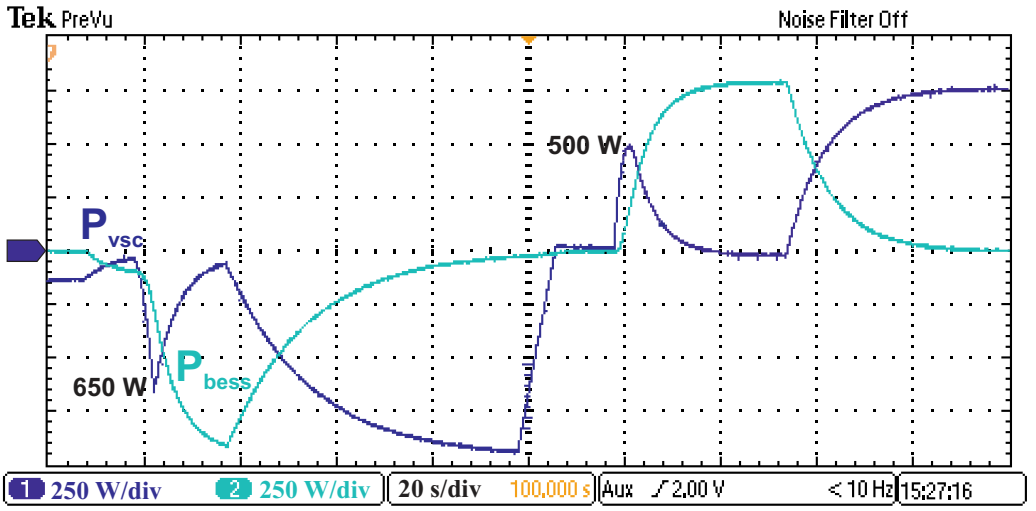
(b)

Figura 4.11: Resultados experimentais para o fluxo de potência do SAE e da rede de distribuição quando $J_p = 0,1$ e $D_p = 1,0$. a) Em azul escuro: potência no VSC. Em azul claro: potência no SAE. b) Em verde: estado de carga estimado para o banco de baterias. Em roxo: tensão do barramento CC.

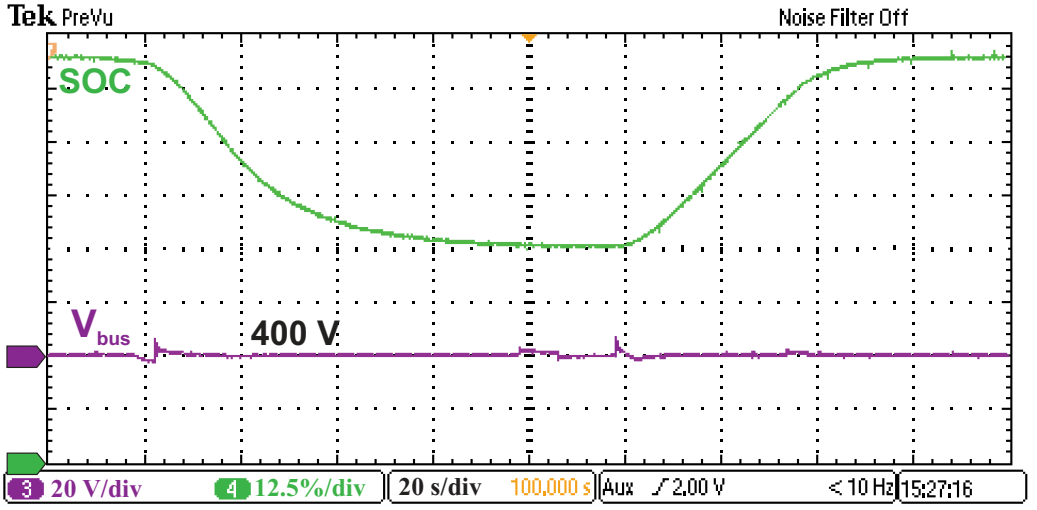
mostrados na Figura 4.11(b). A variação do estado de cargas do SAE não é alterada significativamente, uma vez que o SOC é regulado pela função de gerenciamento do banco de baterias. Utilizando a tensão do barramento CC de 400 V como referência, percebe-se que a utilização de um valor baixo de inércia leva também a oscilações de tensão no barramento CC. A tensão permanece estável e regulada pelo VSC, dentro da variação máxima permitida pela malha de controle do retificador de 40 V (10% do valor nominal). Entretanto, essas oscilações de tensão são igualmente indesejáveis para estabilidade e segurança de operação da microrrede.

A Figura 4.12 apresenta o resultado do fluxo de potência do SAE e do VSC, além da estado de cargas do banco de baterias e a tensão no barramento CC quando o coeficiente de inércia é elevado para $J_p = 5,0$. Da Figura 4.12(a), pode-se notar que os picos de

potência fornecidos pelo VSC durante o transitório são até duas vezes mais elevados quando comparados com o valor de inércia de referência (Figura 4.10(a)). O desempenho do SAE é afetado por essa dinâmica, embora os limites de SOC sejam preservados, como mostrado na Figura 4.12(b). A tensão do barramento é mantida estável e bem regulada em 400 V. Desse teste, infere-se que valores elevados de inércia degradam a capacidade do SAE de armazenar ou absorver a potência requerida. Os picos elevados de potência também são problemáticos. O controle sobre a potência transitória é essencial para proteger o banco de baterias contra picos de corrente elétrica e também para manter a estabilidade na microrrede CC.



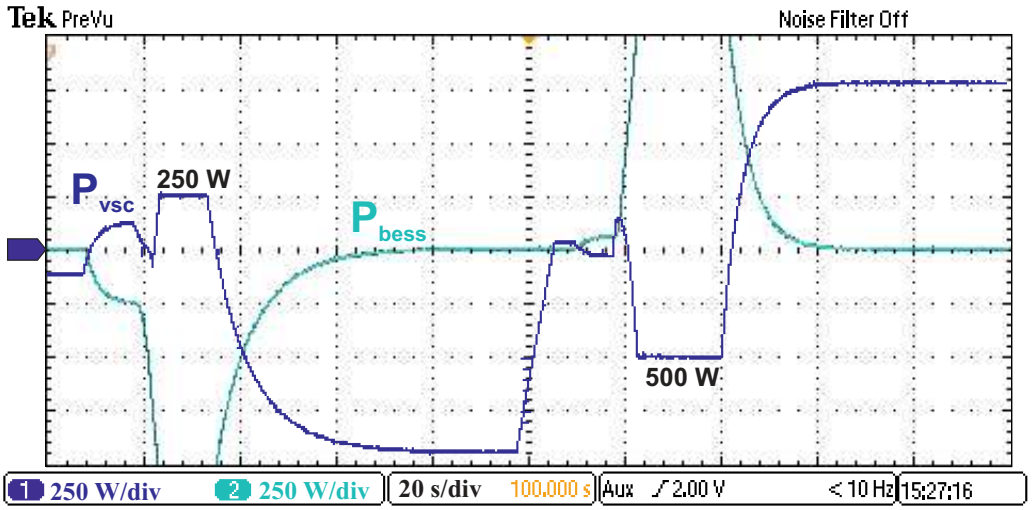
(a)



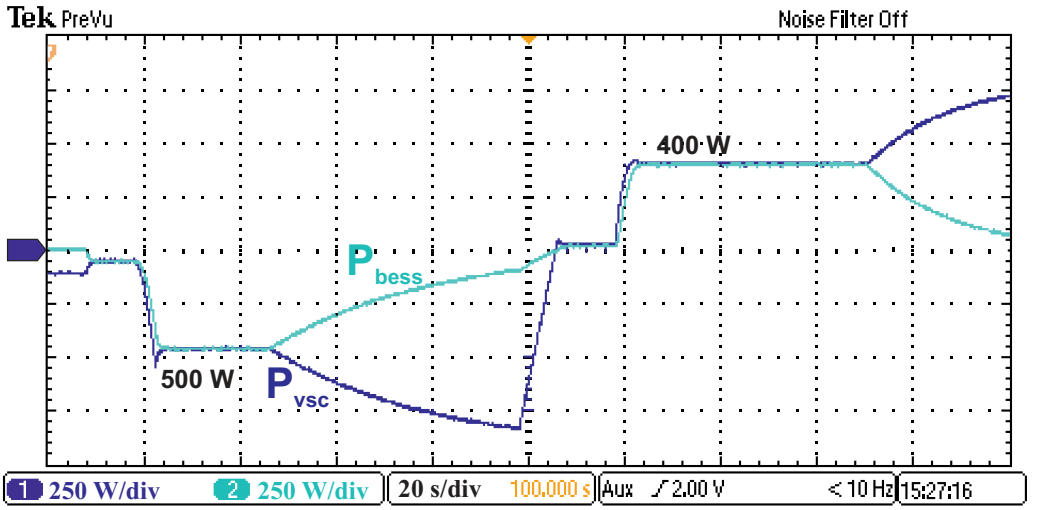
(b)

Figura 4.12: Resultados experimentais para o fluxo de potência do SAE e da rede de distribuição quando $J_p = 5,0$ e $D_p = 1,0$. a) Em azul escuro: potência no VSC. Em azul claro: potência no SAE. b) Em verde: estado de carga estimado para o banco de baterias. Em roxo: tensão do barramento CC.

Finalmente, realizou-se o teste de variação paramétrica do coeficiente de atrito D_p, com o coeficiente de inércia mantido constante em $J_p = 1,0$. Essa análise é apresentada



(a)



(b)

Figura 4.13: Resultados experimentais para o fluxo de potência do SAE e da rede de distribuição quando $J_p = 1,0$ e D_p varia. Em azul escuro: potência no VSC. Em azul claro: potência no SAE. a) $D = 0,5$; b) $D = 2,0$.

na Figura 4.13. Como mostrado na Figura 4.13(a), para $D_p = 0,5$, a estratégia de PMS força o SAE a prover mais potência do que o requisitado pelas cargas da microrrede CC. O resultado disso é que o SAE passa a injetar potência na rede de distribuição CA. Por outro lado, quando o GD injeta potência em excesso, o PMS força o SAE a absorver mais potência do que a microrrede CC é capaz de suprir. Com isso, a rede de distribuição passa a injetar potência no SAE. Ambas as condições com $D_p < 1,0$ são indesejáveis por não trazer nenhum benefício prático para a microrrede estudada. Para $D_p = 2,0$, como mostrado na Figura 4.13(b), o SAE e o VSC compartilham aproximadamente a mesma potência injetada ou absorvida até que as limitações do estado de carga do banco de baterias sejam alcançadas. Portanto, para $D_p > 1,0$, o comportamento da estratégia de gerenciamento de potência torna-se equivalente ao da operação por *droop*, com compartilhamento de

potência entre as unidades proporcional ao valor do coeficiente de atrito da inércia virtual.

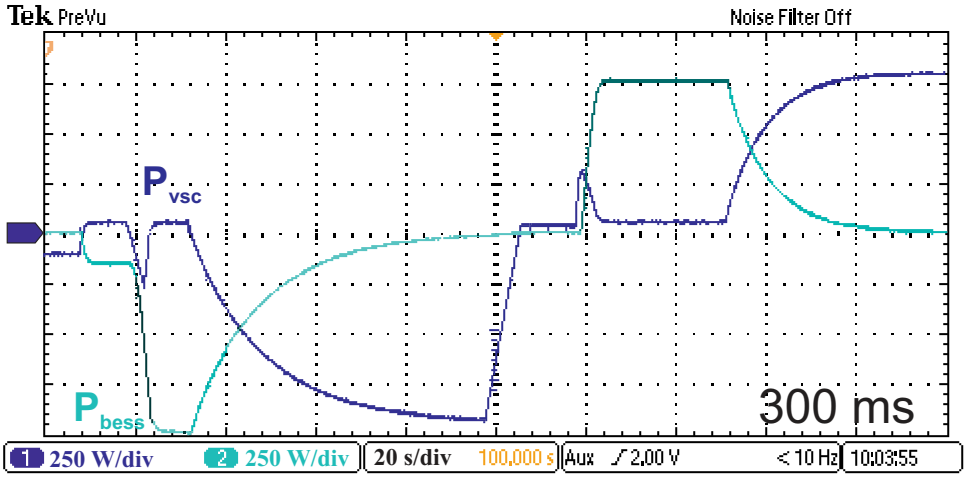
Embora, para os propósitos da microrrede estudada, a variação de D_p não traga benefícios no gerenciamento de potência, esse parâmetro introduz um grau extra de liberdade no PMS. Por exemplo, considera-se um cenário de uma microrrede CC interligada à uma rede de distribuição com variações tarifárias. Nessa condição, pode ser útil em momentos de baixa tarifa fazer com que o banco de baterias seja carregado não só pelo GD, mas também pela rede CA. No caso de tarifas baixas, pode ainda ser viável economicamente que o banco de baterias coopere com a rede CA para alimentação da carga, preservando parte da energia do SAE para momentos de tarifas mais elevadas. Esses cenários alternativos de avaliação são sugeridos como trabalhos futuros.

4.4.4 Influência do atraso na comunicação

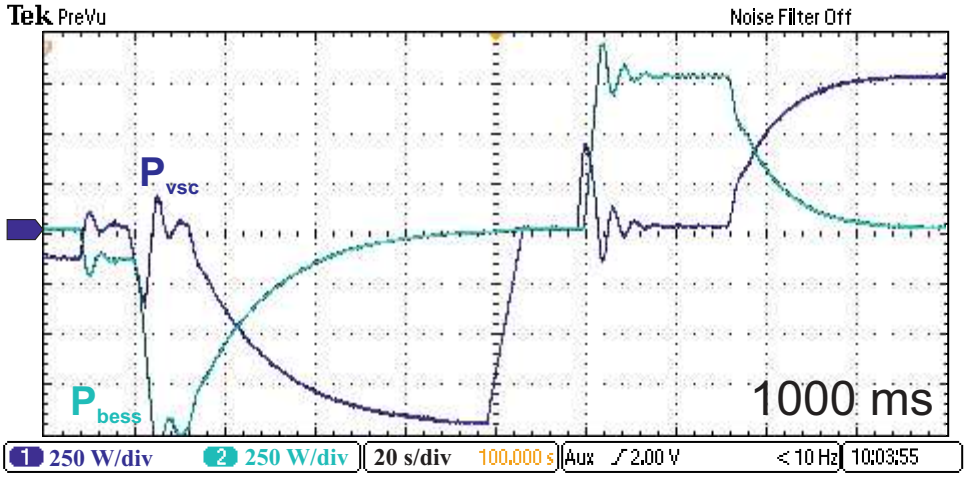
Um fator limitante para o uso de estratégias de PMS com uso de comunicação entre as unidades é a presença de atrasos na comunicação. Esta subseção avalia o impacto desse atraso no fluxo de potência do sistema de armazenamento de energia e da rede de distribuição CA. Tecnologias de comunicação típicas para uso na microrrede CC estudada estão incluídas em redes com premissa de consumidor, como *Ethernet*, *ZigBee*, *Bluetooth* ou *WiFi*. Essas tecnologias fornecem taxa de dados de até 100 kbps por segundo e cobrem distâncias de até 100 m [5]. Nos testes anteriores, o valor de atraso médio para tecnologias sem fio, como o *WiFi*, de 100 ms foi introduzido nos experimentos. Valores máximos de atraso na comunicação sem fio de 300 ms são reportados em [68]. A influência do aumento do atraso na comunicação da estratégia de PMS é apresentada na Figura 4.14.

Da Figura 4.14(a), percebe-se que mesmo o atraso máximo de 300 ms de uma comunicação sem fio operando corretamente não afeta o fluxo de potência e a estabilidade da microrrede CC. O fluxo de potência do SAE e da rede de distribuição é idêntico ao apresentado nas subseções anteriores. Verifica-se, assim, a robustez da estratégia para atrasos normais na linha de comunicação. Contudo, da Figura 4.14(b), tem-se que em um atraso hipotético elevado de 1 segundo, o fluxo de potência começa a se deteriorar. Para um atraso ainda maior de 2 segundos, como mostrado na Figura 4.14(c), o fluxo de potência entre o SAE e o VSC é completamente deteriorado. Nessas condições, as oscilações observadas tornam o gerenciamento de potência na microrrede CC impraticável, o que pode se refletir na instabilidade do barramento CC.

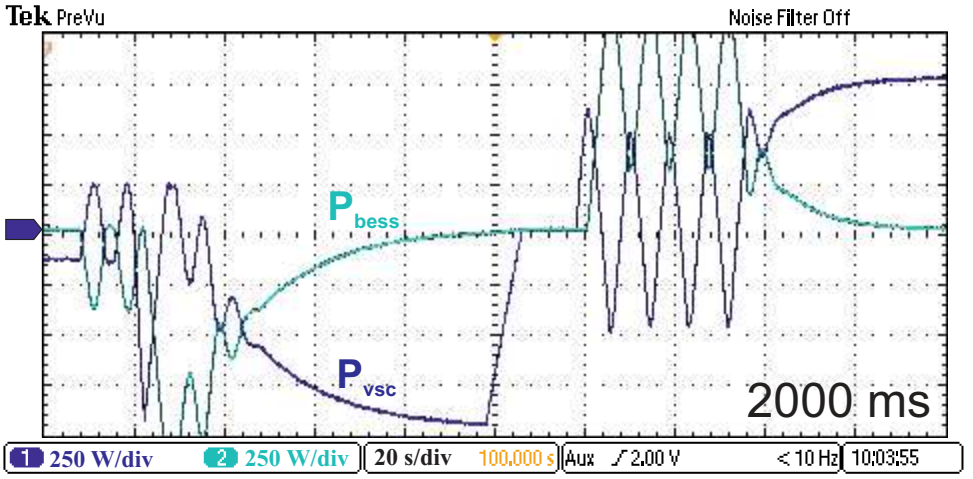
Convém destacar que o limite máximo de atraso para comunicações sem fio deve ser estabelecido como limite de operação normal da estratégia de gerenciamento de potência proposta. Para estratégias de comunicação com fio, as taxas de atraso são significativamente menores que os 300 ms considerados. Os testes com valores de 1 ou 2 segundos de atraso são conceituais, mas de pouco apelo prático, uma vez que tais atrasos tão elevados devem ser interpretados como rompimento da linha de comunicação. O desenvolvimento



(a)



(b)



(c)

Figura 4.14: Resultados experimentais para o fluxo de potência do SAE e da rede de distribuição considerando atraso na linha de comunicação. a) atraso de 300 ms; b) atraso de 1 s; c) atraso de 2 s.

de protocolos de segurança e a implementação prática de sistemas de comunicação para microrredes em corrente contínua também são sugeridos como trabalhos futuros.

4.4.5 Comutação entre modos de PMS

Por fim, como proposto neste capítulo, caso a linha de comunicação do PMS com inércia virtual seja perdida, o PMS deve comutar para a estratégia por *droop* modificado. Assume-se aqui que o sistema de comunicação deve possuir protocolos de identificação de erro capazes de detectar a ausência ou falha na linha de comunicação entre os conversores. O foco da investigação realizada neste trabalho é a capacidade operacional da microrrede. Portanto, uma investigação aprofundada de protocolos de comunicação não é efetuada. A avaliação da comutação entre os dois métodos é realizada nessa subseção.

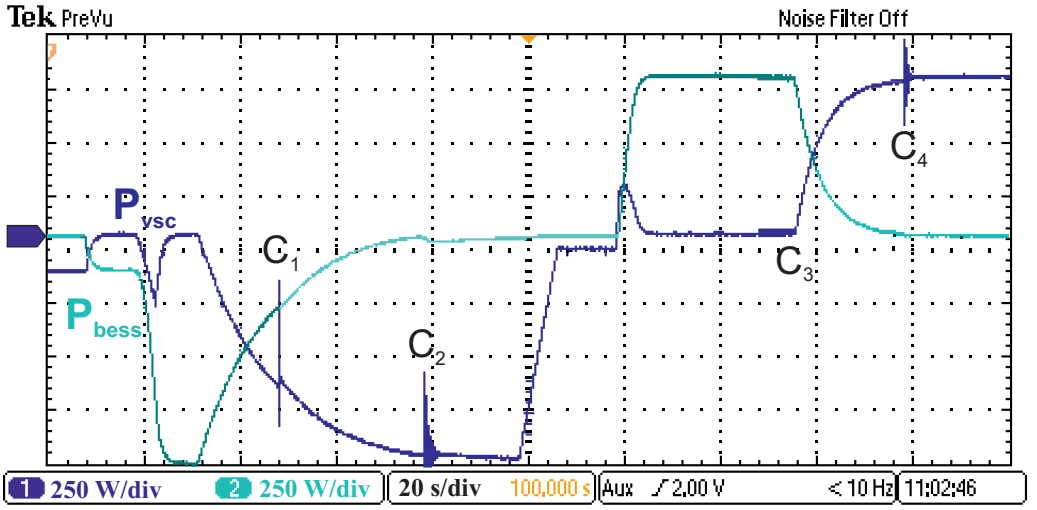
A Figura 4.15 apresenta o fluxo de potência do sistema de armazenamento de energia e da rede de distribuição CA, como também o estado de cargas do banco de baterias e a tensão no barramento CC para o teste realizado. O modo P1 refere-se ao PMS utilizando a técnica mestre-seguidor com inércia virtual com comunicação entre as unidades. O modo P2 refere-se ao PMS utilizando *droop* modificado, sem o uso de comunicação entre as unidades. A descrição dos eventos de comutação implementados no *dSPACE* é apresentada na Tabela 4.4.

Tabela 4.4: Descrição dos eventos implementados para a comutação do PMS.

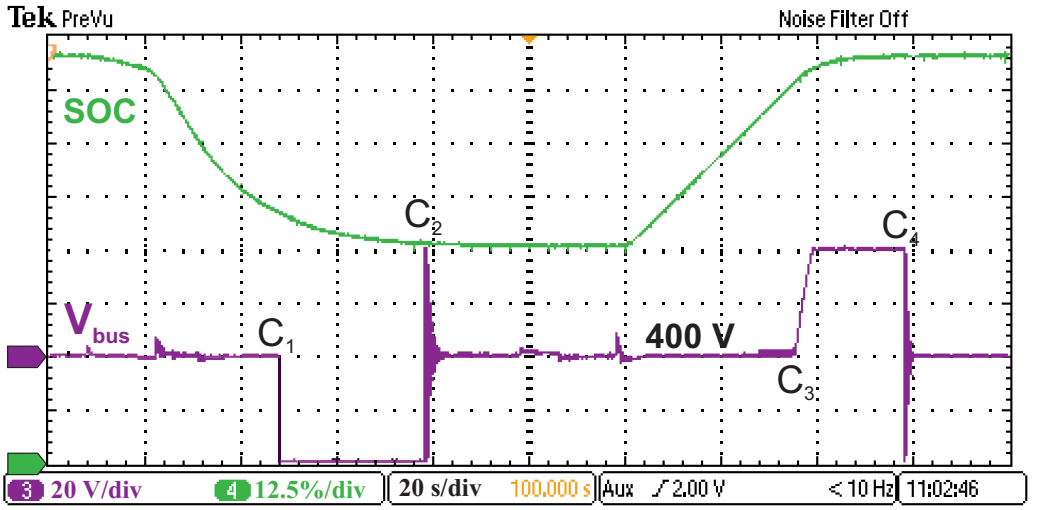
Evento	Tempo (s)	Descrição
C_1	28 s	Comutação P1 para P2
C_2	78 s	Comutação P2 para P1
C_3	156 s	Comutação P1 para P2
C_4	178 s	Comutação P2 para P1

O fluxo de potência do SAE e do VSC é apresentado na Figura 4.15(a). As comutações entre os métodos de PMS exemplificam momentos de transição entre ausência e presença da linha de comunicação entre as unidades da microrrede. Nos instantes de comutação dos modos de PMS, podem-se identificar perturbações significativas no fluxo de potência da rede de distribuição. Essas perturbações atingem picos até 25% superiores ao valor nominal de potência. Entretanto, vale destacar que esses transitórios de potência não afetam de maneira evidente a potência do sistema de armazenamento de energia. Assim, verifica-se que o banco de baterias é preservado durante a transição dos métodos, como desejado. De forma geral, o fluxo de potência preserva as características obtidas quando apenas o PMS por mestre-seguidor com comunicação é utilizado.

A Figura 4.15(b) apresenta o estado de cargas estimado para o banco de baterias e a variação da tensão medida no barramento CC. Verifica-se que a estimativa do estado de cargas não é afetada pela comutação dos métodos de PMS. Por outro lado, a transição



(a)



(b)

Figura 4.15: Resultados experimentais para o fluxo de potência do SAE e da rede de distribuição com comutação entre os modos de PMS P1-P2. a) Em azul escuro: potência no VSC. Em azul claro: potência no SAE. b) Em verde: estado de carga estimado para o banco de baterias. Em roxo: tensão do barramento CC.

entre os métodos faz com que a tensão do barramento CC deixe de ser regulada em um valor fixo de 400 V. Ao comutar para o método por *droop* modificado, a tensão de barramento passa a ser regulada em função do ponto de operação do VSC e do conversor do SAE. Os transitórios de tensão são limitados pelos controladores de tensão, evitando-se assim ultrapassar os limites de segurança de ±10% do valor nominal. Destaca-se que durante a comutação dos métodos de PMS, a microrrede manteve-se sempre operacional, sem desestabilizar a tensão do barramento CC.

Os resultados avaliados mostraram que, em caso de perda na linha de comunicação entre os conversores, a comutação de um método centralizado para um método distribuído, como o *droop* modificado, é uma solução viável. Após os transitórios causados pela comutação, a microrrede manteve-se operacional, com fluxo de potência regulado

e tensão do barramento CC estável. A estimativa do estado de cargas do SAE não foi afetada. Destaca-se a necessidade do desenvolvimento de algorítimos e protocolos para detecção de falhas na linha de comunicação. A comutação entre os métodos pode ainda ser aprimorada com o intuito de reduzir o efeito de transitórios no fluxo de potência e na tensão do barramento CC. Ambas as considerações discutidas aqui são sugeridas como ramificações da linha de pesquisa estabelecida neste trabalho.

4.5 Considerações finais

Este capítulo apresentou uma proposta de gerenciamento de potência (PMS) para uma microrrede CC operando no modo conectado. O PMS proposto é formado por dois modos de operação. Em condições normais, o gerenciamento de potência é realizado utilizando a método mestre-seguidor com linha de comunicação entre as unidades. A técnica de inércia virtual foi aplicada para preservação do sistema de armazenamento de energia (SAE) e maior flexibilidade no fluxo de potência na microrrede. Caso a linha de comunicação seja perdida ou apresente falhas, o PMS comuta para o modo por *droop* modificado, sem a necessidade de troca de informação entre as unidades. A análise da operação da microrrede CC em ambos os modos de operação foi apresentada.

A técnica de inércia virtual foi destacada como foco deste capítulo. O conceito, desenvolvimento matemático, e implementação dessa técnica foram apresentados. As análises de estabilidade e paramétrica apresentaram considerações importantes no projeto do PMS proposto, em especial com relação aos critérios de escolha da constante de inércia e coeficiente de amortecimento. Foi mostrado que, com a escolha adequada dos parâmetros de inércia virtual, é possível regular a constante de tempo do SAE e ajustar a potência fornecida ou absorvida pelo banco de baterias em regime permanente. Mostrou-se também que esses parâmetros têm influência direta na estabilidade do sistema.

Por fim, os resultados experimentais mostraram a viabilidade técnica da proposta. Nos testes realizados com o PMS mestre-seguidor com inércia virtual, verificou-se a influência dos parâmetros de inércia. Essa análise corroborou as discussões teóricas desenvolvidas, evidenciando o controle sobre a constante de tempo e o valor da potência de regime do SAE. Com o ajuste adequado, a microrrede CC apresentou as características desejadas de autonomia, regulação da tensão do barramento CC e fluxo de potência suave nos períodos transitórios. A função de gerenciamento implementada como BMS garantiu ainda limites seguros do estado de cargas do banco de baterias. A avaliação da presença de atrasos na linha de comunicação mostrou que o PMS implementado é robusto a atrasos elevados típicos de comunicação sem fio. Por fim, evidenciou-se ainda a viabilidade da comutação do método com comunicação para o método descentralizado em caso de falhas na linha de comunicação. Esse último aspecto da análise evidencia a robustez da técnica de gerenciamento de potência proposta.

Capítulo 5

Interligação de um sistema eólico distribuído com GRV

5.1 Introdução

A crescente demanda pelo uso de fontes de energia renováveis em sistemas elétricos distribuídos favorecem o uso de sistemas de conversão éolicos (*wind energy conversion systems-WECS*). Os WECS de pequeno porte são incentivados com o emprego de geradores elétricos de alto desempenho. O gerador de relutância variável é um candidato em potencial para aplicações em sistemas eólicos de pequeno porte, pois, como mencionado, essas máquinas possuem vantagens como a ausência de imãs permanentes ou bobinas no rotor, construção simples, alta eficiência, robustez, e tolerância a faltas [23, 24, 273]. Contudo, as principais desvantagens do GRV são a complexidade de controle e o excesso de ondulação do torque eletromagnético, os quais dificultam a aplicação industrial em larga escala desses geradores. Para aplicação em geração distribuída e uso em microrredes CC como a discutida nesta pesquisa, a conexão do GRV com a rede elétrica de distribuição precisa ser avaliada.

A conexão do GRV com a rede elétrica de distribuição em WECS pode ser classificada como: conexão direta, quando o conversor do GRV é diretamente conectado ao conversor da rede; ou como conexão indireta, quando um conversor de interface é inserido entre os sistemas do GRV e da rede elétrica, atuando assim com estágio intermediário. Na conexão direta, a opção de controle mais comum é utilizar o conversor fonte de tensão (VSC) da rede elétrica para regular a tensão do barramento CC, enquanto o GRV opera rastreando a máxima potência eólica [209, 212, 219, 220, 222]. Outra possibilidade de conexão direta é a utilização do GRV para regular o barramento CC, enquanto o VSC atua sobre a injeção de potência na rede de distribuição [204]. Para a conexão indireta, o conversor de interface é usualmente empregado para ajustar a tensão de saída do gerador. Esse ajuste é realizado para que a tensão de saída do conversor do GRV seja compatível

com o nível de tensão do barramento de conexão, seja com a rede de distribuição ou em microrredes com barramento em corrente contínua [195, 199, 207, 215, 232].

Um papel crucial para o conversor de interface é a possibilidade de integração do GRV a microrredes CC, com eventual necessidade de alternar entre os modos de operação conectado e ilhado. Além de ajustar o nível de tensão de saída do GRV no modo conectado, o conversor de interface pode atuar ainda como conversor formador de rede, em caso de desconexão da rede de distribuição CA. A operação do GRV em sistemas ilhados ou isolados para suprimento das cargas consumidores e operação conjunta com banco de baterias é discutida em [153, 187, 202, 213, 231]. Uma outra aplicação da conexão indireta em desenvolvimento é o uso do conversor de interface para regulação de bancos de baterias em veículos elétricos [205]. Portanto, a opção do uso do conversor de interface garante a flexibilidade de operação, tanto para compatibilidade de tensões entre o gerador e o barramento, quanto para a alternância entre unidade de alimentação e formadora de rede.

Os estudos com gerador de relutância variável desenvolvido neste trabalho de pesquisa é uma continuação da dissertação de mestrado [191]. Na dissertação referida, foi proposta uma estratégia de otimização para o GRV em sistemas eólicos utilizando a técnica de planejamentos de experimentos computacionais (PEC). O desempenho ótimo foi caracterizado pelo balanço entre a eficiência e a ondulação de torque eletromagnético do GRV. Contudo, a característica conflitante desses objetivos resulta em um problema de escolha multiobjetivo. A estratégia de planejamento de experimentos computacionais retornou uma significativa redução do esforço computacional para realização da otimização multiobjetivo do GRV na faixa de velocidades avaliada. Na otimização proposta, foi mostrado que a tensão de excitação do GRV é um parâmetro fundamental, em conjunto com os ângulos de acionamento do conversor em meia ponte assimétrico, para obtenção do desempenho ótimo em função da velocidade de operação do gerador. A dissertação citada teve como foco o desenvolvimento da estratégia de otimização e, assim, a operação conectada à rede de distribuição foi discutida apenas como um cenário possível de aplicação do método.

O controle otimizado da tensão de excitação do GRV utilizando o conversor de interface é raramente abordado na literatura. Em [148], uma estratégia de controle com malha dupla é apresentada para melhorar o desempenho do GRV. A tensão de excitação é otimizada utilizando algorítimos de evolução diferencial, enquanto um conversor *buck* regula a conexão do GRV com o barramento CC. Contudo, os autores não consideram a aplicação do GRV em sistemas eólicos, a conexão com a rede elétrica não é abordada, e a eficiência da máquina é o único fator de desempenho analisado. Um conversor CC-CC do tipo *boost* é utilizado em [232] para regular a tensão de excitação do GRV. Esse conversor atua como um filtro ativo para corrente de saída do gerador, reduzindo assim o volume do capacitor do barramento CC. Apesar da função do conversor como filtro ser discutida, o artigo mencionado não investiga a conexão do sistema à rede elétrica de distribuição nem

considera a aplicação do GRV em sistemas eólicos.

Neste capítulo, um conversor CC-CC bidirecional é utilizado como estágio de interface entre o conversor AHB do GRV em um sistema eólico distribuído e o VSC da rede de distribuição. Diferentemente dos trabalhos mencionados na revisão de literatura, o conversor bidirecional de interface atua regulando a tensão de excitação do GRV, garantindo assim o desempenho ótimo do sistema eólico. O conversor fonte de tensão, por sua vez, atua mantendo a tensão do barramento CC regulada, como ocorre no caso da microrrede CC operando no modo conectado. O desempenho ótimo do gerador de relutância é analisado por meio de um balanço entre eficiência e ondulação de torque eletromagnético. Além disso, o conversor de interface melhora a qualidade de energia do sistema eólico conectado por reduzir ondulações no barramento CC impostas pelo GRV. Como consequência dessa ação de filtragem, parte das distorções harmônicas são removidas da corrente elétrica injetada na rede de distribuição.

A proposta apresentada neste capítulo é indicada para aplicações em que o conversor CC-CC bidirecional está presente no sistema eólico com GRV. Uma aplicação típica é o uso do sistema distribuído com GRV em microrredes CC, como a discutida na seção 2.5. Na microrrede estudada, a turbina eólica opera rastreando o ponto de máxima potência no modo conectado. Por outro lado, para o modo ilhado, a geração distribuída pode comutar para atuar como unidade formadora de rede. O uso do conversor de interface, portanto, é necessário para garantir a operação do GRV em ambos os modos de operação da microrrede CC. O conversor extra, contudo, leva a um aumento de custo e redução da eficiência global do sistema. O sistema eólico com conexão indireta proposto utiliza o cenário de microrredes CC como motivação para propor a melhoria no desempenho do GRV explorando a bidirecionalidade e capacidade de filtragem do conversor de interface.

Uma comparação entre a estratégia indireta proposta e a conexão direta convencional é conduzida. Ambos os sistemas são otimizados para atingir individualmente o melhor desempenho balanceado entre ondulação de torque eletromagnético e eficiência. Os resultados experimentais mostram que, para os sistemas em estudo, o conversor de interface melhora o desempenho do WECS com GRV mesmo com um redução global de 2,5% na eficiência na comparação com a conexão direta. Essa redução na eficiência ocorre devido às perdas introduzidas pelo conversor CC-CC bidirecional. Como vantagens da solução com interface proposta, a oscilação de torque é reduzida em até 9,5% para altas velocidades, o que garante um menor estresse mecânico para o gerador. Além disso, o conteúdo harmônico na corrente elétrica injetada na rede de distribuição é reduzido em até 6% devido a ação de filtragem do conversor. Esses resultados mostram que o sistema eólico com GRV e conversor de interface é uma opção viável para conexão com a rede elétrica. Em especial, a proposta é vantajosa para microrredes CC, em que o conversor de interface extra se faz necessário para possível operação da geração distribuída como formador de rede.

Este capítulo apresenta a descrição do sistema eólico com GRV estudado. Em seguida, discute-se o procedimento de otimização baseada em planejamento de experimentos computacionais para GRV operando com controle direto de potência. Então, os aspectos da qualidade da energia do sistema eólico com e sem o uso do conversor bidirecional de interface são discutidos. Por fim, os resultados experimentais são apresentados para validação da proposta de conexão do GRV à microrrede em corrente contínua.

5.2 Sistema eólico avaliado

O princípio de operação e as principais características do GRV foram discutidos no Seção 2.3. Para o estudo realizado neste capítulo, destacam-se a dinâmica do GRV dada na Equação (2.5) e a expressão do torque eletromagnético dada na Equação (2.7). Destaca-se também a expressão não-analítica para a potência de saída do GRV em função dos ângulos de acionamento e da tensão de excitação do GRV. Essa expressão de potência é utilizada como base no desenvolvimento da estratégia de otimização dos parâmetros de acionamento utilizando o planejamento de experimentos computacionais. Por fim, destaca-se a expressão generalizada da potência ótima extraída da turbina eólica, dada na Equação (2.11), a qual é utilizada para implementação do controle direto de potência que atua como rastreio do ponto de máxima potência da turbina.

O sistema eólico com gerador de relutância variável avaliado neste capítulo é apresentado em detalhes na Figura 5.1. O WECS apresentado é composto pela turbina eólica com GRV, pelo conversor AHB acionado por controle direto de potência, pelo conversor CC-CC bidirecional de interface utilizado para regular a tensão de excitação do GRV, e pelo conversor fonte de tensão utilizado para regular a tensão do barramento CC e o fluxo de potência injetada na rede elétrica de distribuição. Os demais elementos da microrrede CC, como o SAE e as cargas locais não são incluídos nessa análise. Esta seção discute cada bloco de controle mostrado no sistema eólico estudado, nomeados de A a G. Destacam-se a definição dos modos de operação do GRV, o controle direto de potência implementado, e o uso do conversor CC-CC bidirecional de interface.

5.2.1 Turbina eólica

A turbina eólica é emulada utilizando o gerador de relutância variável disponível para estudos experimentais. O coeficiente de potência ótimo da turbina eólica emulada é de $k_{opt} = 5,16 \times 10^{-4}$, de acordo com a Equação (2.11). O controle direto de potência é aplicado para acionamento do conversor AHB. A máquina elétrica utilizada possui os seguintes parâmetros: gerador trifásico, 12/8 (número de polos no estator/número de polos no rotor), potência nominal de 2000 W, tensão nominal de 400 V, e velocidade nominal de 157 rad/s (1500 rpm).

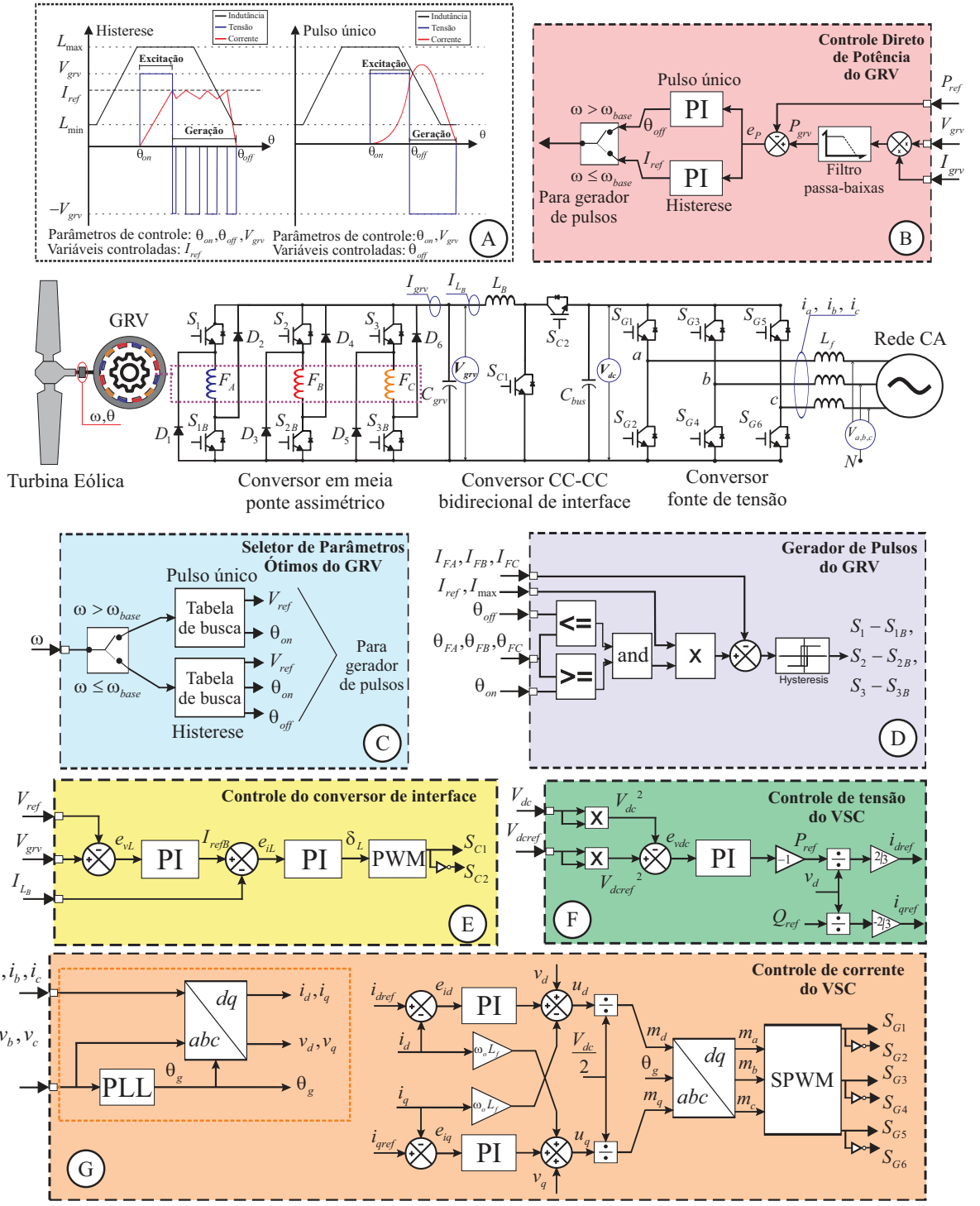


Figura 5.1: GRV conectado ao barramento CC da rede de distribuição utilizando um conversor CC-CC bidirecional de interface. Detalhe A: modos de operação do GRV. Detalhe B: implementação do controle direto de potência. Detalhe C: Seletor dos parâmetros ótimos. Detalhe D: gerador de pulsos do GRV. Detalhe E: controle do conversor CC-CC bidirecional de interface. Detalhe F: controle de tensão do VSC. Detalhe G: controle de corrente do VSC.

5.2.2 Modos de operação do GRV

Os modos de operação do GRV são apresentados no detalhe *A* da Figura 5.1. Para velocidades abaixo da velocidade de base, a força contra-eletromotriz é menor que a

tensão de excitação do GRV. Portanto, nesse caso a corrente decresce após o período de excitação e o controle por histerese é aplicado para regular a corrente de fase do gerador. Para velocidades acima da velocidade de base, a força contra-eletromotriz é maior que a tensão de excitação. Nesse caso, não é possível controlar a corrente de fase após o período de excitação e, portanto, o controle por pulso único de tensão é aplicado. Para o controle por histerese, o ângulo de ativação (θ_{on}), o ângulo de desligamento (θ_{off}), e a tensão de excitação do GRV (V_{grv}) são definidos como parâmetros de controle para fins de acionamento e otimização. No controle por histerese, a corrente de referência (I_{ref}) é utilizada como variável controlada. Na operação por pulso único, como não é possível controlar a corrente de fase, define-se o ângulo de desligamento como variável controlada, enquanto a tensão de excitação e o ângulo de ativação são utilizados como parâmetros de controle a serem otimizados.

5.2.3 Controle direto de potência

O detalhe B da Figura 5.1 apresenta a implementação do controle direto de potência (CDP). O CDP é utilizado para obter o ponto de máxima potência eólica, como desenvolvido em [220]. Para implementação do CDP, a tensão e a corrente elétrica de saída do GRV são multiplicadas. O resultado da multiplicação é processado por um filtro passa-baixas, o qual retorna a potência média de saída do conversor AHB. A referência de potência ótima dada ao controlador é definida pela Equação (2.11), em função da velocidade angular de rotação da turbina.

Como discutido na seção anterior, os modos de operação do GRV definem a estratégia do controle direto de potência. Para o gerador estudado, a velocidade de base encontrada é de $\omega_{sb} = 957$ rpm [161]. Assim, a operação do GRV é determinada da seguinte forma: controle por histerese de corrente se $\omega \leq 957$ rpm; controle por pulso único de tensão se $\omega > 957$ rpm. A operação por histerese é também chamada de operação em baixas velocidades, enquanto que o acionamento por pulso único é também denominado de operação em altas velocidades.

Para baixas velocidades (abaixo de ω_{sb}), o controle direto de potência atua sobre a referência de corrente do GRV utilizando o controle por histerese [220]. Um controlador PI é utilizado para processar o erro de potência definido por $e_P = P_{ref} - P_{avg}$. Com isso, a corrente elétrica de referência é dada por:

$$I_{ref} = K_{pbv} e_P + K_{ibv} \int e_P dt \tag{5.1}$$

em que $K_{pbv} = 0,0050$ e $K_{ibv} = 0,1346$ são os ganhos proporcionais e integrais do controlador PI, respectivamente.

Para altas velocidades (acima de ω_{sb}), a estratégia do CDP atua sobre o ângulo de desligamento θ_{off}, o que implica na operação por pulso único [220]. Novamente, um

controlador PI processa o erro de potência, e_P, e o ângulo θ_{off} é dado por:

$$\theta_{off} = K_{pav} e_P + K_{iav} \int e_P dt \tag{5.2}$$

em que $K_{pav} = 0,0026$ e $K_{iav} = 0,0709$ são os ganhos proporcionais e integrais do controlador PI, respectivamente.

Vale destacar que, para ambos os controladores, os ganhos foram ajustados utilizando a ferramenta de ajuste de ganhos do *Matlab/Simulink*. Para o caso do controle por histerese, adotou-se como critério de projeto o tempo de resposta ao degrau considerando a potência obtida na velocidade de base (512 W). Para a a operação por pulso único, utilizou-se como critério de projeto o tempo de resposta ao degrau considerando a potência nominal do GRV (2000 W).

5.2.4 Seletor de parâmetros ótimos e gerador de pulsos

O detalhe C da Figura 5.1 apresenta o seletor de parâmetros ótimos do GRV. Os parâmetros ótimos são definidos em função da velocidade de operação do gerador (ω) e do modo de controle (histerese ou pulso único). A estratégia de planejamentos de experimentos computacionais utilizada para obtenção desses parâmetros é discutida nas próximas seções. Os valores ótimos obtidos são armazenado em tabelas de busca para aplicação *online*. Por fim, os valores de θ_{on}, θ_{off} e V_{grv} são definidos pelo seletor de parâmetros, os quais são utilizados na entrada do gerador de pulsos.

O gerador de pulsos do GRV, por sua vez, é aplicado para acionamento do conversor em meia ponte assimétrico, como mostrado no detalhe D. A lógica de acionamento é baseada na comparação entre os ângulos ótimos e a posição atual do rotor do GRV, garantindo o disparo das chaves do AHB no período de indutância decrescente. Na operação por histerese de corrente, o bloco de histerese é aplicado à corrente de referência (I_{ref}) que o controlador PI retorna. Para a operação em pulso único, a corrente não é controlada e, portanto, a referência do bloco de histerese é a corrente máxima ($I_{max} = 10$ A) utilizada para evitar danos ao sistema eólico.

5.2.5 Conversor bidirecional de interface

Como mostrado na Figura 5.1, um conversor CC-CC bidirecional é utilizado para integrar o sistema eólico com GRV ao barramento CC. Para uma rede de distribuição CA, trifásica, 220 V de tensão de linha, a tensão do barramento CC é regulada em 400 V pelo conversor fonte de tensão. O sistema avaliado torna-se, assim, equivalente a microrrede CC operando no modo conectado discutida nos capítulos anteriores. O conversor de interface regula a tensão de excitação do GRV no ponto ótimo em função da velocidade de operação na faixa de 200-380 V. Portanto, do lado do GRV, o conversor de interface atua como um

conversor abaixador, enquanto que do lado do barramento CC o conversor bidirecional atua como elevador de tensão. O projeto de controle dessa unidade é discutida a seguir.

5.2.5.1 Modelagem do conversor bidirecional

A modelagem do conversor bidirecional foi descrita em detalhes na Seção 3.2.3 para o SAE da microrrede CC. As mesmas considerações são válidas para o conversor de interface do GRV e, por isso, neste capítulo procede-se uma visão geral. O modelo médio do conversor CC-CC bidirecional de interface é dado por:

$$L_B \frac{di_{lb}}{dt} = R_{lb} i_{lb} - V_{grv} + \delta_L V_{dc} \tag{5.3}$$

$$C_{grv} \frac{dV_{grv}}{dt} = i_{lb} - \frac{V_{grv}}{R_{eq}} \tag{5.4}$$

em que $L_B = 2$ mH e $R_{lb} = 0,1\ \Omega$ são a indutância e resistência do indutor do conversor, i_{lB} é a corrente que circula no indutor, δ_l é o ciclo de trabalho, $V_{dc} = 400$ V é a tensão no barramento CC, V_{grv} é a tensão de excitação ótima do GRV em função da velocidade e do modo de operação, $C_{grv} = 2,25$ mF é a capacitância de saída do AHB e $\mathrm{R}_{eq} = {V_{grv}}^2 \big/ P_{grv} = 72,2\ \Omega$ é a resistência de saída equivalente do conversor.

5.2.5.2 Controle do conversor

Utilizando as Equações (5.3) e (5.4), o controle em malha dupla do conversor bidirecional de interface é mostrado no detalhe E da Figura 5.1. A malha externa regula a tensão no lado do GRV (V_{grv}), enquanto a malha interna regula a corrente no indutor para obtenção da estabilidade. A frequência de chaveamento do conversor é $f_{swi} = 20$ kHz e chaves IGBT são utilizadas. Controladores PI foram projetados por resposta em frequência, de forma análoga à apresentada na Seção (3.2.3), para uma margem de fase de 60°.

Para a malha externa, o controlador atua sobre o erro de tensão $e_{vL} = V_{ref} - V_{grv}$, de forma que a corrente de refência é dada por:

$$I_{refB} = K_{pvL} e_{vL} + K_{ivL} \int e_{vL} dt \tag{5.5}$$

em que $K_{pvL} = 0,7127$ and $K_{ivL} = 175,76$ são os ganhos proporcional e integral projetados do controlador, respectivamente.

Para a malha interna, o controlador atua sobre o erro de corrente $e_{iL} = I_{refB} - I_{LB}$, de forma que o ciclo de trabalho do conversor é obtido como:

$$\delta_L = K_{piL} e_{iL} + K_{iiL} \int e_{iL} dt \tag{5.6}$$

em que $K_{piL} = 0,0086$ e $K_{iiL} = 10,0$ são os ganhos proporcional e integral do controlador PI projetado, respectivamente. Além disso, limita-se o ciclo de trabalho em $0 \leq \delta_L \leq 1$.

Com o projeto adequado do conversor bidirecional, pode-se regular a tensão de excitação do GRV no valor ótimo, enquanto a tensão do barramento CC é mantida constante pelo VSC de interligação com a rede de distribuição. O conversor bidirecional têm ainda um importante papel de filtragem para o barramento CC, como será discutido em detalhes em uma seção posterior.

5.2.6 Conversor fonte de tensão

O conversor fonte de tensão regula a tensão do barramento em 400 V e controla o balanço de potência entre o sistema eólico e a rede de distribuição CA, tal qual ocorre na microrrede CC estudada. A modelagem e projeto dos controladores do VSC foram detalhados na Seção 3.2.1. Um procedimento análogo é adotado para o sistema eólico em análise, comentado a seguir de maneira simplificada.

5.2.6.1 Modelo do VSC

Utilizando a referência síncrona dq, a modelagem do VSC implementado é a mesma dada nas Equações 3.6 a 3.16. O mesmo SRF-PLL mostrado na Figura 3.3 é utilizado na implementação do sistema eólico para obtenção do ângulo de sincronização com a rede elétrica. A capacitância do barramento CC adotada é de $C_{bus} = 2,2$ mF. O filtro indutivo de saída possui indutância $L_f = 10$ mH.

5.2.6.2 Controle do VSC

O controle do VSC é mostrado nos detalhes F e G da Figura 5.1. O SRF-PLL retorna o ângulo θ_s de sincronização com a rede elétrica, o que permite a transformação abc para dq. A malha externa regula a tensão do barramento CC e retorna a potência ativa de referência em função do balanço de tensão no capacitor do barramento. Da potência ativa de referência e do comando da potência reativa, encontram-se as correntes i_{dref} e i_{qref} utilizadas na malha interna. Conforme discutido na Seção 3.2.1, as correntes no eixo d e q são desacopladas. A malha interna retorna o valor do índice de modulação utilizado na modulação SPWM [242].

Novamente, controladores PI foram utilizados para obter erro de regime nulo em ambas as malhas. Os controles foram projetados por resposta em frequência, como apresentado na Seção 3.2.1, para obtenção de margens de fase de 60°. A malha externa de tensão é 10 vezes mais lenta que a malha interna. Os parâmetros dos controladores da malha externa são $K_{pvg} = 0,6530$ e $K_{ivg} = 181,15$. Para a malha interna os valores dos parâmetros são $K_{pig} = 86,50$ and $K_{iig} = 5,01e5$. Chaves IGBT são utilizadas e a frequência de chaveamento do VSC é de $f_{swvsc} = 10$ kHz.

5.3 Otimização do sistema eólico com GRV

Esta seção apresenta o procedimento de otimização do sistema eólico com GRV utilizando o planejamento de experimentos computacionais (PEC). Por se tratar de uma técnica *offline*, primeiro apresenta-se o modelo computacional do GRV utilizado. Em seguida, discute-se o conceito de desempenho ótimo em geradores de relutância variável. Então, a técnica de PEC é discutida com base em trabalhos anteriores desenvolvidos em [191]. Por fim, encontram-se os parâmetros ótimos para sistema eólico com conexão indireta proposto e para o sistema com conexão direta, sem o uso do conversor bidirecional. O objetivo é realizar a comparação experimental entre os dois WECS otimizados com GRV.

5.3.1 Modelo do GRV utilizado

Para utilização do PEC, o modelo computacional do gerador de relutância variável deve ser fiel à dinâmica da máquina real e incorporar as não-linearidades do gerador. Os modelos computacionais obtidos por ensaios experimentais são utilizados por retornarem excelente representatividade [169, 174, 274]. Neste trabalho, utiliza-se a mesma máquina e procedimento experimental para obtenção do modelo do GRV discutido em [217]. O procedimento experimental consiste em um sistema automatizado de alta resolução para realização dos ensaios de caracterização magnética do GRV. Os dados obtidos no ensaio são armazenados em tabelas de busca para uso em simulações computacionais.

Caracteriza-se o comportamento elétrico do GRV pelas curvas de magnetização $\Phi(I, \theta)$. Experimentalmente, as curvas de magnetização são encontradas com o rotor bloqueado, aplicando-se degraus de tensão para diferentes posições do rotor [217]. Esse procedimento é denominado de método direto. Os valores de tensão e corrente elétrica são armazenados. O teste em corrente contínua determina o valor da resistência de fase dos enrolamentos. Com os valores de tensão e corrente obtidas com rotor bloqueado e com a resistência de enrolamento, pode-se determinar o fluxo concatenado por:

$$\Phi(t) = \int_0^t (V_f - R_f i_f) dt \tag{5.7}$$

em que Φ é o fluxo concatenado calculado, V_f e i_f são a tensão e a corrente elétrica em uma fase do GRV, e R_f é a resistência elétrica por fase do enrolamento do estator.

A Figura 5.2 apresenta as curvas de magnetização obtidas experimentalmente para o GRV estudado [217]. Destacam-se as curvas para a posição alinhada e desalinhada do rotor. No total, 200 curvas de magnetização foram obtidas utilizando interpolação dos pontos de teste.

Com as curvas de magnetização experimentais, extraem-se as relações $I(\Phi, \theta)$ e $T(I, \theta)$ mostradas na Figura 5.3. Os pontos das curvas apresentadas são armazenados em tabelas de busca (*lookup tables*), conforme procedimento descrito em [217]. A Figura

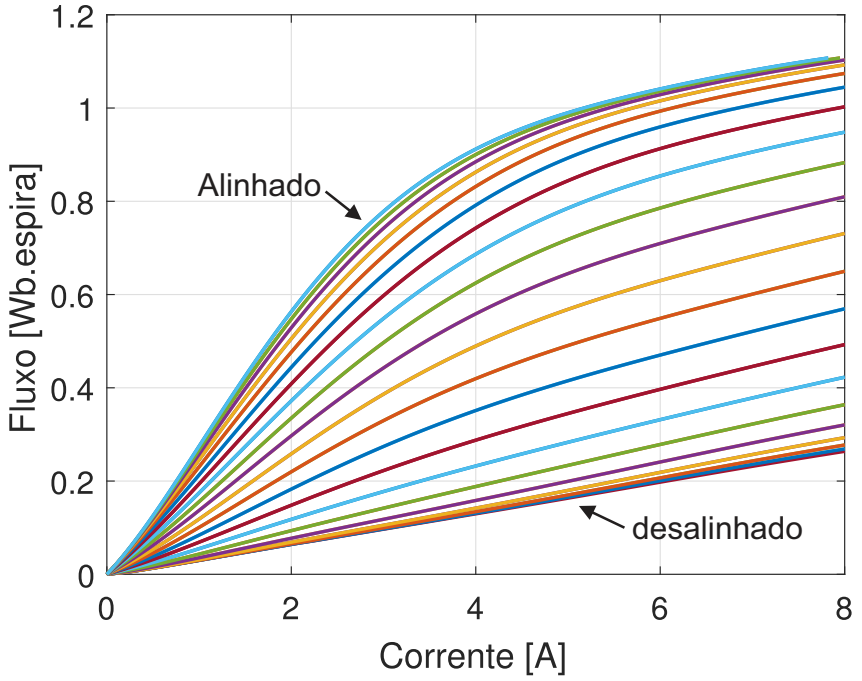


Figura 5.2: Curvas de magnetização obtidas para o GRV utilizado [191, 217].

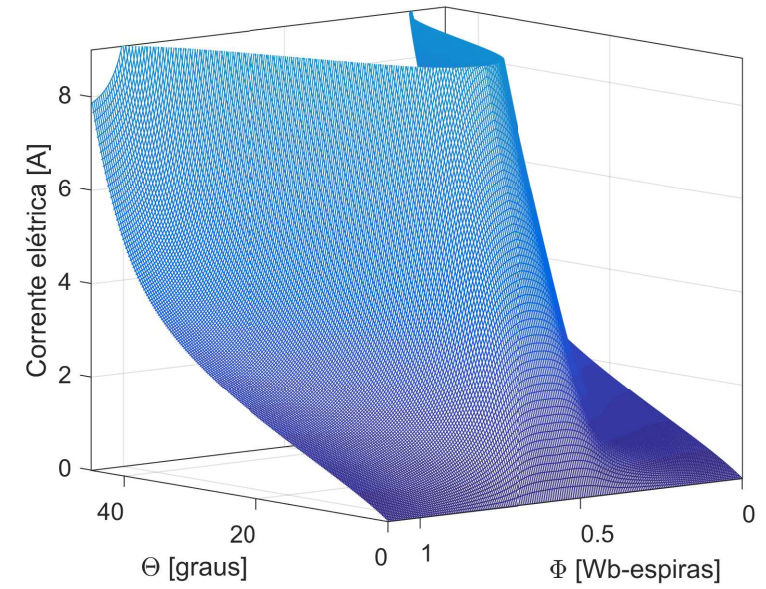
5.3(a) mostra a relação da corrente de fase do GRV em função do fluxo concatenado e da posição angular do rotor. O valor da corrente máxima deve ser limitado para evitar pontos de saturação não representados pelo modelo. A Figura 5.3(b) mostra a relação do torque eletromagnético em função do fluxo e da posição do rotor. Destaca-se que o modelo obtido abrange tanto a operação como motor (torque positivo), quanto como gerador (torque negativo).

Por fim, completa-se o modelo do GRV por fase com a equação dinâmica que representa o comportamento mecânico da máquina:

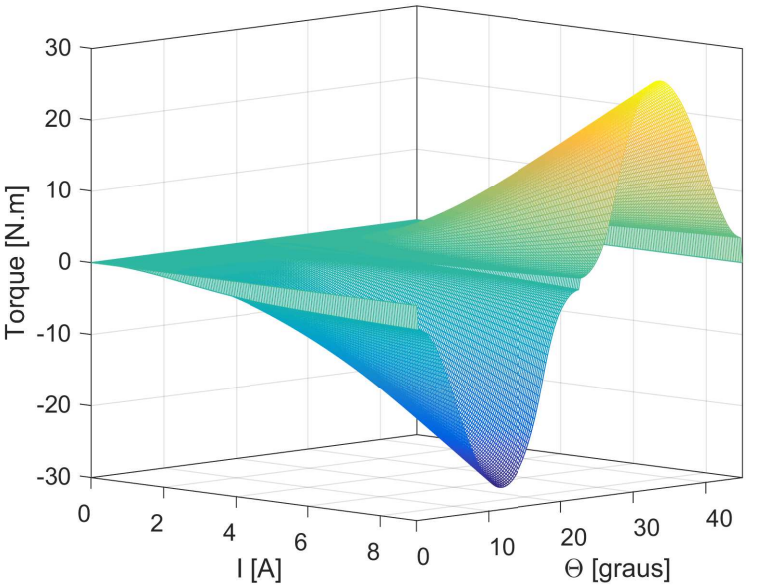
$$T_m = T_e + B_v\omega + J\frac{d\omega}{dt} \tag{5.8}$$

em que T_m é o torque mecânico no rotor, T_e é o torque eletromagnético, B_v é a constante de atrito viscoso, e J é o momento de inércia.

As Equações (5.7) e (5.8), em conjuto com as tabelas de busca apresentadas na Figura 5.3, completam o modelo por fase do GRV. A implementação desse modelo no programa *Matlab/Simulink* é mostrada na Figura 5.4. A tensão de fase do GRV é subtraída da queda de tensão nos enrolamentos do estator. O fluxo concatenado é obtido da integral da tensão resultante. Com o fluxo e a posição angular do rotor, determina-se a corrente elétrica de fase do GRV utilizando a tabela de busca $I(\Phi, \theta)$. Com a corrente resultante e com a posição angular, determina-se o torque instantâneo por fase utilizando a tabela $T(I, \theta)$. A soma dos torques em cada fase determina o torque eletromagnético total do GRV. Por fim, o comportamento mecânico do GRV é introduzido para obtenção



(a)



(b)

Figura 5.3: Dados das tabelas de busca do modelo da MRV: a) $I(\Phi, \theta)$; b) $T(I, \theta)$ [191, 217].

da velocidade e posição angular do rotor utilizada para realimentação do modelo.

A Tabela 5.1 apresenta os parâmetros do modelo do gerador de relutância variável utilizados no procedimento de otimização.

A seguir, discute-se o conceito de desempenho ótimo do GRV para justificar o procedimento de otimização empregando o planejamento de experimentos computacionais adotado.

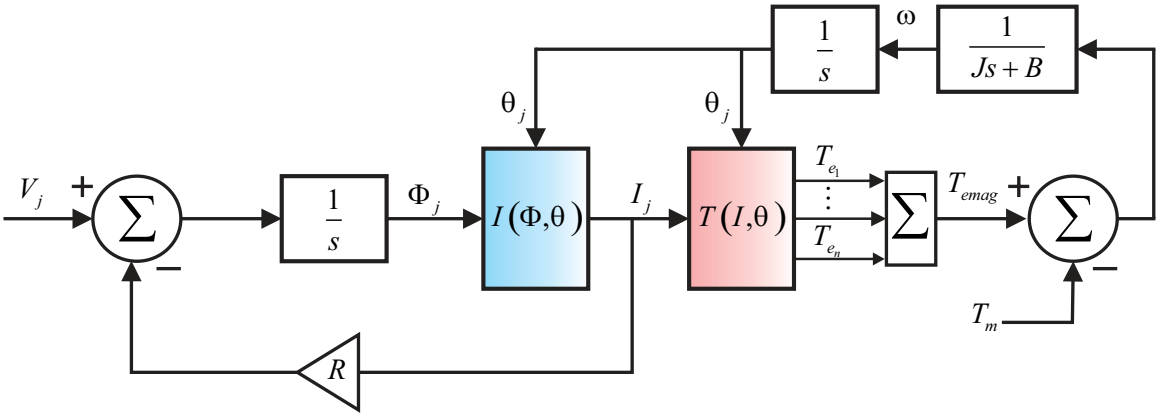


Figura 5.4: Esquema do modelo utilizado para uma fase do GRV [191].

Tabela 5.1: Parâmetros do GRV utilizado [191].

Parâmetro	Valor
Potência nominal (P_{nom})	2 kW
Velocidade nominal (ω_{nom})	1500 rpm
Número de fases (N_F)	3
Número de polos (N_s/N_r)	12/8
Resistência do enrolamento (R)	4,52 Ω
Fluxo magnético máximo (Φ_{max})	1,1074 $Wb.esp$
Corrente máxima (I_{max})	8 A
Momento de inércia (J)	0,004 $Kg.m^2$

5.3.2 Desempenho ótimo do GRV

O desempenho do gerador de relutância variável é definido pela eficiência do gerador e pela ondulação de torque eletromagnético. Um desempenho satisfatório é dado por alta eficiência e baixa ondulação de torque. A eficiência do GRV depende basicamente das perdas elétricas, principalmente as perdas no cobre do estator e no núcleo ferromagnético. A ondulação de torque eletromagnético, por sua vez, causa problemas de estresse mecânico e ruído indesejáveis, devendo ser mitigada.

Para investigação da eficiência do GRV em um modelo computacional, adota-se o seguinte procedimento. A relação entre as perdas no cobre do estator e a corrente elétrica do GRV é dada por:

$$P_{Cu} = N_f R I^2{}_{rms} \tag{5.9}$$

em que P_{Cu} é a potência dissipada no cobre do estator por efeito Joule, N_f é o número de fases do GRV, e I_{rms} é a corrente rms do gerador.

As perdas no núcleo ferromagnético são estimadas pela equação de Steinmetz, dada por:

$$P_{Fe} = c_h f_{st} B^{a+bB} + c_e \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 \tag{5.10}$$

em que f_{st} é a frequência de passo do GRV, c_h é o coeficiente de histerese, c_e é o coeficiente de perdas por correntes parasitas, a e b são coeficientes determinados pelas curvas de perdas, e B é a densidade do fluxo [194, 196].

Portanto, verifica-se que as perdas no cobre dependem essencialmente da corrente I_{rms} do GRV. Além disso, as perdas no núcleo do GRV dependem de maneira prioritária do valor de pico do fluxo concatenado Φ_{max}. A redução das perdas no cobre e das perdas no núcleo significa o aumento da eficiência do sistema eólico com GRV.

A ondulação do torque eletromagnético é afetada principalmente pelo intervalo de condução de corrente e a posição relativa entre as fases do GRV. O cálculo da ondulação de torque é dado por:

$$T_{ripple} = \frac{T_{\max} - T_{\min}}{T_{avg}} \tag{5.11}$$

em que T_{ripple} é a ondulação de torque, $T_{\max}$ e $T_{\min}$ são os torques máximo e mínimo, respectivamente, e T_{avg} é o torque médio calculado em um período de passo do gerador.

As três variáveis principais do gerador de relutância variável, I_{rms}, Φ_{max} e T_{ripple}, são utilizadas no procedimento de otimização multiobjetivo para melhoria de desempenho do sistema eólico estudado.

5.3.3 Parâmetros de controle

A potência de saída do GRV é influenciada pelos ângulos de acionamento, pela tensão no elo CC e pela velocidade de operação. Embora não seja possível determinar uma expressão analítica precisa para a potência de saída do GRV envolvendo esses termos, uma expressão aproximada, deduzida em [159], é dada por:

$$P_o = \frac{N_s \times N_r \times {V_{grv}}^2}{\omega} \left(\int_{\theta_{on}}^{\theta_{off}} \frac{(\theta - \theta_{on})\, d\theta}{L(\theta)} - \int_{\theta_{off}}^{\theta_e} \frac{(\theta_{off} - \theta_{on} - \theta)\, d\theta}{L(\theta)} \right) \tag{5.12}$$

em que P_o é a potência elétrica de saída em função dos parâmetros de acionamento, N_s e N_r são o número de polos do estator e do rotor, respectivamente, V_{grv} é a tensão no elo CC, θ é a posição angular do rotor, $L(\theta)$ é a indutância em função da posição angular, e ω é a velocidade mecânica de operação.

Diferentes escolhas para os ângulos de ativação θ_{on} e θ_{off} e para a tensão V_{grv},

em uma dada velocidade ω, podem produzir a mesma potência de saída. A escolha desses parâmetros é crucial para o desempenho do gerador, o qual é caracterizado por um balanço adequado entre eficiência e ondulação de torque eletromagnético. Entretanto, esses dois objetivos são conflitantes quando se utilizam os métodos de controle convencionais, como demonstrado em [161, 191, 219, 220]. Assim, a melhoria da eficiência resulta em um aumento da ondulação de torque, ao passo que a redução dessa ondulação prejudica a eficiência da máquina. Trata-se, portanto, de um problema de otimização multiobjetivo. A técnica de planejamento de experimentos computacionais é utilizada nesta pesquisa para determinação e resolução desse problema multiobjetivo, como discutido a seguir.

5.3.4 Planejamento de experimentos computacionais

Os experimentos físicos podem ser inviáveis devido ao custo ou impraticabilidade operacional. No caso do gerador de relutância variável, a determinação experimental dos parâmetros ótimos de controle por testes em bancada é impraticável. Isso decorre da necessidade de inúmeros experimentos devido à quantidade de parâmetros e condições a serem testadas. A técnica de planejamentos de experimentos computacionais é utilizada para modelar fenômenos físicos por meio de simulações utilizando um metamodelo do tipo [275, 276]:

$$y = f\left(x\right), x = \left(x_1, ..., x_s\right) \in T \tag{5.13}$$

em que x corresponde às variáveis de entrada, y é a variável de saída, f é a função obtida, que pode não ser analítica e T é o espaço das variáveis de entrada.

O método de planejamento de experimentos computacionais aplicado em [191] para determinação dos parâmetros de controle do gerador de relutância variável é composto de três etapas básicas: preenchimento de espaço, determinação da superfície de resposta, e método de otimização. Cada etapa mencionada é discutida a seguir.

5.3.4.1 Preenchimento de espaço

Projetos por preenchimento de espaço (*space-filling*) são apropriados para modelos computacionais determinísticos. Os pontos de simulação são espalhados de forma estatística, com o objetivo de obter uniformidade na região de experimentação [277]. Para uma região experimental genérica s-dimensional em um cubo unitário $C^s = [0, 1]^s$, se n é o número total de amostras, o projeto por preenchimento de espaços denominado $D_n = \{x_1, ..., x_n\}$, em que $x_i \in C^s$, deve ser tal que o desvio, $Dev(x; f, g) = f(x) - g(x)$, seja o menor possível $\forall x \in C^s$, sendo $y = f(x)$ o modelo físico real e $y = g(x)$ o metamodelo computacional. O projeto de preenchimento de espaço por hipercubo latino (LHS) é adotado por garantir uma redução significativa nos pontos de teste.

O LHS faz um amostragem estocástica dividindo o domínio C^s de cada x_k em estratos iguais com probabilidade marginal de $1/n$. Toma-se uma amostra de cada estrato. O projeto LHS resultante é uma matriz $n \times s$, em que cada coluna é uma permutação aleatória em $\{1, 2, ..., n\}$, sendo n o número de ensaios e s o número de variáveis [276]. Outros métodos de preenchimento de espaços que podem ser aplicados são o OFAT (*one factor at time*) e variações otimizadas do LHS, como os projeto *maximin* ou por correlação mínima(*minimum correlation*).

5.3.4.2 Superfície de resposta

Após a seleção dos pontos a serem testados, constrói-se o metamodelo descrevendo as relações empíricas entre as entradas e a saída desejada. Para construir o metamodelo, utiliza-se a regressão dos dados sem erros aleatórios denominado modelo de superfície de resposta. Um superfície polinomial completa de terceira ordem é utilizada para a otimização do GRV devido á boa relação entre esforço computacional e precisão do modelo. Essa superfície de resposta é dada por:

$$f(x) = a_0 + \sum_{i=1}^{N} a_i x_i + \sum_{i=1}^{N} \sum_{j \geq i}^{N} a_{ij} x_i x_j + \sum_{i=1}^{N} \sum_{j \geq i}^{N} \sum_{k \geq i}^{N} a_{ijk} x_i x_j x_k + \varepsilon \quad (5.14)$$

em que a_0, a_i, a_{ij} e a_{ijk} são os coeficientes da regressão, e ε é o erro observado na resposta $f(x)$ [275].

O método dos mínimos quadrados permite encontrar os coeficientes da regressão. Seja $\hat{B} = \{B_0(x), \ldots B_L(x)\}$ o campo de funções base definidos no domínio experimental, $\hat{y} = \{y_1, \ldots, y_n\}$ são as saídas, $\{x_1, \ldots, x_n\}$ são as entradas, faz-se:

$$\sum_{i=1}^{n} \left\{ y_i - \sum_{j=0}^{L} B_j\left(x_i\right) \beta_j \right\}^2 = \left\| \hat{y} - \hat{B}\hat{\beta} \right\|^2 \quad (5.15)$$

o qual resulta em estimadores dos mínimos quadrados do tipo $\hat{\beta} = (B'B)^{-1}B'y$. Tomando L suficientemente grande, a interpolação resulta em $y = \hat{B}\hat{\beta}$ [275]. Destaca-se que o número de coeficientes é determinado pela ordem da superfície, o que reforça a escolha por superfícies de ordem igual ou inferior a três. Outros métodos de obtenção da superfície de resposta são o modelo utilizando curvas *spline*, modelo *Kriging* gaussiano, ou ainda técnicas de inteligência artificial como as redes neurais.

5.3.4.3 Método de otimização

Com o metamodelo construído e avaliado estatisticamente, define-se o problema de otimização como: *Encontrar* $X = \{x_1, x_2, \ldots, x_n\}$ *que minimiza* $f(X)$*, sujeita às restrições impostas* $g_j(X) = 0$ *e* $l_j(X) < 0$. Em que X é um vetor n-dimensional chamado de vetor

de projeto, $f(X)$ é a função objetivo (ou função custo) a ser minimizada, e $g_j(X)$ e $l_j(X)$ são restrições de igualdade e desigualdade, respectivamente.

Em problemas de otimização multiobjetivo, tal qual a otimização dos parâmetros de controle do GRV, mais de um objetivo conflitantes são considerados. Portanto, adota-se a função custo multiobjetivo como uma combinação $f(X)$ linear das funções conflitantes, de maneira que:

$$\min f(X) = \sum_{i=1}^{N} \alpha_i f_i(X) \tag{5.16}$$

sendo $f_i(X)$ uma função objetivo conflitante, e α_i são fatores de peso relacionando uma função objetivo as demais.

Uma vez que a função multiobjetivo a ser minimizada é definida, diversas técnicas numéricas podem ser empregadas para determinação do mínimo dessa função. O método do ponto interior (*interior point method* - IPM) é apropriado para solução de problemas computacionais não-lineares de otimização [278]. No IPM, para encontrar o mínimo da função desejada, utiliza-se uma barreira logarítmica de aproximação construindo uma função $\Phi(x, \mu)$, tal que:

$$\Phi(x, \mu) = f_o(x) - \mu \sum_{i=1}^{m} \log\left(-f_i(x)\right) \tag{5.17}$$

em que μ é um parâmetro de penalidade, o qual é escolhido com valor mínimo pra pontos distantes dos limites de restrições e máximo próximo a esses limites.

Encontra-se o ponto de mínimo da função objetivo por meio da resolução computacional das equações derivadas parciais:

$$\nabla\Phi(x) = \sum_{i=1}^{m} \frac{1}{-f_i(x)} \nabla f_i(x) \tag{5.18}$$

$$\nabla^2\Phi(x) = \sum_{i=1}^{m} \frac{1}{f_i(x)^2} \nabla f_i(x) \nabla f_i(x)^T + \sum_{i=1}^{m} \frac{1}{-f_i(x)} \nabla^2 f_i(x) \tag{5.19}$$

em que os operadores ∇ e ∇^2 retornam o gradiente e a matriz hessiana, respectivamente [278].

O método IPM é nativo de grande parte dos programas de cálculo numérico, como o *Matlab*, o que facilita a implementação do algoritmo de otimização. Por isso, o IPM é adotado no procedimento desenvolvido nesta tese. Técnicas clássicas como o método de Newton e o *Simplex* também podem ser empregadas. Por fim, técnicas heurísticas modernas como os algoritmos genéticos e a otimização por enxame de partículas são outras candidatas potenciais para a solução do problema de otimização.

5.3.5 Algoritmo proposto

Os parâmetros ótimos de controle do GRV foram obtidos utilizando a técnica de planejamento de experimentos computacionais descrita, cujo processo é detalhado em [191]. O modelo da máquina de relutância variável foi obtido por meio dos testes de caracterização realizados em [175]. A otimização multiobjetivo é realizada para retornar o balanço entre a melhoria da eficiência do gerador e a redução da ondulação do torque eletromagnético. As operações por histerese de corrente e por pulso único de tensão foram consideradas. Para efeito de comparação, o procedimento de otimização foi realizado para dois sistemas eólicos com GRV. No primeiro, a tensão ótima de excitação do GRV é incluída e o conversor CC-CC bidirecional é inserido como apresentado na Figura 5.1, caracterizando assim uma conexão indireta com conversor de interface. O segundo sistema otimizado é a conexão direta do GRV, sem conversor de interface, com a tensão de excitação do gerador mantida constante em 400 V (valor da tensão do barramento CC).

Para realização do procedimento, utilizou-se o programa de computador *DCE-SRG optimization tool*, produzido pelo autor desta tese, e elaborado na plataforma de desenvolvimento de aplicativos *Guide-Matlab* (Registro INPI Nº: BR512019002154-1). Fotos ilustrativas da ferramenta computacional produzida são agrupadas na Figura 5.5. O programa utilizado recebe todos os dados para a simulação do sistema eólico com GRV no *Simulink*, realiza o algoritmo de planejamento de experimentos computacionais de forma automatizada, e retorna as tabelas de busca com os parâmetros de controle ótimos do GRV para toda a faixa de velocidade testada.

Como mostrado nos detalhes A e B da Figura 5.1, para o controle por histerese, o controlador de potência retorna a corrente de referência I_{ref}. Nesse caso, os ângulos de acionamento θ_{on} e θ_{off}, e a tensão de excitação V_{grv} são adotados como parâmetros de controle a serem otimizados. Para a operação por pulso único de tensão, o controlador de potência retorna o ângulo de desligamento, θ_{off}, enquanto os parâmetros de controle são o ângulo θ_{on} e a tensão V_{grv}. O algoritmo implementado para realização da otimização de ambos os sistemas eólicos com GRV é apresentado na Figura 5.6. Esse algoritmo é o mesmo para o sistema com conversor de interface e para o sistema diretamente conectado. A diferença no procedimento de otimização é que, para o caso sem o uso do conversor de interface, a tensão $V_{grv} = 400$ V não é modificada nos testes. O procedimento implementado é descrito a seguir.

O algoritmo é iniciado com o carregamento dos dados de simulação e definição da velocidade inicial de teste. Para cada velocidade, define-se o modo de acionamento do GRV (histerese ou pulso único). Para um GRV 12/8, a posição alinhada é definida como ângulo de referência, de forma que $0^o \rightarrow 45^o$. Portanto, a posição de total desalinhamento ocorre em $\theta = 22,5^o$. Para evitar o avanço do ângulo de desligamento na operação como motor, limita-se $\theta_{off} = 21^o$. Os espaços de projetos (*design space*-DS) definidos para os

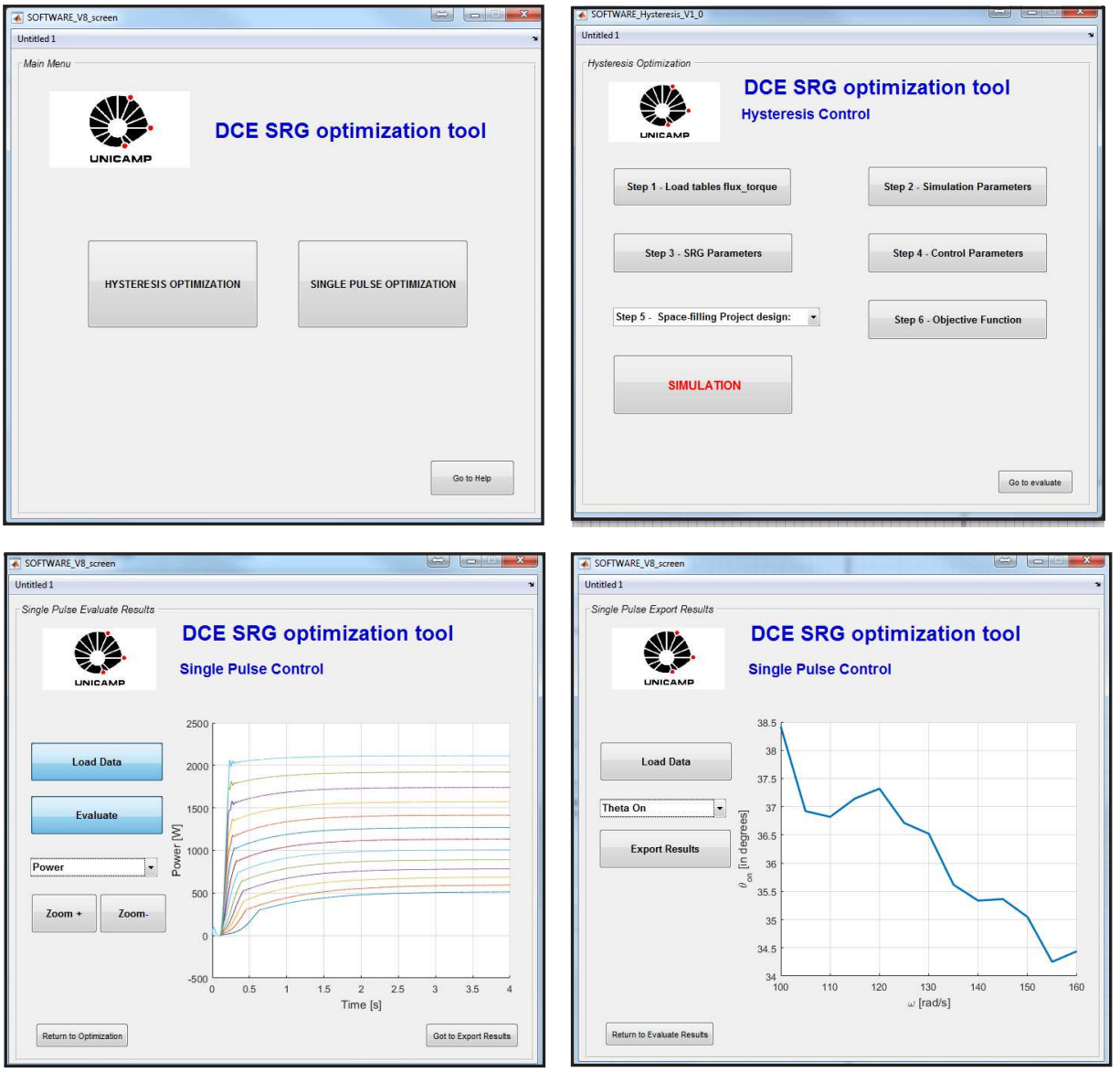


Figura 5.5: Programa *DCE-SRG optimization tool* desenvolvido para realização do planejamento de experimentos computacionais com GRV. Número do registro de *software*: BR512019002154-1.

modos de acionamento por histerese e pulso único são dados, respectivamente, por:

$$\textbf{DS-Histerese } [D]_{n\times 3}\Big|_{\omega}: \begin{cases} 5^o \leq \theta_{off} \leq 21^o \\ 30^o \leq \theta_{on} \leq 50^o \\ 200 \leq V_{grv} \leq 380\ V \\ 600 \leq \omega \leq 950\ rpm \\ 0 \leq P_{grv} \leq 512\ W \end{cases}$$

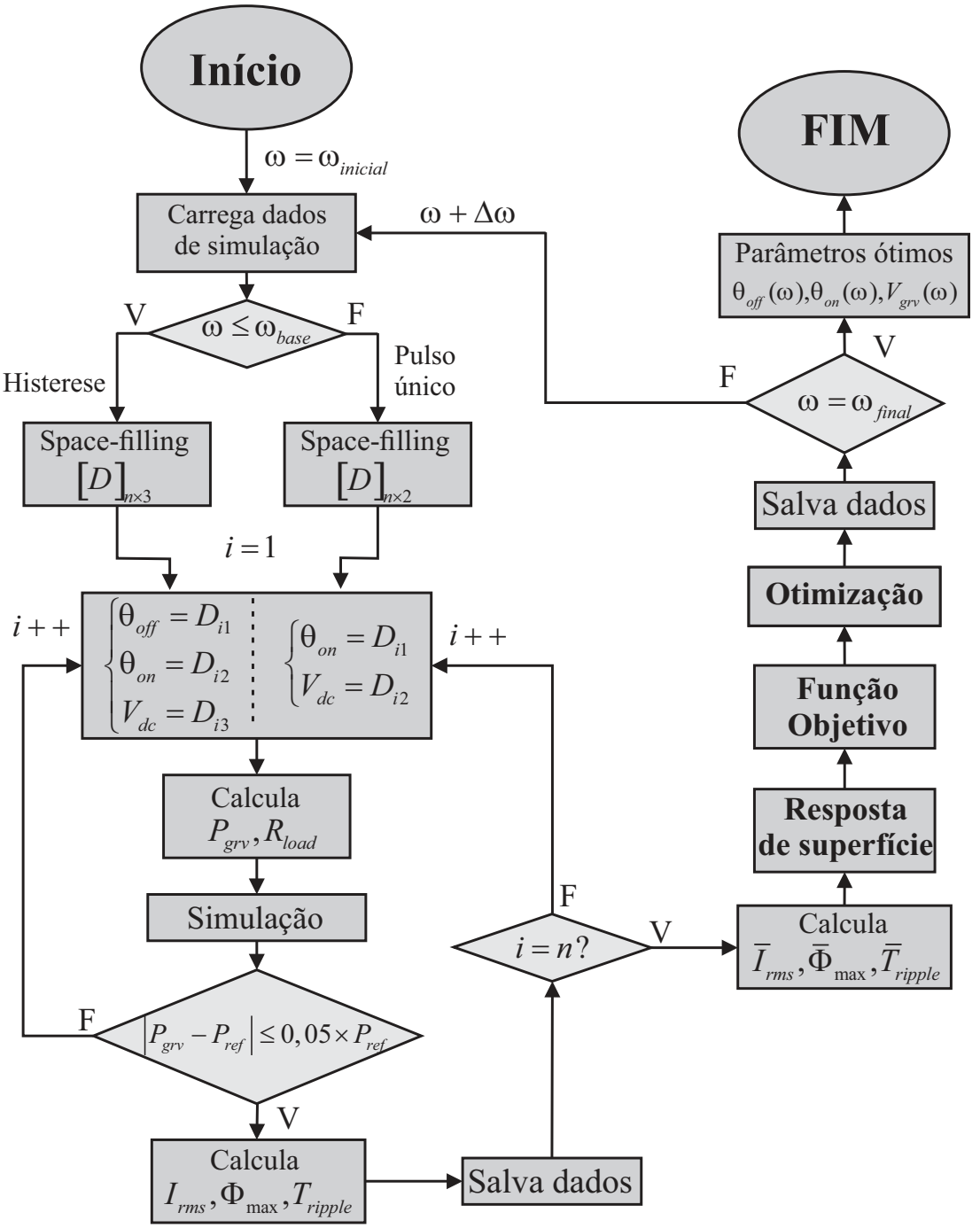


Figura 5.6: Algoritmo de otimização para os sistemas eólicos com GRV utilizando planejamento de experimentos computacionais

$$\textbf{DS-Pulso único } [D]_{n\times 2}\Big|_{\omega}: \begin{cases} 25^o \le \theta_{on} \le 50^o \\ 200 \le V_{dc} \le 380\ V \\ 950 \le \omega \le 1500\ rpm \\ 400 \le P_{grv} \le 2000\ W \end{cases}$$

Para ambos os modos de acionamento, adotou-se um preenchimento de espaços LHS-*maximin* utilizando $n = 200$ pontos, $\Delta\omega = 50$ rpm. Os dados do preenchimento

de espaços são enviados ao *Simulink*, onde o modelo da máquina com controle direto de potência é implementado para cada terno $D(\theta_{off}, \theta_{on}, V_{grv})$ no modo de acionamento por histerese; ou par $D(\theta_{on}, V_{grv})$, no acionamento por pulso único. A máxima potência do GRV é definida com base na velocidade de referência. Uma carga variável R_{load} é inserida para absorver a potência ótima em cada teste. Em seguida, realiza-se a simulação. Caso a potência obtida tenha erro máximo de até 5% da potência de referência, então os dados desse teste são armazenados em vetores. Caso contrário, testa-se outro ponto de operação. Os dados armazenados em vetores são a corrente eficaz, I_{rms}, o pico do fluxo concatenado, Φ_{max}, e a ondulação do torque eletromagnético, T_{ripple}.

Após o armazenamento dos dados para todos os pontos dentro do espaço de projeto, encontra-se os valores normalizados referentes a velocidade de teste. A normalização é obtida dividindo cada vetor armazenado pelo maior valor no teste. Em seguida, monta-se uma superfície de resposta polinomial de terceira ordem para cada vetor normalizado. Então, encontra-se a função multiobjetivo a ser minimizada para cada velocidade de teste, de forma que:

$$\begin{aligned} min(f_c|^{\omega}) = \alpha_1 \overline{I}_{rms}(\theta_{off}, \theta_{on}, V_{dc}) + \alpha_2 \overline{\Phi}_{\max}(\theta_{off}, \theta_{on}, V_{dc}) \\ + \alpha_3 \overline{T}_{ripple}(\theta_{off}, \theta_{on}, V_{dc}) \end{aligned} \tag{5.20}$$

em que $\bar{I}_{rms}$ é o valor normalizado do vetor de corrente eficaz, o qual minimiza as perdas no cobre; $\bar{\Phi}_{\max}$ é o vetor normalizado do pico do fluxo concatenado, o qual minimiza as perdas no núcleo, e $\bar{T}_{ripple}$ é o vetor normalizado da ondulação do torque eletromagnético. Os parâmetros α_1, α_2, α_3 são os fatores de ponderação da função multiobjetivo.

Os fatores de ponderação α_1, α_2, α_3 são definidos de maneira diferente para os modos de operação por histerese e pulso único. Para baixas velocidades, definem-se $\alpha_1 = 0.333$, $\alpha_2 = 0,333$ e $\alpha_3 = 0,333$, de forma que tanto o aumento da eficiência quanto a redução da ondulação de torque são priorizadas. Em altas velocidades, contudo, as perdas no núcleo do gerador tendem a ser mais elevadas. Portanto, o vetor de pico do fluxo concatenado é priorizado na otimização. Nesse caso definem-se $\alpha_1 = 0,25$, $\alpha_2 = 0,5$ and $\alpha_3 = 0,25$. Uma vez construída a superfície de resposta, o mínimo da função multiobjetivo é obtido utilizando o método do ponto interior.

Findado o processo de otimização, os parâmetros ótimos de controle do GRV, θ_{on}, θ_{off}, e V_{grv} são armazenados para a velocidade do rotor em teste. O algoritmo segue com a incrementação da velocidade de teste e o procedimento é repetido. Quando a velocidade máxima de 1500 rpm é atingida, os dados finais são armazenados em tabelas de busca em função da velocidade de operação e o processo é encerrado. O tempo total do procedimento realizado foi de 2h:53 min para cada um dos sistemas eólicos testados. O computador pessoal utilizado possui processador i7-8000 CPU 3.7 GHz, 16 GB RAM, SSD 256 GB.

5.3.6 Resultados da otimização

Os parâmetros ótimos obtidos para os sistemas eólicos com GRV testados são apresentados na Figura 5.7. Realiza-se uma comparação entre o WECS com GRV diretamente conectado, sem conversor de interface e com tensão de excitação constante, e o sistema com conversor de interface e tensão de excitação variável proposto. A Figura 5.7(a) mostra os ângulos de ligação (θ_{on}) obtidos para toda a faixa de velocidades do GRV. A Figura 5.7(b) mostra os ângulos de desligamento (θ_{off}). O ângulo de desligamento é apresentado apenas até a velocidade de base (957 rpm), uma vez que na operação por pulso único esse parâmetro passa a ser obtido pelo controlador de potência. A Figura 5.7(c) mostra a tensão de excitação ótima do GRV. Destaca-se que a otimização do sistema diretamente conectado mantém a tensão fixa em 400 V, enquanto o sistema com conversor de interface proposto regula a tensão de excitação do GRV em função da velocidade de operação.

Finalmente, uma vez que ambos os sistemas eólicos foram otimizados para atingir o melhor balanço entre alta eficiência e baixa ondulação de torque eletromagnético, faz-se uma avaliação comparativa entre os sistemas estudados. Essa comparação é realizada pelo valor da função custo obtida para toda a faixa de velocidade de operação do GRV, como mostrado na Figura 5.7(d). A função custo avaliada, dada na Equação (5.20), é normalizada na faixa de operação para permitir a investigação comparativa entre os sistemas. O objetivo da otimização é encontrar o mínimo da função custo implementada. Portanto, valores menores da função custo indicam melhor desempenho do sistema eólico com GRV. Da Figura 5.7(d), pode-se notar que a função custo normalizada do sistema com conversor de interface retorna o menor valor em baixas velocidades (operação por histerese). Percebe-se que na velocidade de base (957 rpm), ambos os sistemas retornam o mesmo valor da função custo, assim o desempenho é considerado equivalente. Para altas velocidades (operação por pulso único), o sistema com conversor de interface retorna desempenho superior próximo a velocidade de base. Próximo da velocidade nominal (1500 rpm), os sistemas voltam a ter desempenho equivalente. Portanto, da análise da função custo realizada, conclui-se que a proposta de uso do conversor bidirecional de interface, com regulação da tensão de excitação do GRV, retorna sempre o melhor desempenho ou equivalente quando comparado ao sistema convencional diretamente conectado.

Os dados apresentados na Figura 5.7 são armazenados em tabelas de busca para uso nos experimentos. Vale ressaltar que o uso do conversor CC-CC bidirecional aumenta o custo e reduz a eficiência do sistema. Contudo, o objetivo da proposta é mostrar que, caso o conversor bidirecional seja necessário, como em aplicações em microrredes CC, então a proposta de controle da tensão de excitação do GRV retorna desempenho equivalente ou superior ao sistema com conexão direta, a menos das perdas do conversor extra. Uma outra vantagem da conexão indireta é a característica de filtragem que o conversor de interface insere no sistema eólico, como será discutido na próxima seção.

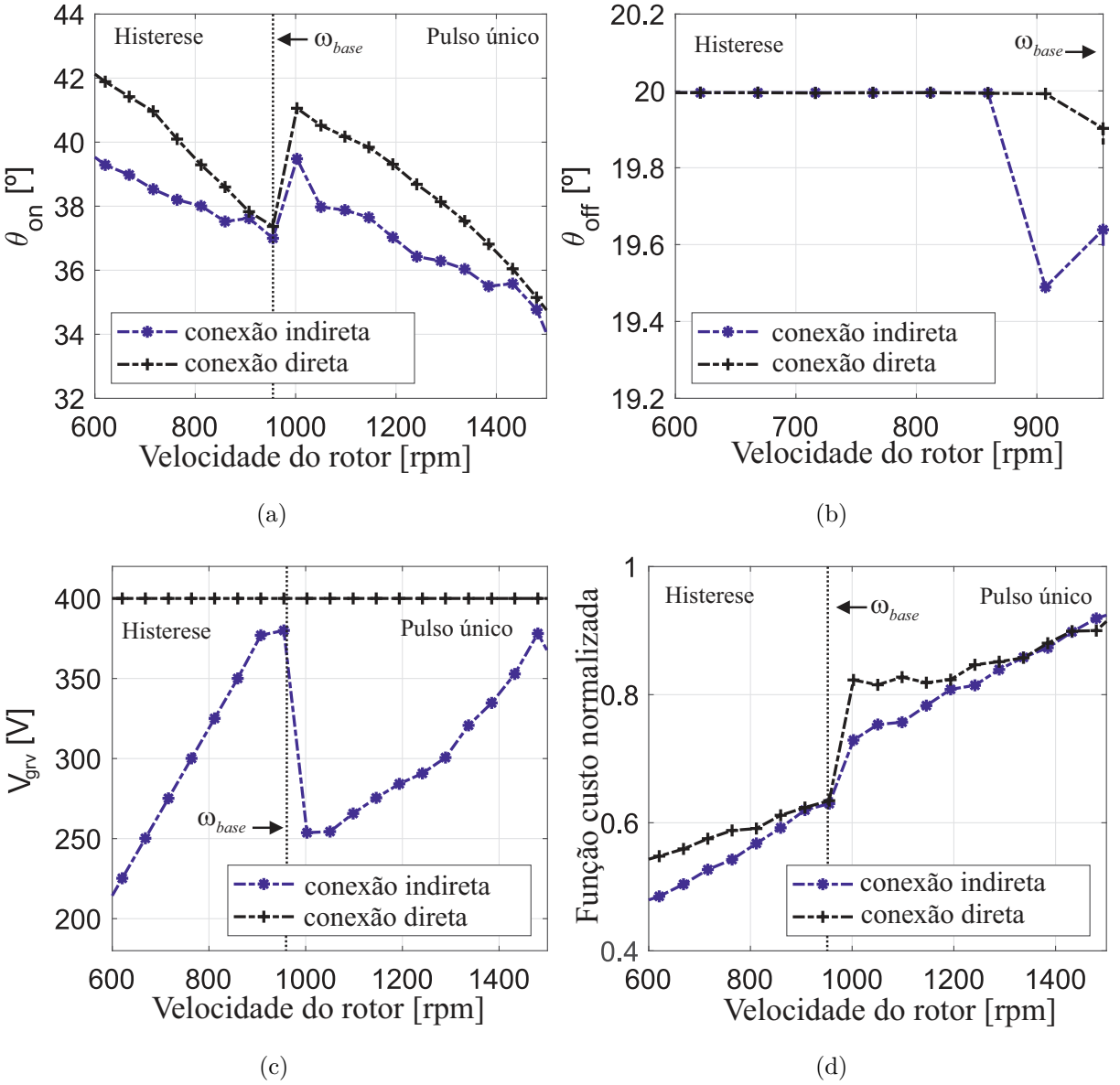


Figura 5.7: Parâmetros ótimos de controle para os sistemas eólicos com GRV com e sem o uso do conversor de interface. a) angulo de ligação, θ_{on}; b) angulo de desligamento, θ_{off}; c) tensão de excitação do GRV, V_{grv}; d) avaliação da função custo.

5.4 Melhoria na qualidade de energia

Nesta seção, mostra-se que o conversor de interface utilizado para regular a tensão de excitação do GRV adiciona uma característica de filtragem ativa para a ondulação de tensão no barramento CC. Como vantagem dessa característica, a qualidade da energia injetada na rede de distribuição é melhorada em comparação com um sistema eólico diretamente conectado. Discutem-se o princípio da ondulação de tensão de saída do gerador de relutância variável, o efeito dessa ondulação de tensão no barramento CC sobre a corrente elétrica injetada na rede, a característica de filtragem do conversor de interface e, por fim, o projeto adequado do conversor para melhoria da qualidade da energia do sistema eólico

com GRV.

5.4.1 Ondulação de tensão de saída do GRV

A ondulação na tensão de saída do gerador de relutância variável é causada principalmente pela ativação sequenciada das fases. Nos momentos entre o desligamento de uma fase e a ativação da fase subsequente, o capacitor do conversor AHB descarrega momentaneamente, causando ondulações periódicas na tensão do capacitor, como mostrado na Figura 5.8.

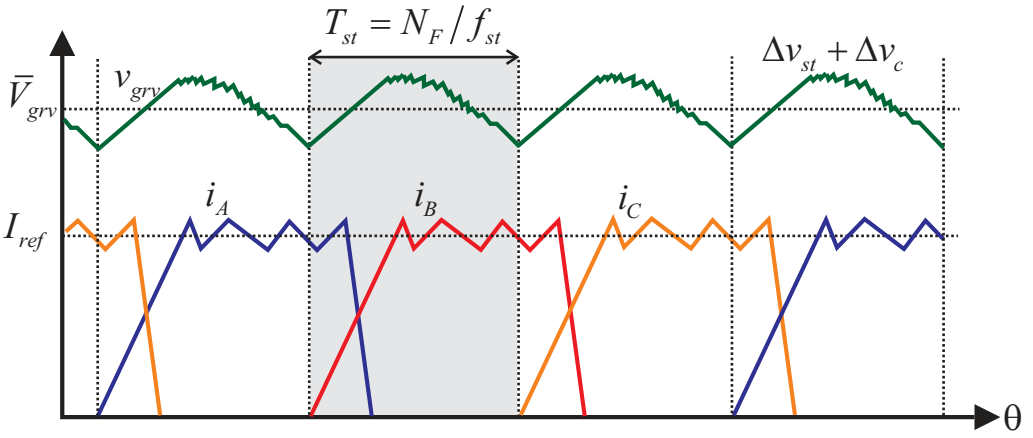


Figura 5.8: Representação da ondulação de tensão de saída do GRV. Figura ilustrativa, não representa as variáveis em escala.

Na Figura 5.8, T_{st} é o período de passo do gerador, definido como o intervalo entre a ativação de duas fases. A ondulação da tensão de saída depende desse intervalo, bem como do número de fases da máquina. Pode-se descrever a tensão de saída do GRV em função de três componentes principais, de forma que:

$$v_{grv} = \bar{V}_{grv} + \Delta v_{fst} + \Delta v_c \tag{5.21}$$

em que v_{grv} é a tensão de saída do GRV, $\bar{V}_{grv}$ é o valor médio da tensão, Δv_{st} é a ondulação dada na frequência de passo da máquina (e consequentes harmônicas), e Δv_c é a ondulação de tensão em altas frequências.

Das três componentes de tensão descritas, o valor da tensão média ($\bar{V}_{grv}$) de saída do conversor AHB é determinado pela tensão de excitação utilizada no GRV. A componente de altas frequências (Δv_c) ocorre devido ao acionamento das chaves do conversor. Essa componente é significativa e variável na operação por histerese devido à comutação das chaves, e ausente na operação por pulso único para uma mesma tensão de excitação. A tensão de saída do GRV contém ainda a ondulação (Δv_{st}) com frequências múltiplas da frequência de passo da máquina, dada por:

$$f_{st} = hN_F \left(\frac{\omega N_r}{2\pi}\right), \ (h = 1, 2, 3...) \tag{5.22}$$

em que f_{st} é um múltiplo da frequência de passo do GRV, h é a ordem da harmônica, N_F é o número de fases da máquina, N_r é o número de polos do rotor, ω é a velocidade angular do GRV.

Portanto, a ondulação da tensão do GRV em função do período de passo, Δv_{st}, depende da velocidade de operação do gerador. O aumento do número de fases da máquina aumenta a frequência de ondulação, o que facilita o processo de filtragem. Para uma máquina trifásica como a em estudo, o método convencional de filtragem consiste da escolha adequada para a capacitância de saída do conversor AHB. A componente Δv_{st} pode ser aproximada por [197]:

$$\Delta v_{st} \cong \sqrt{\left(\frac{2\bar{V}_{grv} ESR}{R_o}\right)^2 + \left(\frac{\bar{V}_{grv}}{2\pi f_{st} R_o C_{grv}}\right)^2} \tag{5.23}$$

Em que ESR é a resistência série equivalente do capacitor, R_o é a resistência equivalente de saída do conversor AHB, e C_{grv} é a capacitância do conversor.

Para mitigação das componentes de ondulação de tensão, a capacitância do conversor em meia ponte assimétrica pode, então, ser projetada da seguinte forma:

$$C_{grv} = \left(\frac{P_o}{\bar{V}_{grv} \Delta v_{\max}}\right)\left(\frac{1}{2N_F N_r \omega}\right) \tag{5.24}$$

em que P_o é a potência nominal do conversor e $\Delta v_{\max}$ é a máxima ondulação de tensão permitida.

A escolha adequada da capacitância de saída do conversor AHB ajuda a mitigar parte da ondulação de tensão de saída do GRV. Vale destacar que a componente Δv_c é reduzida pela escolha de capacitores com baixa resistência série equivalente (ESR) na frequência de chaveamento [197]. Contudo, a componente de ondulação de tensão Δv_{st} apresenta baixas frequências para baixas velocidades de operação. Portanto, um valor muito elevado da capacitância seria necessário para mitigar a ondulação de tensão de forma eficaz, especialmente em baixas velocidades. O aumento significativo da capacitância aumenta o custo e o volume, além de afetar a estabilidade do sistema, sendo impraticável em aplicações de pequeno porte. Com isso, para um sistema eólico com GRV e conexão direta, parte não desprezível da ondulação de tensão do GRV permanece presente no barramento CC. A seguir, discute-se o efeito dessa ondulação de tensão no barramento CC na qualidade da energia de saída do conversor fonte de tensão.

5.4.2 Efeito sobre a qualidade de energia injetada na rede

Como discutido na subseção anterior, a ondulação de tensão de saída do GRV não é totalmente eliminada com a filtragem do capacitor do conversor AHB. Com isso, em um sistema eólico diretamente conectado, a tensão do barramento CC apresentará ondulação por conta do acionamento do gerador de relutância variável. Além disso, a frequência dessa ondulação será variável em função da velocidade de operação do gerador.

Para verificar o efeito dessa componente de frequência variável na saída do conversor fonte de tensão, sejam $\bar{V}_{dc}$ o valor médio da tensão do barramento CC e $\tilde{v}_{dc}$ uma componente de ondulação assumida senoidal, com valor de pico a_v, na fundamental da frequência de passo ω_{st}, para uma dada velocidade de operação da turbina. Assim, pode-se escrever:

$$v_{dc}(t) = \bar{V}_{dc} + \tilde{v}_{dc} = \bar{V}_{dc} + a_v \cos(\omega_{st} t) \tag{5.25}$$

em que v_{dc} é a tensão do barramento CC no tempo t, considerando o valor médio $\bar{V}_{dc}$, e a ondulação $\tilde{v}_{dc}$ na frequência de passo do GRV.

Como mostrado na Figura 5.1, o erro de tensão é processado por um controlador PI convencional. Esse controlador, na sua forma básica, não atua sobre a oscilação de tensão no barramento CC, uma vez que o PI trabalha com sinais contínuos. Portanto, a componente de ondulação será propagada para a corrente de eixo direto i_d e, consequentemente para a componente de eixo direto do índice de modulação m_d. As componentes em quadraturas não são afetadas devido ao desacoplamento introduzido entre os eixos dq. Com isso, o índice de modulação m_d pode ser escrito no tempo t por:

$$m_d(t) = \bar{M}_d + a_m \cos(\omega_{st} t) \tag{5.26}$$

em que $\bar{M}_d$ é o valor médio do índice de modulação, a_m é a amplitude da ondulação na frequência de passo ω_{st}.

O índice de modulação m_{dq}, por sua vez, é convertido novamente para as coordenadas abc utilizando a transformada $T^{-1}(\theta)$, dada na Equação (3.4). Para o sistema equilibrado trifásico, as componentes em coordenadas abc são simétricas, senoidais, defasadas em 120^o. Portanto, avaliando apenas a componente m_a, tem-se:

$$m_a(t) = m_d \cos(\omega_1 t) - m_q sen(\omega_1 t) \tag{5.27}$$

em que $\omega_1 = 2\pi f_1$ é a frequência angular da rede elétrica de distribuição (60 Hz neste estudo).

Substituindo a Equação (5.26) na Equação (5.27), obtém-se:

$$m_a(t) = \bar{M}_d \cos(\omega_1 t) + a_m \cos(\omega_{st} t)\cos(\omega_1 t) - m_q sen(\omega_1 t) \tag{5.28}$$

Reagrupando os termos e recorrendo ao auxílio de identidades trigonométricas, resulta-se que:

$$m_a(t) = \left[\bar{M}_d \cos(\omega_1 t) - m_q sen(\omega_1 t)\right] + \frac{a_m}{2}\left[\cos(\omega_{st} + \omega_1)t + \cos(\omega_{st} - \omega_1)t\right] \quad (5.29)$$

O primeiro termo da Equação 5.29 representa o índice de modulação obtido caso não houvesse ondulação na tensão do barramento CC. O segundo termo decorre da oscilação da tensão imposta pelo gerador de relutância variável. Do segundo termo, percebe-se que após a aplicação da transformação *dq* para *abc*, a componente original na frequência ω_{st} resulta em duas componentes de frequências $(\omega_{st} + \omega_1)$ e $(\omega_{st} - \omega_1)$. As características do índice de modulação são refletidas na tensão de saída do VSC antes do filtro L e, consequentemente, na corrente elétrica injetada na rede de distribuição.

Expandindo a discussão apresentada para as componentes harmônicas da frequência de passo do gerador de relutância variável, conclui-se que, para o GRV diretamente conectado à rede de distribuição, a tensão de ondulação no barramento CC causa distorções na corrente injetada na rede em:

$$f_h = hf_{st} \pm f_1, \ (h = 1, 2, 3...) \quad (5.30)$$

em que f_h são as componentes de frequência da corrente injetada na rede devidas ao GRV, h é a ordem da harmônica, f_{st} é a frequência de passo do GRV em determinada velocidade, e f_1 é a frequência fundamental da rede elétrica de distribuição.

A distorção na corrente de saída do VSC, causada pela oscilação de tensão do GRV, contribui para a redução da qualidade da energia do sistema eólico conectado à rede de distribuição. A distorção inerente ao gerador de relutância variável muda em função da velocidade de operação da turbina eólica e, portanto, com a velocidade de vento. Essa característica estocástica dificulta a filtragem da componente de distorção, pois é necessário modificar a frequência a ser filtrada a cada mudança na velocidade da turbina. Vale destacar ainda que, a distorção na corrente elétrica injetada na rede por conta da oscilação de tensão de saída do GRV soma-se às distorções causadas pelo desalinhamento mecânico no eixo da máquina, além do conteúdo harmônico da própria rede de distribuição. Essas três componentes são as principais causas de redução na qualidade da energia do sistema eólico com GRV usado como geração distribuída.

Como mencionado, o método mais utilizado para redução da oscilação de tensão causada pelo GRV é o aumento da capacitância do barramento [199]. Contudo, esse método tem limitações práticas já discutidas. As técnicas de compensação de harmônicos, com filtragem passiva ou ativa, também podem ser empregadas para mitigação das distorções. A solução passiva requer a inclusão de indutores e capacitores no sistema, sofrendo assim de problemas similares ao aumento da capacitância. Os métodos ativos, por sua vez, requerem acesso ao controle do conversor fonte de tensão para emprego de estratégias

com uso de filtros ressonantes, média móvel ou adaptativos [279]. Contudo, esse acesso ao controle do VSC nem sempre é possível, especialmente em aplicações industriais em que inversores de frequência comerciais são utilizados. Por outro lado, em um sistema eólico com GRV utilizando o conversor de interface, como mostrado na Figura 5.1, o próprio conversor adiciona uma característica de filtragem capaz de mitigar de forma eficiente a oscilação de tensão causada pelo gerador. Essa característica é discutida a seguir.

5.4.3 Característica de filtragem do conversor de interface

Do lado do GRV para o barramento CC, o conversor bidirecional de interface tem o comportamento de um conversor elevador (*boost*). A forma canônica de conversores CC-CC, para pequenos sinais e no modo de condução contínua (CCM), apresentada em [280], é mostrada na Figura 5.9.

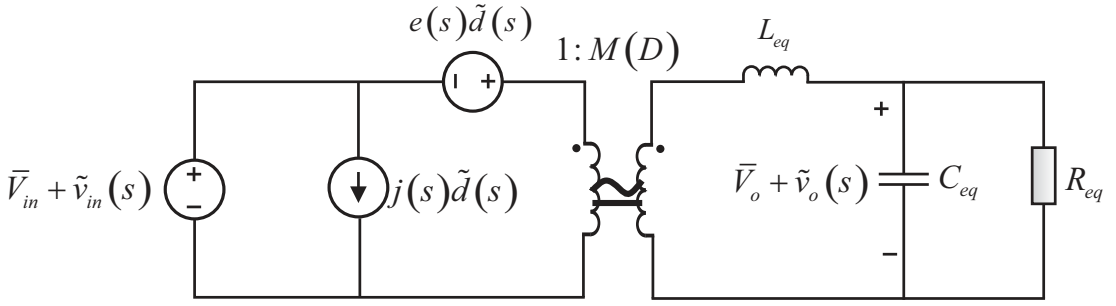


Figura 5.9: Forma canônica em pequenos sinais de conversores CC-CC operando em CCM [280].

A forma canônica mostrada permite obter as funções de transferência desejadas para os conversores CC-CC. As variáveis com sinal diacrítico ($\tilde{x}$) indicam pequenos sinais CA, enquanto as constantes marcadas com barras ($\bar{X}$) são valores médios CC. Percebe-se que a resolução do circuito equivalente depende das tensão médias de entrada e saída com respectivas perturbações em pequenos sinais ($\bar{V}_{in}+\tilde{v}_{in}$) e ($\bar{V}_o+\tilde{v}_o$), da entrada de controle ($\tilde{d}$), da razão de conversão (M) que descreve o transformador CC ideal em função do ciclo de trabalho no ponto quiescente (D), da indutância (L_{eq}) e capacitância (C_{eq}) equivalentes, e da resistência equivalente de saída (R_{eq}).

Para o conversor bidirecional de interface com característica de conversor elevador estudado, vale que $\bar{V}_{in}+\tilde{v}_{in}(s)=\bar{V}_{grv}+\tilde{v}_{grv}(s)$ e $\bar{V}_o+\tilde{v}_o(s)=\bar{V}_{dc}+\tilde{v}_{dc}(s)$. Além disso, $C_{eq}=C_{bus}$ e $L_{eq}=\frac{L_B}{(1-D)^2}$, para um dado ponto quiescente do ciclo de trabalho D. As demais relações apresentadas na forma canônica para o conversor *boost* são dadas por [280]:

$$M(D)=\frac{1}{(1-D)} \tag{5.31}$$

$$j\left(s\right) = \frac{V_{dc}}{\left(1-D\right)^2 R_{eq}} \tag{5.32}$$

$$e\left(s\right) = V_{dc}\left[1 - \frac{sL_B}{\left(1-D\right)^2 R_{eq}}\right] \tag{5.33}$$

Da forma canônica mostrada na Figura 5.9, percebe-se ainda que o conversor é representado por um filtro passa-baixas LC na saída formado pela indutância equivalente e pela capacitância do barramento CC. Variações na tensão de entrada são refletidas na tensão de saída do conversor em função da entrada de controle, do ponto de operação, e da relação de transformação do transformador CC ideal.

A característica de linha para saída (*line-to-output*) do conversor bidirecional de interface representa a relação de uma perturbação na tensão de saída ($\tilde{v}_{dc}$) para uma dada perturbação na tensão de entrada ($\tilde{v}_{grv}$). Essa relação é dada por uma função de segunda ordem característica de um filtro passa-baixas, obtida fazendo $\tilde{d}(s) = 0$ a partir da forma canônica mostrada na Figura 5.9, e expressa por:

$$G_{vg}\left(s\right) = \frac{\tilde{v}_{dc}\left(s\right)}{\tilde{v}_{grv}\left(s\right)} = G_o \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2 + \left(\frac{s}{Q\omega_c}\right) + 1} \tag{5.34}$$

em que,

$$G_o = \left(1 - D_b\right)^{-1} \tag{5.35}$$

$$\omega_c = \left(1 - D_b\right) \Big/ \sqrt{L_B C_{bus}} \tag{5.36}$$

$$Q = \left(1 - D_b\right) R_{eq} \sqrt{\frac{C_{bus}}{L_B}} \tag{5.37}$$

sendo que G_o é o ganho da função de transferência, D_b é o ciclo de trabalho médio, ω_c é o frequência de corte do filtro passa-baixas, Q é o fator de qualidade do filtro, L_B e C_{bus} são a indutância e capacitância do conversor, respectivamente, e $R_{eq} = {V_{dc}}^2 \big/ P_{vsc}$ é a resistência equivalente de saída.

A função de transferência $G_{vg}(s)$ é utilizada para avaliar como as oscilações de tensão impostas pelo GRV são refletidas na saída do conversor de interface. Além disso, $G_{vg}(s)$ é utilizada para o projeto adequado do filtro equivalente de saída do conversor. Considerando o pior caso de projeto, a frequência de corte máxima do filtro passa-baixas equivalente do conversor é obtida quando $D_b = 0$, de acordo com a Equação (5.36). Com isso, o projeto dos parâmetros do conversor bidirecional para atenuação das componentes de oscilação causadas pela frequência de passo do GRV é determinado por:

$$L_B C_{bus} > \left(\frac{1}{2\pi f'_{st}}\right)^2 \tag{5.38}$$

em que, para o conversor implementado experimentalmente, $L_B = 2$ mH, $C_{bus} = 4$ mH e f'_{st} é a componente fundamental da frequência de passo da GRV para a menor velocidade de operação.

Com o valor dos parâmetros de indutância e capacitância utilizados, a função de linha para saída, $G_{vg}(s)$, do conversor de interface projetado é apresentada na Figura 5.10. A variação do ciclo de trabalho médio (ΔD_b) para a faixa de operação do GRV é de $0,0 < D_b < 0,5$, com variação de 0,1. O aumento do ciclo de trabalho resulta em uma redução da frequência de corte (ω_c) do filtro. Portanto, o caso crítico é obtido em $D_b = 0$, como discutido.

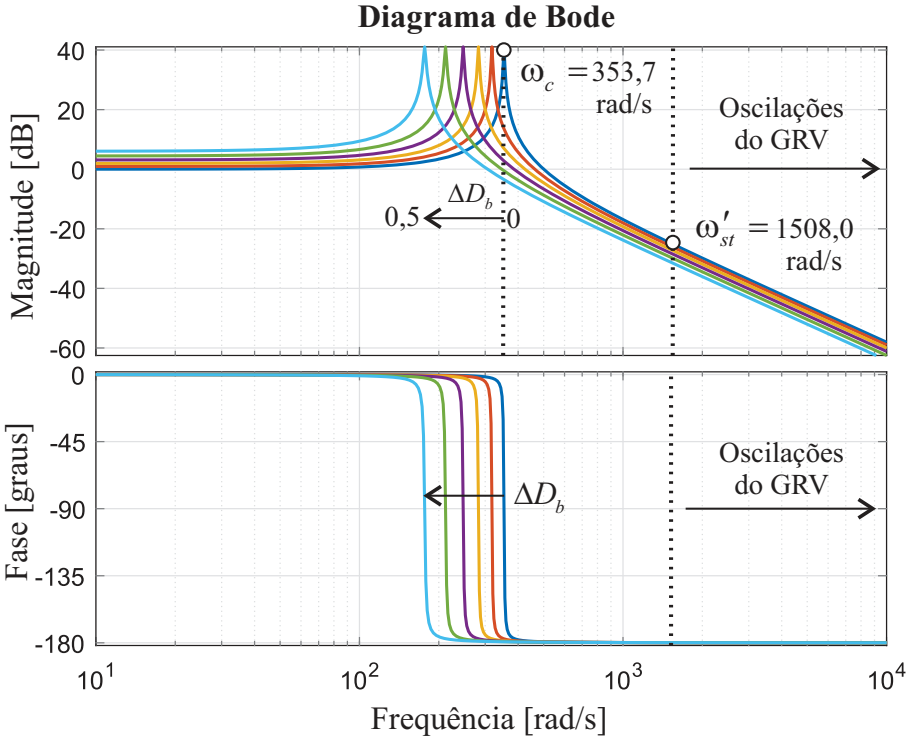


Figura 5.10: Diagrama de bode da função $G_{vg}(s)$ para o conversor de interface projetado com variação do ciclo de trabalho médio $0,0 < D_b < 0,5$.

Neste trabalho, a menor velocidade de operação do GRV é de 600 rpm (62,83 rad/s). Assim, de acordo com a Equação (5.30), retorna-se uma frequência de passo mínima para o gerador de $f'_{st} = 240,0$ Hz ($\omega'_{st} = 1508,0$ rad/s). O filtro LC projetado, por sua vez, garante uma frequência de corte de:

$$f_c = 1 \Big/ \left(2\pi\sqrt{L_B C_{bus}}\right) = 56,29 \text{ Hz } (353,68 \text{ rad/s}) \tag{5.39}$$

Da Figura 5.10, fica claro que a característica de filtragem conversor de interface

apresenta frequência de corte (ω_c) inferior a frequência de passo mínima (ω'_{st}) inserida pelo GRV. O fator de qualidade (Q) do filtro é superior a 35 dB, o que resulta numa rápida inversão de fase acima da frequência de corte. A atenuação do filtro é superior a 20 dB em ω'_{st} mesmo na operação crítica com $D_b = 0$. Portanto, o conversor projetado atende os requisitos impostos pela Equação (5.38), como desejado.

A característica de filtragem do conversor bidirecional de interface apresentada mostra que as ondulações de tensão causadas pela frequência de passo do GRV são atenuadas com a inserção do conversor de interface. A frequência de passo do GRV depende da velocidade de operação do gerador, o que dificulta a filtragem em sistemas eólicos em velocidade variável com conexão direta. A atenuação dessas oscilações resultam numa melhora da qualidade da energia injetada na rede de distribuição em GD, como mostrado nos resultados experimentais a seguir.

5.5 Resultados Experimentais

A bancada de testes experimentais desenvolvida nesta etapa é apresentada na Figura 5.11. A bancada foi implementada para análise de desempenho dos sistemas eólicos com GRV conectados à rede elétrica. A turbina eólica é emulada utilizando um motor de indução (MI) como máquina motriz acionado por um inversor WEG CFW-08. O sistema de controle foi implementado utilizando o microprocessador DSP TMS320F28335 (*Texas Instruments*) com 40 kHz de frequência de amostragem. Um aquisitor de dados (DAQ) NI-6259 foi empregado na obtenção dos sinais desejados, com comunicação com a interface homem-máquina (IHM) desenvolvida em *Labview* para automação da bancada. O sinal de torque mecânico foi obtido utilizando um transdutor de torque modelo HBMT22/50NM acoplado entre o GRV e o motor de indução. Os conversores eletrônicos de potência foram realizados utilizando chaves IGBT e dissipidores da empresa SEMIKRON.

A comparação entre o sistema diretamente conectado (sem o uso do conversor de interface) e o sistema com conversor de interface proposto é realizada para validação da proposta. Resultados experimentais a 950 rpm e 1250 rpm são escolhidos como estudo de caso, representando a operação do GRV em baixas e altas velocidades, respectivamente. Os sinais escolhidos para avaliação em ambos os casos são: uma das correntes de fase do GRV, a oscilação da tensão de saída e a tensão no barramento CC, uma corrente de fase da rede e o fluxo de potência no sistema. Para baixas velocidades de operação, a janela de histerese de corrente foi ajusta em $\pm\Delta i = 0,5$ A, de acordo com a limitação dos sensores empregados. Vale destacar que a forma da corrente do GRV não é mantida plana dentro da janela de histerese devido ao efeito combinado da indutância mútua entre as fases e a ação de filtragem das ponteiras de prova de corrente.

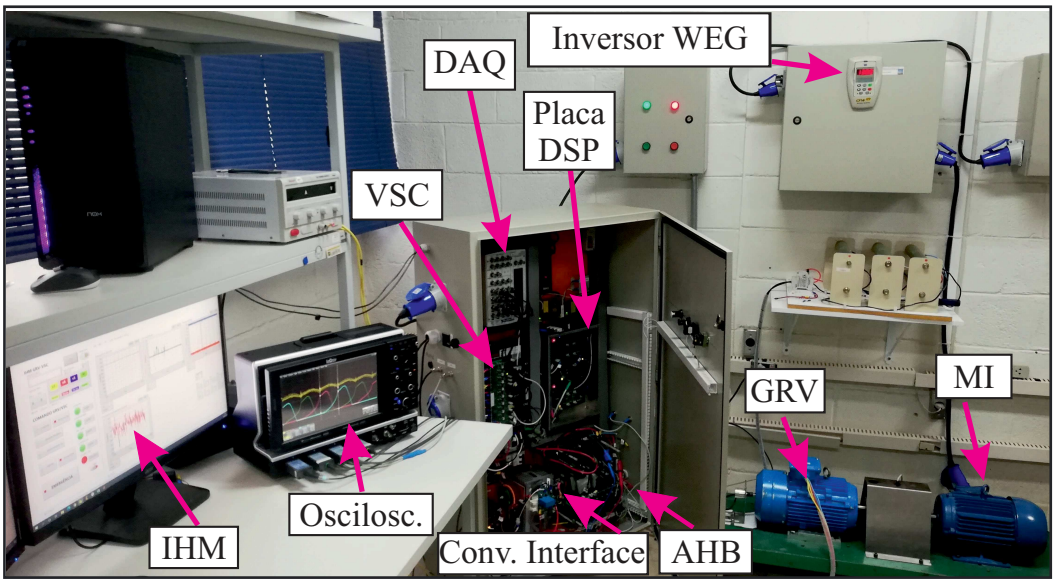
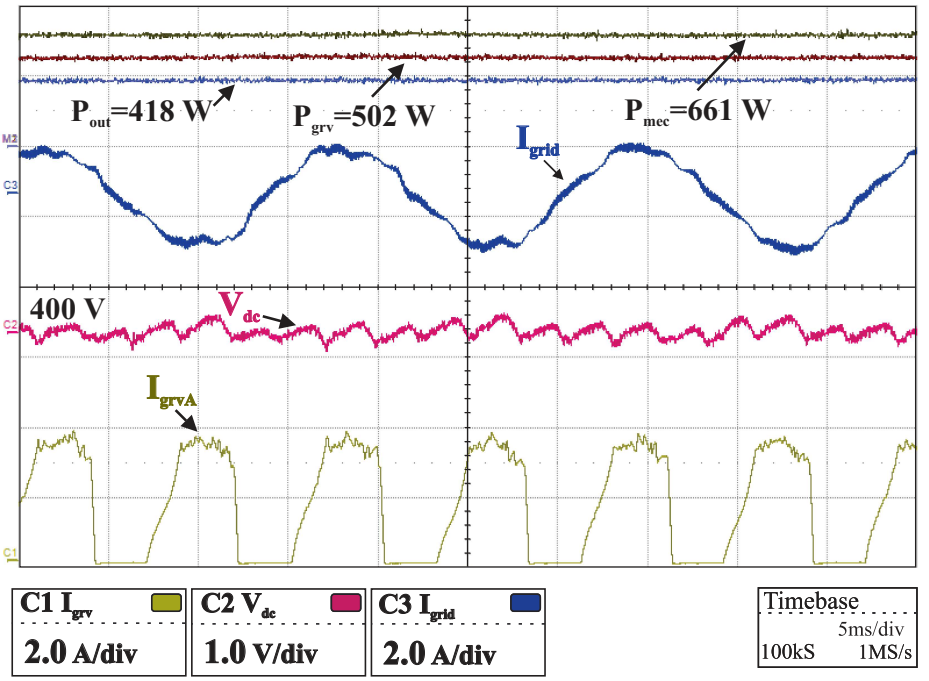


Figura 5.11: Bancada de testes implementada para avaliação da conexão do GRV com a rede elétrica

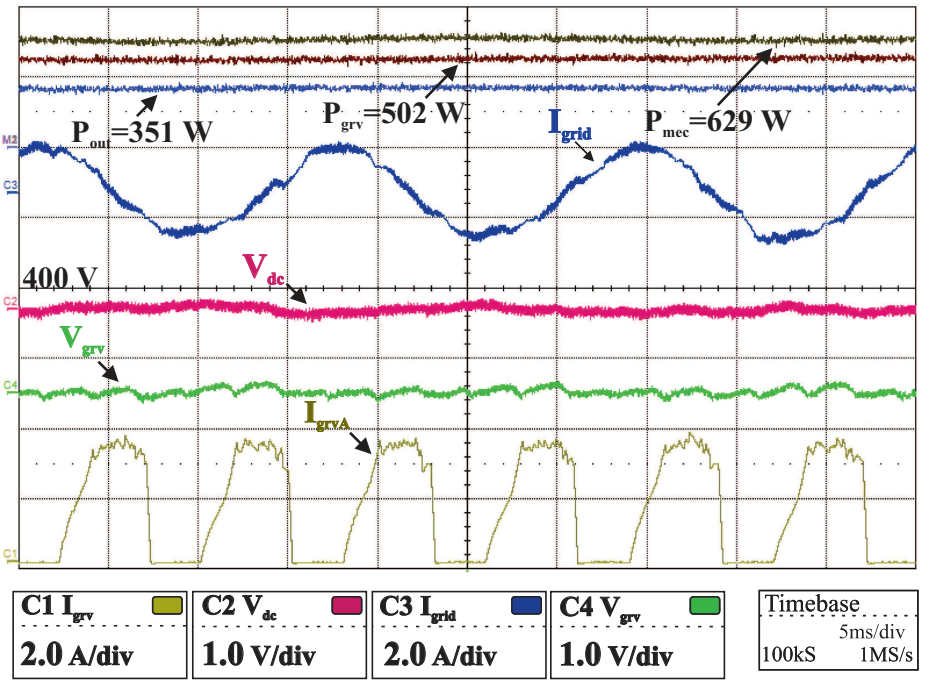
5.5.1 Resultados em baixas velocidades

Para operação por histerese, os resultados experimentais a 950 rpm são apresentados na Figura 5.12. A corrente do GRV é regulada pelo controle por histerese, como pode ser visto pelo formato da corrente (I_{grv}) em ambas as situações apresentadas. Para conexão direta, Figura 5.12(a), a tensão do GRV (V_{grv}) é a mesma tensão do barramento CC (V_{dc}), na qual podem ser observadas as componentes de distorção na frequência de passo do GRV em 380 Hz, como destacado (f_{st}). Para a conexão com interface, mostrada na Figura 5.12(b), a tensão ótima do GRV é reduzida para 375 V. Percebe-se que as oscilações de tensão causadas pelo GRV não são propagadas para a tensão do barramento, demonstrando, assim, a ação de filtragem do conversor de interface. Essa ação de filtragem é refletida na melhora da qualidade da corrente injetada na rede elétrica (I_{grid}). A potência mecânica de entrada (P_{mec}), a potência gerada pelo GRV (P_{grv}), e a potência de saída efetivamente enviada para a rede elétrica (P_{out}) são mostradas. A potência gerada pelo GRV é ajustada pelo controle direto de potência em função da velocidade do gerador. Pode-se notar que, com a inserção do conversor de interface mostrada na Figura 5.12(b), a potência mecânica de entrada do gerador é reduzida em 32 W quando comparada com a conexão direta mostrada na Figura 5.12(a). Esse resultado mostra que a eficiência do GRV é melhorada com a proposta de otimização. Contudo, a eficiência máxima atingida pelo conversor de interface é de 88%, o que explica a redução de 67 W na potência de saída quando comparada à conexão direta.

A análise da FFT da corrente injetada na rede para a operação do GRV por histerese é mostrada na Figura 5.13. Inspecionando as componentes de frequência até 1 kHz (Figura 5.13(a)), nota-se que, na conexão direta, a componente da frequência de passo



(a)



(b)

Figura 5.12: Resultados experimentais da comparação a 950 rpm. a) sistema eólico com GRV diretamente conectado; b) sistema eólico com GRV e conversor de interface proposto.

do GRV resulta em um conteúdo de distorção nas correntes da rede em 320 Hz e 440 Hz (f_{st1} e f_{st2}). Essas componentes de distorção são altamente mitigadas na conexão utilizando o conversor de interface, o que enfatiza a característica de filtragem do sistema proposto. As componentes ordinárias originadas pela imperfeição da tensão da rede de distribuição são as harmônicas 5^a, 7^a, 11^a and 13^a, nomeadas como f_5, f_7, f_{11}, f_{13}, respectivamente. Tem-se

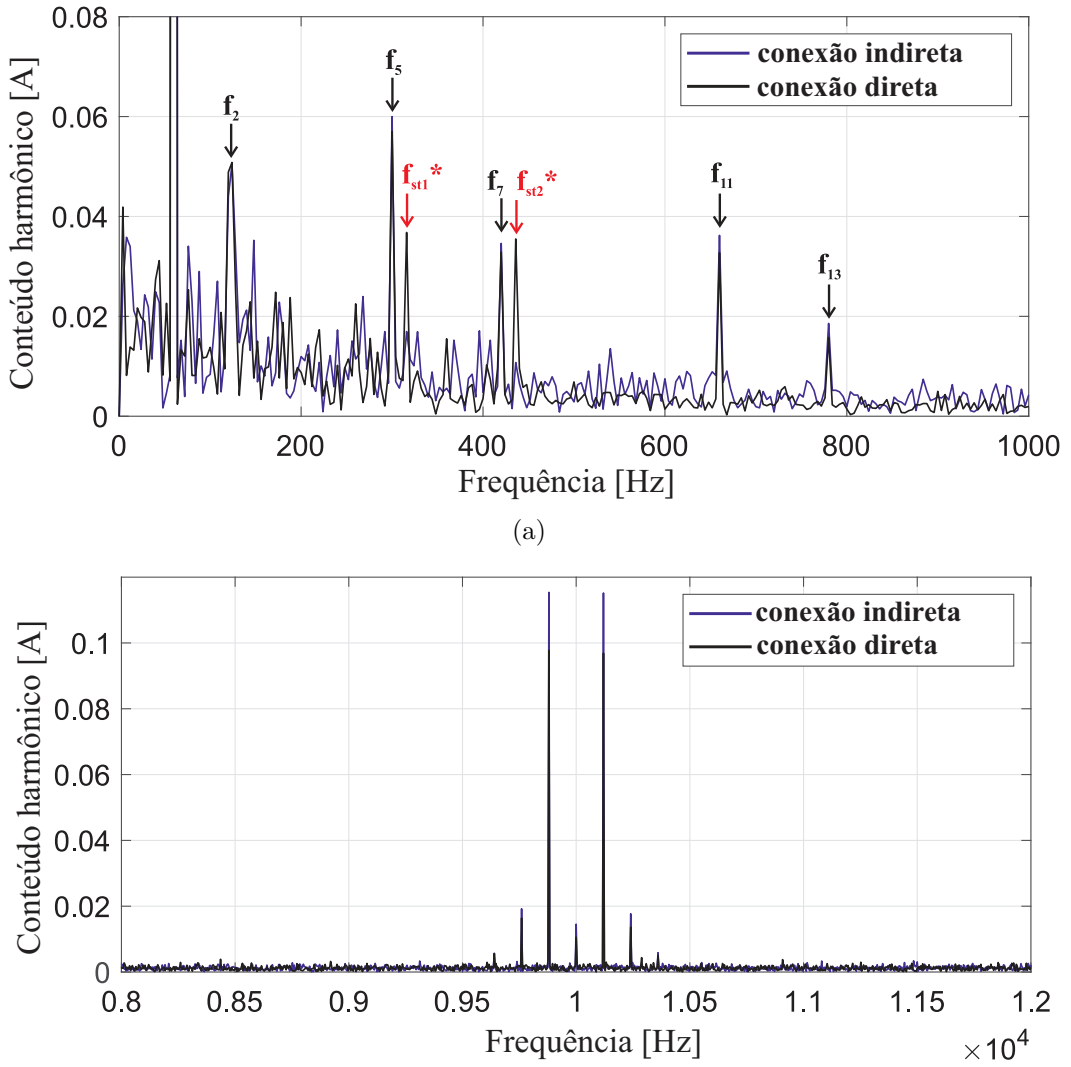


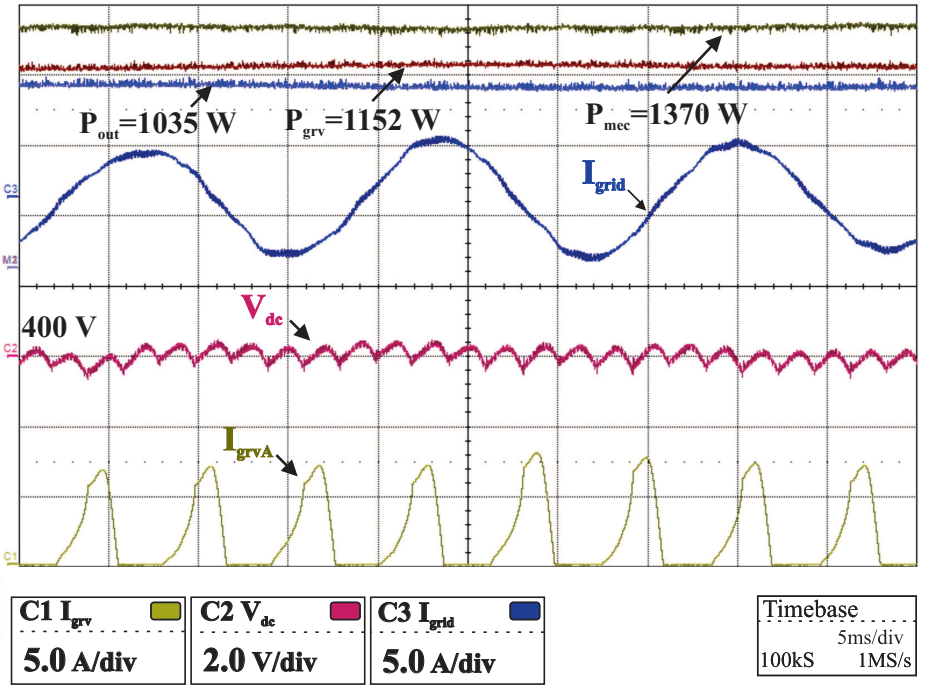
Figura 5.13: Análise da FTT das correntes na rede a 950 rpm para os sistemas com conexão direta e com conversor de interface: a) espectro em baixa frequência; b) espectro em alta frequência.

ainda que um pequeno desbalanço de tensão na rede de distribuição ocasiona componentes CC e um conteúdo harmônico de segunda ordem significativo, nomeado de f_2. A análise do conteúdo em alta frequência, mostrado na Figura 5.13(b), mostra que a corrente da rede apresenta componentes em torno da frequência de chaveamento do VSC (10 kHz) em ambos os métodos direto e indireto, como esperado. As imperfeições da tensão da rede de distribuição e a frequência de chaveamento do conversor são fontes de distorção que afetam ambos os métodos analisados igualmente, não sendo causados particularmente pela operação do GRV.

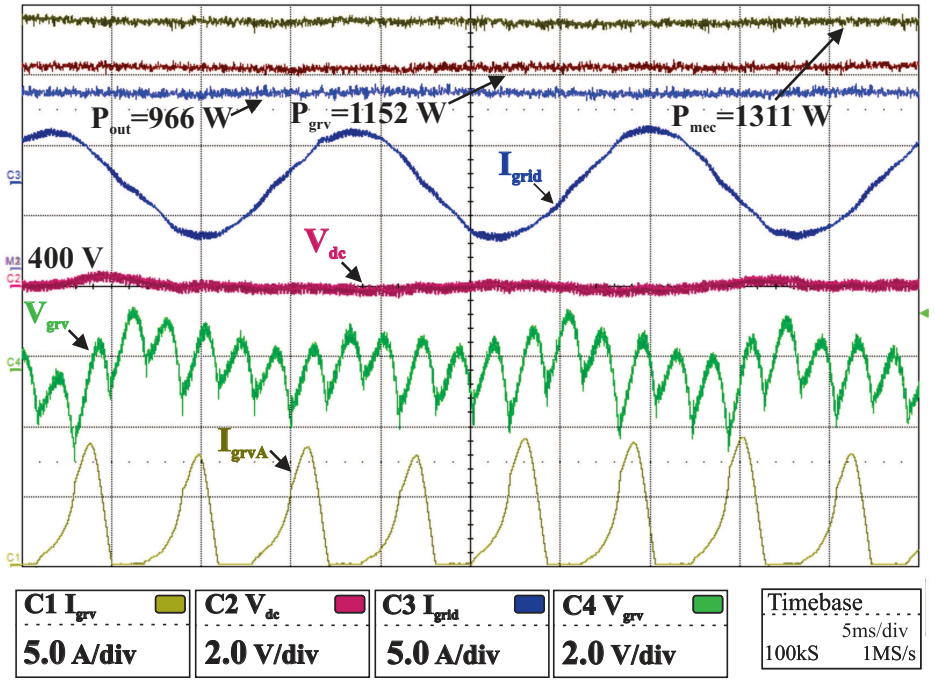
5.5.2 Resultados em altas velocidades

Para altas velocidades, os resultados experimentais a 1250 rpm são mostrados na Figura 5.14. A operação por pulso único é corroborada pelo formato da corrente do GRV (I_{grv}). A otimização da conexão com interface retorna uma redução da tensão de 400 V para 278 V, comparando ambos os métodos, como mostrado nas Figuras 5.14(a) e 5.14(b). Para garantir a mesma quantidade de potência com menor tensão de excitação, a corrente elétrica do GRV aumenta. Com isso, a magnitude da frequência de passo do gerador também aumenta. A ondulação da tensão de saída do GRV é altamente afetada pelo formato da corrente e, portanto, observa-se um aumento da oscilação da tensão no lado do GRV para a conexão com conversor de interface, quando comparada com a conexão direta. Entretanto, a ação de filtragem do conversor CC-CC atua para mitigar oscilações em torno da frequência de passo do GRV (500 Hz), do lado do máquina para o barramento CC. Assim, tem-se que a qualidade da corrente injetada na rede é melhorada. A análise do fluxo de potência, por sua vez, mostra que a potência mecânica do GRV é reduzida em 59 W para a conexão com conversor de interface, enquanto a potência elétrica do GRV é regulada pelo controle de potência, o que indica um aumento da eficiência do gerador. Contudo, mais uma vez, a potência de saída injetada na rede é reduzida em 69 W como resultado das perdas extras no conversor.

Para a velocidade de operação de 1250 rpm, a análise da FFT da corrente injetada na rede é mostrada na Figura 5.15. Analisando o espectro até 1 kHz, como mostrado na Figura 5.15(a), observa-se que a frequência de passo do GRV em 500 Hz é refletida em componentes na corrente da rede em 420 Hz e 460 Hz (f_{st1} e f_{st2}), no método de conexão direta. Percebe-se ainda que essas componentes são mitigadas quando a conexão com conversor de interface proposta é apresentada. As harmônicas ordinárias oriundas da tensão da rede de distribuição, incluindo a segunda harmônica e a componente CC devidas ao desbalanço na tensão, estão igualmente presentes em ambos os sistemas. Em altas velocidades, nota-se um aumento da vibração mecânica e oscilações no eixo da máquina, as quais refletem em distorções em baixa frequência (f_m) e dependentes da velocidade do rotor. Em 1250 rpm, devido à operação por pulso único, a oscilação mecânica em 240 Hz é significante para a conexão direta, sendo parcialmente mitigada pelo conversor de interface. O espectro em altas frequências, mostrado na Figura 5.15(b), revela a presença do conteúdo harmônico na frequência de chaveamento do VSC, para ambos os sistemas analisados. Como comentado, as distorções causadas pelo GRV em torno da frequência de passo do gerador são efetivamente suprimidas pela ação de filtragem do conversor bidirecional na abordagem proposta. Por outro lado, a distorção causada pela tensão de alimentação pode ser reduzida com uso de estratégias de mitigação de harmônicos, enquanto o alinhamento do eixo da máquina e uso de estratégias anti-vibração podem reduzir o efeito das distorções mecânicas. Tais técnicas não estão no escopo desta pesquisa.



(a)

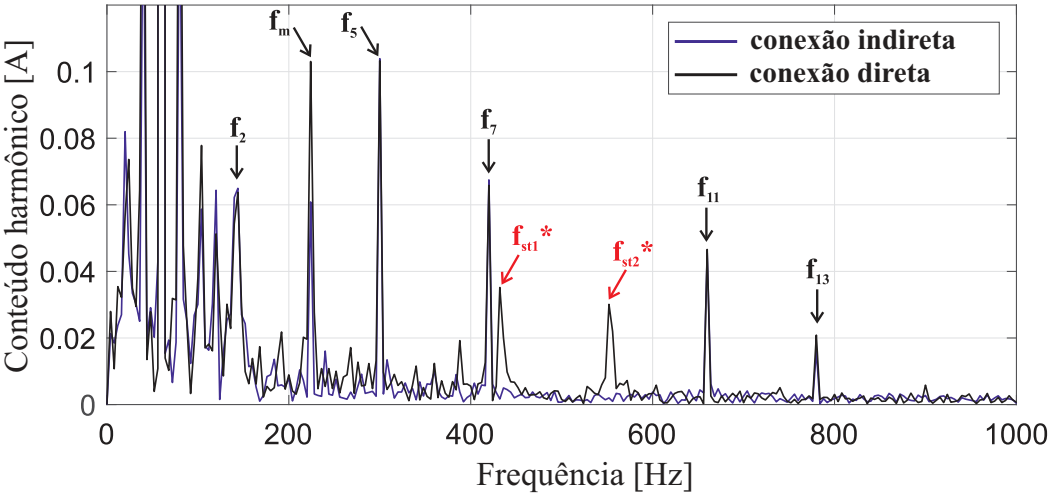


(b)

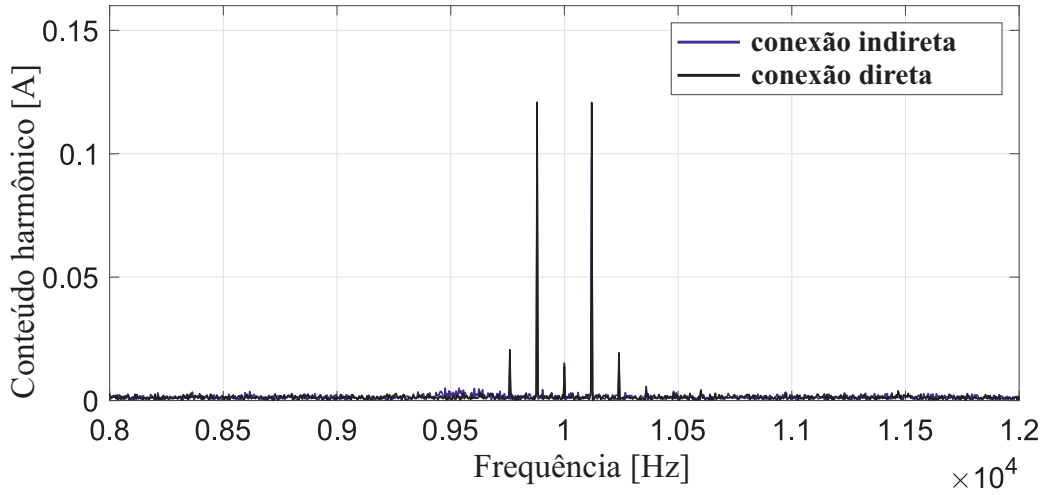
Figura 5.14: Resultados experimentais da comparação a 1250 rpm. a) sistema eólico com GRV diretamente conectado; b) sistema eólico com GRV e conversor de interface proposto.

5.5.3 Avaliação de desempenho

Após a realização da avaliação comparativa para os estudos de caso, o desempenho dos sistemas otimizados foi avaliado para a totalidade da faixa de operação do gerador de relutância variável (600 - 1500 rpm). Para realização da avaliação comparativa, foram



(a)



(b)

Figura 5.15: Análise da FTT das correntes na rede a 1250 rpm para os sistemas com conexão direta e com conversor de interface: a) espectro em baixa frequência; b) espectro em alta frequência.

escolhidos os seguintes indicadores de desempenho dos sistemas: a eficiência global; as oscilações de torque mecânico no eixo da máquina; e a distorção total de corrente no ponto de acoplamento comum. As análises dos indicadores mencionados são realizadas nas próximas subseções.

5.5.3.1 Eficiência global

Para o caso do sistema diretamente conectado, a eficiência global do sistema é obtida com base na potência mecânica de entrada no acoplamento entre a máquina primária e o gerador de relutância variável e a potência elétrica injetada na rede CA de distribuição. Assim, incluem-se as perdas no GRV e no conversor fonte de tensão. Para o sistema com conexão indireta, por sua vez, as perdas no conversor CC-CC bidirecional

de interface são incluídas no cálculo da eficiência. A comparação da eficiência global dos sistemas é apresentada na Figura 5.16.

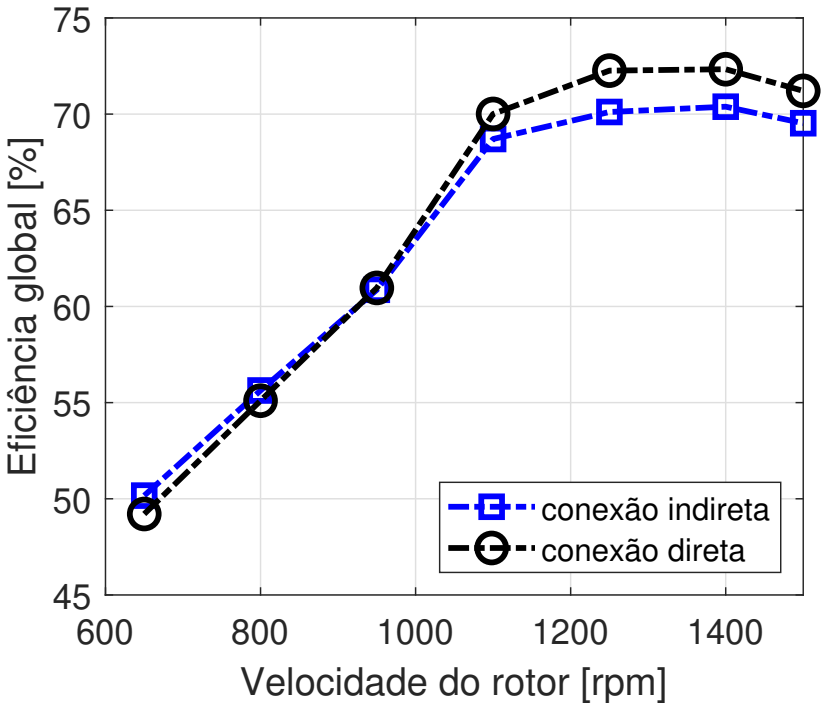


Figura 5.16: Avaliação experimental da eficiência global dos sistemas com e sem o uso do conversor de interface.

Da Figura 5.16, nota-se que a eficiência global do sistema com conversor de interface é praticamente a mesma da obtida com a conexão direta em baixas velocidades. Na operação por pulso único, contudo, o sistema com conexão direta apresenta rendimento cerca de 2,5% superior a estratégia proposta. Esse resultado é explicado pelo fato do rendimento do conversor bidirecional implementado ser na faixa de 88-90%. Em baixas velocidades, a otimização da tensão de excitação do GRV garante um desempenho superior do gerador em relação a estratégia com uso de uma tensão de excitação fixa. Parte desses ganhos são mitigados pelas perdas no conversor extra adicionado. Em altas velocidades, a melhoria do desempenho do GRV com otimização da tensão é menor, como poder ser verificado na análise da função custo mostrada na Figura 5.7(d). Portanto, o uso do conversor de interface resulta em uma diminuição da eficiência global quando comparado com o sistema diretamente conectado. Vale salientar que os resultados da eficiência global do sistema com conexão indireta proposto podem sem melhorados com o uso de conversores de interface de alta eficiência (acima de 95%), como o proposto em [241].

5.5.3.2 Ondulação de torque

As ondulações de torque mecânico são medidas com a utilização do transdutor de torque acoplado no eixo entre a máquina primária e o GRV. Ambos os sistemas testados retornam o mesmo valor de torque médio para uma dada velocidade, já que a potência

é mantida constante pelo CDP. A variação percentual de ondulação de torque é obtida em função do torque médio, como mostrado na Equação (5.11). O transdutor de torque utilizado possui filtragem com uma frequência de corte de 1 kHz. Com isso, as ondulações de alta frequência são mitigadas, o que provoca uma diferença entre o torque mecânico medido e o torque eletromagnético simulado. Ainda assim, é possível comparar a ondulação de torque mecânico dentro da largura de banda do transdutor de torque, como mostrado na Figura 5.17.

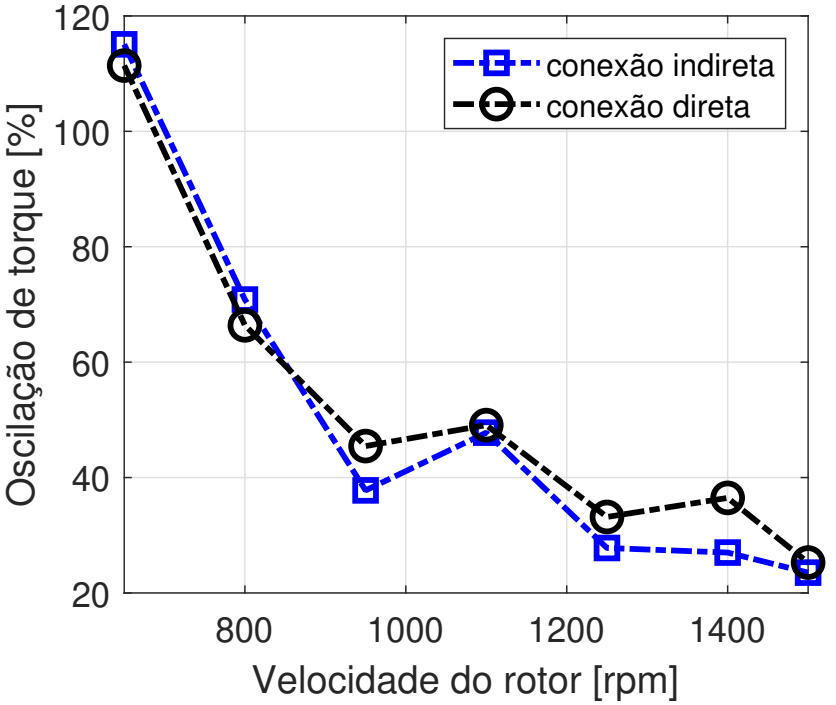


Figura 5.17: Avaliação experimental da ondulação de torque mecânico para os sistemas com e sem o uso do conversor de interface.

Da Figura 5.17, percebe-se que em baixas velocidades a ondulação de torque mecânico dos dois sistemas avaliados é praticamente a mesma. Como discutido na seção de otimização, a eficiência e a ondulação de torque do gerador de relutância variável estão relacionados. Apesar disso, mesmo com o aumento da eficiência na operação por histerese para o sistema com conversor de interface, a ondulação de torque mantém-se praticamente a mesma quando comparada ao sistema diretamente conectado. Por outro lado, em altas velocidades, o uso do conversor de interface com otimização da tensão de excitação do GRV resulta em significativa redução da oscilação do torque mecânico (cerca de 9,5%). Essa redução em altas velocidades é particularmente importante devido ao aumento significativo das vibrações mecânicas e do ruído sonoro causado pela operação por pulso único. Portanto, no indicador de ondulação de torque, conclui-se pelo melhor desempenho do sistema com conversor de interface proposto.

5.5.3.3 Distorção total de corrente

O último indicador analisado na avaliação comparativa é a distorção total de corrente no ponto de acoplamento comum entre o conversor fonte de tensão e a rede de distribuição CA. Nesta pesquisa, para o cálculo da distorção total de corrente, considerou-se o conteúdo harmônico até a 50^a ordem em relação a frequência fundamental de 60 Hz. Incluiram-se ainda as frequências em torno da frequência de chaveamento do conversor fonte de tensão (9,5 kHz - 10,5 kHz) e as componentes de baixa frequência oriundas das oscilações mecânicas da máquina. Por fim, incluíram-se no cálculo da distorção total as frequências múltiplas (até a terceira harmônica) da frequência de passo do GRV refletidas na corrente de saída, como discutido na seção anterior. Os resultado dessa análise comparativa é mostrado na Figura 5.18.

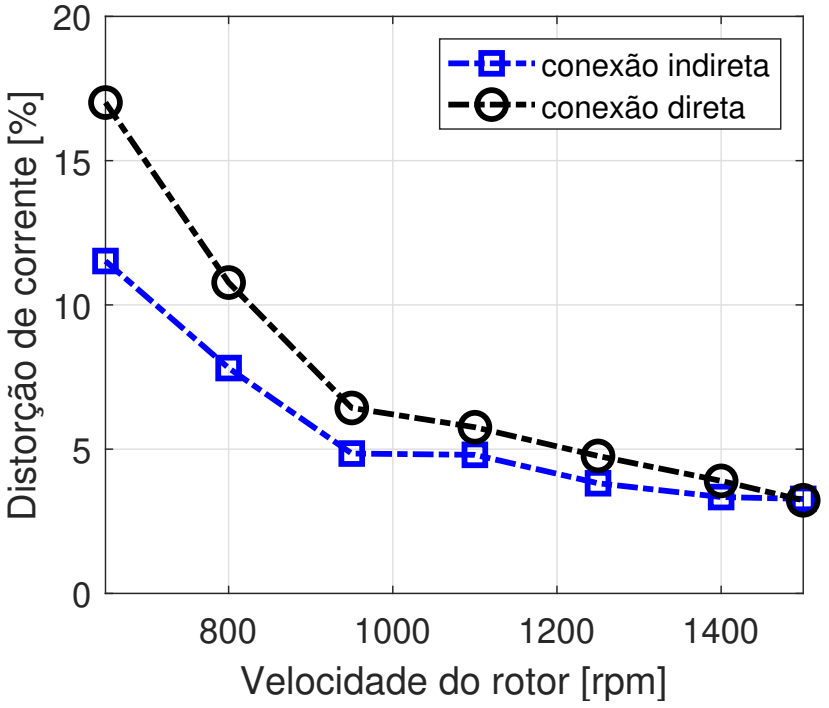


Figura 5.18: Avaliação experimental da distorção total de corrente de saída para os sistemas com e sem o uso do conversor de interface.

Da Figura 5.18, fica evidente que o sistema com conversor de interface proposto retorna menor distorção total de corrente em toda faixa de operação do gerador de relutância variável. Essa distorção é substancialmente reduzida em até 6% quando comparada com o sistema eólico diretamente conectado. A diferença observada é resultado da ação de filtragem do conversor bidirecional de interface com projeto adequado, o qual mitiga as oscilações de tensão no barramento CC introduzidas na frequência de passo do GRV. A medida que a operação se aproxima da velocidade nominal (1500 rpm), as distorções de corrente são minimizadas. Nessa situação, ambos os sistemas apresentam distorções aproximadamente iguais, inferiores a 5%. Destaca-se que, para baixas velocidades em ambos os sistemas, a distorção harmônica de corrente fica acima dos 5% recomendados

pelo documento normativo *IEEE Standards 519* [281]. Fica claro, contudo, que o sistema proposto apresenta melhor qualidade da energia em toda faixa de operação, o que facilita a adequação às normas nacionais e internacionais para geração distribuída. Técnicas para mitigação de conteúdo harmônico podem ainda ser implementadas no VSC para melhorar ainda mais a qualidade da corrente elétrica injetada na rede. Como mencionado, tais técnicas estão fora do escopo deste trabalho.

5.6 Considerações finais

O estudo realizado neste capítulo apresentou como contribuição a proposta de um sistema eólico com GRV conectado à rede de distribuição utilizando um conversor bidirecional de interface. A técnica de planejamento de experimentos computacionais foi utilizada para obter de forma *offline* os parâmetros ótimos do gerador em toda faixa de operação da turbina eólica. A abordagem proposta utiliza um conversor CC-CC bidirecional para regular a tensão de excitação do GRV no valor ótimo, em função da velocidade do gerador, enquanto a tensão do barramento CC é mantida regulada em um valor fixo de 400 V. A comparação entre o sistema proposto e a estratégia convencional de interligação de WECS usando GRV com tensão de excitação fixa foi conduzida neste capítulo. Os resultados experimentais obtidos corroboram os resultados preliminares apresentados na etapa de otimização. Mostrou-se que parte das perdas do conversor de interface são compensadas pelo aumento da eficiência do GRV otimizado com tensão de excitação variável. O sistema proposto garante ainda uma redução importante da oscilação de torque mecânico do gerador. Além disso, a ação de filtragem do conversor de interface garante a mitigação de ondulações de tensão no barramento CC causadas pela frequência de passo do GRV. Essa filtragem é refletida numa melhora da qualidade da corrente elétrica injetada na rede de distribuição. A proposta apresentada é especialmente útil para conexão do GRV na microrrede CC estudada, uma vez que a conexão com a microrrede CC requer o uso do conversor de interface para adequação dos níveis de tensão e eventual operação ilhada.

Capítulo 6

Conclusões

Este trabalho de doutorado apresentou contribuições que podem auxiliar na viabilidade técnica de duas tecnologias emergentes: as microrredes elétricas de corrente contínua operando no modo conectado à rede de distribuição em corrente alternada e os sistemas eólicos de pequeno porte usando o gerador de relutância variável.

A técnica de gerenciamento de potência com inércia virtual proposta garantiu autonomia e fluxo de potência suave dentro da microrrede de corrente contínua. A avaliação comparativa mostrou que essa técnica apresenta melhor desempenho que as estratégias de controle convencionais adaptadas para funcionarem como sistema de gerenciamento de potência da microrrede. A proposta apresentada se destacou em relação as demais técnicas de controle por garantir, simultaneamente, preservação da vida útil do sistema de armazenamento de energia e simplicidade da troca de informação entre os conversores eletrônicos de potência. A principal desvantagem da técnica apresentada é o uso da linha de comunicação entre os dispositivos mestre e seguidor, o que introduz um ponto sensível de falha no sistema. A estratégia por *droop* modificado, atuando como suporte em caso de falha da linha de comunicação, garantiu o aumento da confiabilidade da técnica de gerenciamento de potência apresentada. Além disso, a estratégia proposta mostrou-se robusta a atrasos na transmissão dentro da linha de comunicação.

Este trabalho apresentou ainda, como contribuição, melhorias para um sistema eólico distribuído de pequeno porte com gerador de relutância variável conectado à microrrede CC. Com o uso do sistema otimizado proposto utilizando um conversor bidirecional de interface, consegue-se melhor integração da geração distribuída com GRV. Em comparação com a estratégia de conexão convencional com tensão de excitação fixa, comumente encontrada na literatura, atingiu-se melhor desempenho com a estratégia proposta em termos de redução das oscilações de torque e das distorções na corrente injetada na rede elétrica de distribuição. Devido à otimização da tensão de excitação da máquina elétrica, a redução da eficiência do sistema não foi significativa mesmo com a inclusão do conversor eletrônico de potência adicional. O conversor de interface pode ainda ser utilizado para

manutenção do barramento CC da microrrede em caso de operação ilhada. Com a proposta apresentada, contribui-se para a viabilidade técnica da integração de geração eólica distribuída com GRV em microrredes de corrente contínua, com o intuito de aprimorar os sistemas modernos de distribuição de energia elétrica.

Por meio dos estudos desenvolvidos e resultados obtidos neste trabalho de doutorado, espera-se servir de referência para trabalhos futuros que explorem lacunas não preenchidas durante o tempo de pesquisa abrangido. O gerador de relutância variável já se destaca para operações em sistemas eólicos e em veículos elétricos, despontando, assim, como tema de pesquisa relevante. As microrredes CC estão sendo cada vez mais estudadas e projetos pilotos de implementação em centros de pesquisa ao redor do mundo surgem com maior velocidade. Dificuldades técnicas relevantes, como a padronização e a normatização de microrredes, começam a ser discutidas pelos órgãos internacionais competentes e em grupos de estudos nacionais. A integração dessas duas tecnologias, entretanto, ainda é incipiente e necessita de maiores investigações. Algumas sugestões para trabalhos futuros relacionados a esta tese são apresentada a seguir.

Sugestões para trabalhos futuros

Sugerem-se, como continuação da pesquisa apresentada neste trabalho e aprofundamento dos estudos na temática, as seguintes linhas de pesquisa:

- Avaliação de tecnologias de comunicação para microrredes CC. Apesar da proposta principal de PMS deste trabalho requerer uma linha de comunicação entre os conversores, nenhuma tecnologia de comunicação em especial foi adotada. Portanto, sugere-se a investigação de protocolos e técnicas de troca de informação entre conversores de potência na microrrede CC, utilizando o conceito de redes elétricas inteligentes. O estudo pode envolver as seguintes características do sistema de comunicação: influência na estabilidade da microrrede, largura de banda, velocidade de resposta e atraso, imunidade e redundância a falhas, e segurança cibernética.

- Implementação de regulação de despacho econômico na microrrede CC. Esta tese não considerou variações tarifárias de energia elétrica dentro da microrrede e no sistema de distribuição. A regulação de despacho econômico pode ser investigada em camadas de controle superiores ao PMS proposto. Tal regulação consiste no gerenciamento de energia dos dispositivos da microrrede com base nas tarifas estimadas ou obtidas instantaneamente para cada fonte geradora ou carga. Caso a tarifa de energia da concessionária ou provedora de energia varie no tempo, pode-se optar por selecionar horários ou períodos específicos para injetar ou absorver energia, ligar cargas específicas, acionar o banco de baterias ou mesmo retirar a microrrede de operação. Em geral, algorítimos de otimização e sistemas de inteligência artificial

são propostos para obtenção do despacho econômico ótimo em microrredes devido à complexidade das escolhas para operação de múltiplos elementos.

- Utilização da técnica proposta de inércia virtual para a microrrede CC operando no modo ilhado. O tema desta tese foi delimitado em microrredes conectadas à rede de distribuição CA por se tratar da principal operação de microrredes urbanas. Contudo, a ausência de inércia na microrrede é ainda mais problemática para o modo isolado, quando a rede CA não atua como suporte. Investigações iniciais, não apresentadas na tese, indicam que a técnica de PMS com inércia virtual proposta pode ser adaptada para limitação do estado de carga e regulação da potência fornecida pelo SAE durante a operação ilhada. A técnica discutida pode ser utilizada quando o SAE regula a tensão do barramento CC e a geração distribuída opera com máxima transferência de potência, enquanto a rede estiver desconectada. A operação ilhada com inércia virtual pode ainda incluir estratégias de *black-start* e *load shedding*, ambas a serem investigadas.

- Otimização do gerador de relutância variável operando com controle de tensão. Durante o modo de operação conectado da microrrede, no sistema proposto, o GRV opera com controle direto de potência para rastreio da máxima potência eólica. Essa técnica pode ser utilizada também no modo ilhado, dentro dos limites de estado de carga do SAE. Contudo, caso o SAE atinja valores de carga ou descarga críticas, o GRV pode assumir a regulação de tensão do barramento CC provisoriamente. Com isso, garante-se a manutenção da operação da microrrede enquanto o gerador tiver capacidade de alimentar as cargas locais. Para tal, os parâmetros da máquina podem ser otimizados de forma similar ao apresentado nesta tese para controle de potência. A potência fornecida à carga pode ser inserida como critério de otimização para obtenção de diferentes conjuntos de parâmetros otimizados. Por fim, o conversor de interface adotado pode ser utilizado para regular a tensão no barramento no valor nominal, enquanto a tensão gerada pelo GRV é variável.

- Outros aspectos de investigação para a integração do GRV à microrrede CC. Essa tese focou na estratégia de gerenciamento de potência e no uso do conversor de interface para integração do GRV à microrrede. Diversos outros aspectos dessa operação não foram incluídos no modo conectado, e em especial no modo ilhado. Sugerem-se, a título de exemplo, investigações sobre a operação da microrrede com GRV durante faltas no sistema de distribuição CA. A tolerância a faltas do GRV pode ser utilizada para mitigar parte dos transitórios e garantir uma transição suave para o modo ilhado. A estabilidade geral da microrrede em função da operação do GRV também é outro aspecto importante a ser investigado, em adição à análise de estabilidade dos conversores eletrônicos de potência.

Bibliografia

[1] M. Sechilariu and F. Locment, *Urban DC Microgrid: Intelligent Control and Power Flow Optimization*. Elsevier Science, 2016.

[2] J. J. Justo, F. Mwasilu, J. Lee, and J. W. Jung, "AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 24, pp. 387–405, 2013.

[3] R. Lasseter, "MicroGrids," *2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37309)*, vol. 1, pp. 305–308, 2002.

[4] R. Lasseter and P. Paigi, "Microgrid: a conceptual solution," in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*, no. June. IEEE, 2004, pp. 4285–4290.

[5] D. Kumar, F. Zare, and A. Ghosh, "DC Microgrid Technology: System Architectures, AC Grid Interfaces, Grounding Schemes, Power Quality, Communication Networks, Applications and Standardizations Aspects," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 1–1, 2017.

[6] M. F. Zia, E. Elbouchikhi, and M. Benbouzid, "Microgrids energy management systems: A critical review on methods, solutions, and prospects," *Applied Energy*, vol. 222, no. May, pp. 1033–1055, 2018.

[7] P. Wu, W. Huang, N. Tai, and S. Liang, "A novel design of architecture and control for multiple microgrids with hybrid AC/DC connection," *Applied Energy*, vol. 210, pp. 1002–1016, 2018.

[8] I. Serban, "A control strategy for microgrids: Seamless transfer based on a leading inverter with supercapacitor energy storage system," *Applied Energy*, vol. 221, no. February, pp. 490–507, 2018.

[9] A. Cagnano, E. De Tuglie, and P. Mancarella, "Microgrids: Overview and guidelines for practical implementations and operation," *Applied Energy*, vol. 258, no. October 2019, p. 114039, 2020.

[10] T. Ding, Y. Lin, Z. Bie, and C. Chen, "A resilient microgrid formation strategy for load restoration considering master-slave distributed generators and topology reconfiguration," *Applied Energy*, vol. 199, pp. 205–216, 2017.

[11] X. Li, L. Guo, C. Wang, Shaohui Zhang, Yu Rong, Y. Feng, and Y. Li, "Robust and autonomous dc bus voltage control and stability analysis for a dc microgrid," in *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. IEEE, may 2016, pp. 3708–3714.

[12] W. Feng, M. Jin, X. Liu, Y. Bao, C. Marnay, C. Yao, and J. Yu, "A review of microgrid development in the United States â A decade of progress on policies, demonstrations, controls, and software tools," *Applied Energy*, vol. 228, no. April, pp. 1656–1668, 2018.

[13] L. Meng, Q. Shafiee, G. Ferrari Trecate, H. Karimi, D. Fulwani, X. Lu, and J. M. Guerrero, "Review on Control of DC Microgrids," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 3, pp. 1–1, 2017.

[14] G. Van den Broeck, J. Stuyts, and J. Driesen, "A critical review of power quality standards and definitions applied to DC microgrids," *Applied Energy*, vol. 229, no. April, pp. 281–288, 2018.

[15] G. Postiglione, "DC distribution system for home and office," Master Thesis, Chalmers University of Technology, 2001.

[16] A. Tahim, "Controle de Microrredes de Distribuição de Energia Elétrica em Corrente Contínua," Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2015.

[17] J. Schönberger, "Distributed Control of a Nanogrid Using DC Bus Signalling," Phd Thesis, University of Canterbury, 2005.

[18] EPE, "Balanço Energético Nacional 2020: Relatório síntese, ano base 2019." Tech. Rep., 2020. [Online]. Available: https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/balanco-energetico-nacional-2020

[19] P. Karlsson, "DC Distributed Power Systems - Analysis, Design and Control for a Renewable Energy System," Doctoral Dissertation, Lund University, 2002.

[20] M. Cheng and Y. Zhu, "The state of the art of wind energy conversion systems and technologies: A review," *Energy Conversion and Management*, vol. 88, pp. 332–347, 2014.

[21] H. Polinder, F. F. A. Van Der Pijl, G. J. De Vilder, and P. J. Tavner, "Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 3, pp. 725–733, 2006.

[22] S. Muyeen, *Wind energy conversion systems: technology and trends*. Springer, 2012.

[23] D. A. Torrey, "Switched reluctance generators and their control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 3–14, 2002.

[24] H. Chen and J. J. Gu, "Implementation of the three-phase switched reluctance machine system for motors and generators," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 15, no. 3, pp. 421–432, 2010.

[25] R. Krishnan, *Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications*, C. P. LLC, Ed. New York: CRC Press LLC, 2001.

[26] B. Burkhart, A. Klein-Hessling, I. Ralev, C. P. Wiess, and R. W. De Doncker, "Technology, Research and Applications of Switched Reluctance Drives," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 2, no. 1, pp. 12–27, apr 2017.

[27] S. Li, S. Zhang, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Modeling, design optimization, and applications of switched reluctance machines - A review," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 3, pp. 2660–2681, 2019.

[28] A. T. Elsayed, A. A. Mohamed, and O. A. Mohammed, "DC microgrids and distribution systems: An overview," *Electric Power Systems Research*, vol. 119, no. 9, pp. 407–417, feb 2015.

[29] E. Planas, J. Andreu, J. I. Gárate, I. Martínez De Alegría, and E. Ibarra, "AC and DC technology in microgrids: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 43, pp. 726–749, 2015.

[30] P. Fairley, "DC versus AC: The second war of currents has already begun [in my view]," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 10, no. 6, 2012.

[31] B. Nordman and K. Christensen, "DC Local Power Distribution: Technology, Deployment, and Pathways to Success," *IEEE Electrification Magazine*, vol. 4, no. 2, pp. 29–36, 2016.

[32] D. Marquet, T. Tanaka, K. Murai, T. Toru, and T. Babasaki, "DC power wide spread in Telecom/Datacenter and in home/office with renewable energy and energy autonomy," *Telecommunications Energy Conference 'Smart Power and Efficiency' (INTELEC), Proceedings of 2013 35th International*, no. October, pp. 1–6, 2013.

[33] T. Tanaka, N. Hanaoka, A. Takahashi, K. Asakimori, T. Iwato, A. Sakurai, and N. Yamashita, "Concept of new power supply system topology using 380 v and 48 v DC bus for future datacenters and telecommunication buildings," *INTELEC, International Telecommunications Energy Conference (Proceedings)*, vol. 2016-September, pp. 3–4, 2016.

[34] E. Pons, R. Tommasini, and P. Colella, "Fault Current Detection and Dangerous Voltages in DC Urban Rail Traction Systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 9994, no. c, pp. 1–1, 2017.

[35] N. Zhao, N. Schofield, R. Yang, and R. Gu, "Investigation of DC-Link Voltage and Temperature Variations on EV Traction System Design," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 4, pp. 3707–3718, jul 2017.

[36] A. Kalair, N. Abas, and N. Khan, "Comparative study of HVAC and HVDC transmission systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 59, pp. 1653–1675, 2016.

[37] F. Gao, S. Bozhko, A. Costabeber, C. Patel, P. Wheeler, C. I. Hill, and G. Asher, "Comparative Stability Analysis of Droop Control Approaches in Voltage-Source-Converter-Based DC Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2395–2415, 2017.

[38] E. Unamuno and J. A. Barrena, "Hybrid ac/dc microgrids - Part I: Review and classification of topologies," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 52, pp. 1251–1259, 2015.

[39] Ó. Lucía, I. Cvetkovic, H. Sarnago, D. Boroyevich, P. Mattavelli, and F. C. Lee, "Design of home appliances for a DC-based nanogrid system: An induction range study case," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 4, pp. 315–326, 2013.

[40] B. Nordman and K. Christensen, "DC Local Power Distribution with microgrids and nanogrids," *2015 IEEE 1st International Conference on Direct Current Microgrids, ICDCM 2015*, pp. 199–204, 2015.

[41] Z. Yi, X. Zhao, D. Shi, J. Duan, Y. Xiang, and Z. Wang, "Accurate Power Sharing and Synthetic Inertia Control for DC Building Microgrids with Guaranteed Performance," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 63 698–63 708, 2019.

[42] M. Sechilariu, B. Wang, and F. Locment, "Building integrated photovoltaic system with energy storage and smart grid communication," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1607–1618, 2013.

[43] T. Dragicevic, X. Lu, J. Vasquez, and J. Guerrero, "DC MicrogridsâPart I: A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8993, no. c, pp. 1–1, 2015.

[44] B. Liu, F. Zhuo, Y. Zhu, and H. Yi, "System Operation and Energy Management of a Renewable Energy-Based DC Micro-Grid for High Penetration Depth Application," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, no. 3, pp. 1147–1155, 2015.

[45] A. Iovine, S. B. Siad, G. Damm, E. De Santis, and M. D. Di Benedetto, "Nonlinear Control of a DC MicroGrid for the Integration of Photovoltaic Panels," *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, vol. 14, no. 2, pp. 524–535, 2017.

[46] G. Byeon, T. Yoon, S. Oh, and G. Jang, "Energy Management Strategy of the DC Distribution System in Buildings Using the EV Service Model," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1544–1554, apr 2013.

[47] H. Lotfi, S. Member, A. Khodaei, and S. Member, "Hybrid AC / DC Microgrid Planning," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 8, no. 1, pp. 296–304, 2016.

[48] M. Farhadi and O. Mohammed, "Adaptive energy management in redundant hybrid DC microgrid for pulse load mitigation," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, no. 1, pp. 54–62, 2015.

[49] M. Kumar, S. C. Srivastava, and S. N. Singh, "Control Strategies of a DC Microgrid for Grid Connected and Islanded Operations," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, no. 4, pp. 1588–1601, 2015.

[50] M. Saleh, Y. Esa, and A. A. Mohamed, "Communication-Based Control for DC Microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 2, pp. 2180–2195, 2019.

[51] T. Dragicevic, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and D. Skrlec, "Supervisory Control of an Adaptive-Droop Regulated DC Microgrid With Battery Management Capability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 695–706, feb 2014.

[52] J. Xiao, L. Setyawan, P. Wang, and C. Jin, "Power-Capacity-Based Bus-Voltage Region Partition and Online Droop Coefficient Tuning for Real-Time Operation of DC Microgrids," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 4, pp. 1338–1347, 2015.

[53] Y. Xia, Y. Peng, H. Hu, Y. Wang, and W. Wei, "Advanced unified decentralised control method with voltage restoration for DC microgrids," *IET Renewable Power Generation*, vol. 10, no. 6, pp. 861–871, 2016.

[54] X. Zhao, Y. W. Li, H. Tian, and X. Wu, "Energy Management Strategy of Multiple Supercapacitors in a DC Microgrid Using Adaptive Virtual Impedance," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 4, pp. 1174–1185, 2016.

[55] F. Cingoz, A. Elrayyah, and Y. Sozer, "Optimized Settings of Droop Parameters Using Stochastic Load Modeling for Effective DC Microgrids Operation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 2, pp. 1358–1371, 2017.

[56] S. Peyghami, P. Davari, H. Mokhtari, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "Synchronverter-Enabled DC Power Sharing Approach for LVDC Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 10, pp. 8089–8099, oct 2017.

[57] X. Li, L. Guo, S. Zhang, C. Wang, Y. W. Li, A. Chen, and Y. Feng, "Observer-Based DC Voltage Droop and Current Feed-Forward Control of a DC Microgrid," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 5, pp. 5207–5216, 2018.

[58] Y. Xia, W. Wei, Y. Peng, P. Yang, and M. Yu, "Decentralized coordination control for parallel bidirectional power converters in a grid-connected DC microgrid," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 6, pp. 6850–6861, 2018.

[59] G. Liu, T. Caldognetto, P. Mattavelli, and P. Magnone, "Power-Based Droop Control in DC Microgrids Enabling Seamless Disconnection from Upstream Grids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 3, pp. 2039–2051, 2019.

[60] T. Dragicevic, X. Lu, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "DC MicrogridsâPart II: A Review of Power Architectures, Applications, and Standardization Issues," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 5, pp. 3528–3549, may 2016.

[61] M. Yuan, Y. Fu, Y. Mi, Z. Li, and C. Wang, "Hierarchical control of DC microgrid with dynamical load power sharing," *Applied Energy*, vol. 239, no. December 2018, pp. 1–11, 2019.

[62] S. Wang, L. Lu, X. Han, M. Ouyang, and X. Feng, "Virtual-battery based droop control and energy storage system size optimization of a DC microgrid for electric vehicle fast charging station," *Applied Energy*, vol. 259, no. October 2019, p. 114146, 2020.

[63] Y. Gu, W. Li, and X. He, "Passivity-Based Control of DC Microgrid for Self-Disciplined Stabilization," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 30, no. 5, pp. 2623–2632, 2015.

[64] A. A. Hamad, H. E. Farag, and E. F. El-Saadany, "A Novel Multiagent Control Scheme for Voltage Regulation in DC Distribution Systems," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 6, no. 2, pp. 534–545, 2015.

[65] A. P. N. Tahim, D. J. Pagano, E. Lenz, and V. Stramosk, "Modeling and Stability Analysis of Islanded DC Microgrids under Droop Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 8, pp. 4597–4607, 2015.

[66] K. T. Tan, B. Sivaneasan, X. Y. Peng, and P. L. So, "Control and Operation of a DC Grid-Based Wind Power Generation System in a Microgrid," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 2, pp. 496–505, 2016.

[67] C. Dong, Q. Gao, Q. Xiao, X. Yu, L. PekaÅ, and H. Jia, "Time-delay stability switching boundary determination for DC microgrid clusters with the distributed control framework," *Applied Energy*, vol. 228, no. May, pp. 189–204, 2018.

[68] M. Saleh, Y. Esa, and A. Mohamed, "Impact of communication latency on the bus voltage of centrally controlled dc microgrids during islanding," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 10, no. 4, pp. 1844–1856, Oct 2019.

[69] Amir Khorsandi, Mojtaba Ashourloo, and Hossein Mokhtari, "A Decentralized Control Method for a Low-Voltage DC Microgrid," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 4, pp. 793–801, 2014.

[70] Y. Gu, X. Xiang, W. Li, and X. He, "Mode-adaptive decentralized control for renewable DC microgrid with enhanced reliability and flexibility," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 5072–5080, 2014.

[71] X. Lu, K. Sun, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and L. Huang, "State-of-Charge Balance Using Adaptive Droop Control for Distributed Energy Storage Systems in DC Microgrid Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 2804–2815, 2014.

[72] X. Lu, J. M. Guerrero, K. Sun, and J. C. Vasquez, "An Improved Droop Control Method for DC Microgrids Based on Low Bandwidth Communication With DC Bus Voltage Restoration and Enhanced Current Sharing Accuracy," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 4, pp. 1800–1812, apr 2014.

[73] S. Augustine, M. K. Mishra, and N. Lakshminarasamma, "Adaptive Droop Control Strategy for Load Sharing and Circulating Current Minimization in Standalone DC Low-voltage Microgrid," *IEEE Trsactions on Energy Conversion*, vol. 6, no. 1, pp. 132–141, 2015.

[74] Y. Gu, W. Li, and X. He, "Frequency-Coordinating Virtual Impedance for Autonomous Power Management of DC Microgrid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 2328–2337, apr 2015.

[75] X. Lu, K. Sun, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and L. Huang, "Double-Quadrant State-of-Charge Based Droop Control Method for Distributed Energy Storage Systems in Autonomous DC Microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, no. 1, pp. 147 – 157, 2015.

[76] M. Hamzeh, M. Ghafouri, H. Karimi, K. Sheshyekani, and J. M. Guerrero, "Power Oscillations Damping in DC Microgrids," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 3, pp. 970–980, 2016.

[77] E. Alizadeh, M. Hamzeh, and A. M. Birjandi, "A multifunctional control strategy for oscillatory current sharing in DC microgrids," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 2, pp. 560–570, 2017.

[78] T. V. Vu, D. Perkins, F. Diaz, D. Gonsoulin, C. S. Edrington, and T. El-Mezyani, "Robust adaptive droop control for DC microgrids," *Electric Power Systems Research*, vol. 146, no. 2, pp. 95–106, may 2017.

[79] N. L. Diaz, T. Dragicevic, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Intelligent Distributed Generation and Storage Units for DC MicrogridsâA New Concept on Cooperative Control Without Communications Beyond Droop Control," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 5, pp. 2476–2485, sep 2014.

[80] T. Dragicevi, J. M.Guerrero, and J. C. C. Vasquez, "A Distributed Control Strategy for Coordination of an Autonomous LVDC Microgrid Based onPower-Line Signaling," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 7, pp. 3313–3326, 2014.

[81] T. Morstyn, B. Hredzak, G. Demetriades, and V. Agelidis, "Unified Distributed Control for DC Microgrid Operating Modes," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. PP, no. PP, pp. 1–11, 2015.

[82] V. Nasirian, S. S. Member, A. Davoudi, F. L. Lewis, J. M. Guerrero, and S. S. Member, "Distributed Adaptive Droop Control for DC Distribution Systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 4, pp. 944–956, 2014.

[83] V. Nasirian, S. Moayedi, A. Davoudi, and F. L. Lewis, "Distributed Cooperative Control of DC Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 2288–2303, 2015.

[84] J. Zhao and F. Dörfler, "Distributed control and optimization in DC microgrids," *Automatica*, vol. 61, pp. 18–26, 2015.

[85] G. Ferrari-Trecate, J. C. Vasquez, M. Tucci, S. Riverso, and J. M. Guerrero, "A Decentralized Scalable Approach to Voltage Control of DC Islanded Microgrids," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 24, no. 6, pp. 1965–1979, 2016.

[86] A. A. Hamad, M. A. Azzouz, and E. F. El-Saadany, "Multiagent Supervisory Control for Power Management in DC Microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, no. 2, pp. 1057–1068, 2016.

[87] K. Kai Sun, L. Li Zhang, Y. Yan Xing, and J. M. Guerrero, "A Distributed Control Strategy Based on DC Bus Signaling for Modular Photovoltaic Generation Systems With Battery Energy Storage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 10, pp. 3032–3045, 2011.

[88] C. D., X. L., and Y. L., "DC voltage variation based autonomous control of DC microgrids," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 2, pp. 637–648, 2013.

[89] D. Wu, F. Tang, T. Dragicevic, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez, "Coordinated control based on bus-signaling and virtual inertia for Islanded DC Microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, no. 6, pp. 2627–2638, 2015.

[90] A. Hosseinipour and H. Hojabri, "Virtual inertia control of PV systems for dynamic performance and damping enhancement of DC microgrids with constant power loads," *IET Renewable Power Generation*, vol. 12, no. 4, pp. 430–438, 2018.

[91] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. De Vicuña, and M. Castilla, "Hierarchical control of droop-controlled AC and DC microgrids - A general approach toward standardization," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 158–172, 2011.

[92] S. Anand, B. G. Fernandes, and J. M. Guerrero, "Distributed control to ensure proportional load sharing and improve voltage regulation in low-voltage DC microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1900–1913, 2013.

[93] L. Che and M. Shahidehpour, "DC microgrids: Economic operation and enhancement of resilience by hierarchical control," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 5, pp. 2517–2526, 2014.

[94] C. Jin, P. Wang, J. Xiao, Y. Tang, and F. H. Choo, "Implementation of Hierarchical Control in DC Microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 8, pp. 4032–4042, aug 2014.

[95] Q. Shafiee, T. Dragicevic, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Hierarchical Control for Multiple DC-Microgrids Clusters," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 4, pp. 922–933, dec 2014.

[96] P. H. Huang, P. C. Liu, W. Xiao, and M. S. El Moursi, "A Novel Droop-Based Average Voltage Sharing Control Strategy for DC Microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, no. 3, pp. 1096–1106, 2015.

[97] C. N. Papadimitriou, E. I. Zountouridou, and N. D. Hatziargyriou, "Review of hierarchical control in DC microgrids," *Electric Power Systems Research*, vol. 122, pp. 159–167, 2015.

[98] C. S. Edrington, T. V. Vu, S. Paran, F. Diaz-Franco, and T. El-Mezyani, "An Alternative Distributed Control Architecture for Improvement in the Transient Response of DC Microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 574–584, 2016.

[99] L. L. Fan, V. Nasirian, H. Modares, F. L. Lewis, Y. D. Song, and A. Davoudi, "Game-Theoretic Control of Active Loads in DC Microgrids," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 3, pp. 882–895, 2016.

[100] S. Moayedi and A. Davoudi, "Distributed Tertiary Control of DC MicrogridClusters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1717–1733, 2016.

[101] P. Wang, X. Lu, X. Yang, W. Wang, and D. Xu, "An Improved Distributed Secondary Control Method for DC Microgrids with Enhanced Dynamic Current Sharing Performance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 9, pp. 6658–6673, 2016.

[102] J. Xiao, P. Wang, and L. Setyawan, "Multilevel Energy Management System for Hybridization of Energy Storages in DC Microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 7, no. 2, pp. 847–856, 2016.

[103] T. R. Oliveira, W. W. A. Gonçalves Silva, and P. F. Donoso-Garcia, "Distributed secondary level control for energy storage management in DC microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, no. 6, pp. 2597–2607, 2017.

[104] Y. Mi, X. Chen, H. Ji, L. Ji, Y. Fu, C. Wang, and J. Wang, "The coordinated control strategy for isolated DC microgrid based on adaptive storage adjustment without communication," *Applied Energy*, vol. 252, no. May, p. 113465, 2019.

[105] B. Banerjee and W. W. Weaver, "Generalized geometric control manifolds of power converters in a DC microgrid," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 29, no. 4, pp. 904–912, 2014.

[106] A. Maknouninejad, Z. Qu, F. L. Lewis, and A. Davoudi, "Optimal, nonlinear, and distributed designs of droop controls for DC microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 5, pp. 2508–2516, 2014.

[107] M. S. Sadabadi, Q. Shafiee, and A. Karimi, "Plug-and-play robust voltage control of DC microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 6, pp. 6886–6896, 2018.

[108] N. Eghtedarpour and E. Farjah, "Control strategy for distributed integration of photovoltaic and energy storage systems in DC micro-grids," *Renewable Energy*, vol. 45, pp. 96–110, 2012.

[109] L. Xu and D. Chen, "Control and operation of a DC microgrid with variable generation and energy storage," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 4, pp. 2513–2522, 2011.

[110] K. Kurohane, A. Uehara, T. Senjyu, A. Yona, N. Urasaki, T. Funabashi, and C. H. Kim, "Control strategy for a distributed DC power system with renewable energy," *Renewable Energy*, vol. 36, no. 1, pp. 42–49, 2011.

[111] V. Nayanar, N. Kumaresan, and N. Ammasai Gounden, "A Single-Sensor-Based MPPT Controller for Wind-Driven Induction Generators Supplying DC Microgrid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1161–1172, feb 2016.

[112] L. Sheng-yen, W. Li, L. Te-Ming, and A. V. Prokhorov, "Integration of Wind Power and Wave Power Generation Systems Using a DC Microgrid," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 4, pp. 2753–2761, 2015.

[113] P. Kou, D. Liang, and L. Gao, "Distributed Coordination of Multiple PMSGs in an Islanded DC Microgrid for Load Sharing," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 2, pp. 471–485, 2017.

[114] P. Kou, D. Liang, J. Wang, and L. Gao, "Stable and Optimal Load Sharing of Multiple PMSGs in an Islanded DC Microgrid," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 1, pp. 260–271, 2018.

[115] E. Cetin, A. Yilanci, H. K. Ozturk, M. Colak, I. Kasikci, and S. Iplikci, "A micro-DC power distribution system for a residential application energized by photovoltaic-wind/fuel cell hybrid energy systems," *Energy and Buildings*, vol. 42, no. 8, pp. 1344–1352, 2010.

[116] Y.-K. Chen, Y.-C. Wu, C.-C. Song, and Y.-S. Chen, "Design and Implementation of Energy Management System With Fuzzy Control for DC Microgrid Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1563–1570, 2013.

[117] N. Eghtedarpour and E. Farjah, "Distributed charge/discharge control of energy storages in a renewable-energy-based DC micro-grid," *IET Renewable Power Generation*, vol. 8, no. 1, pp. 45–57, 2014.

[118] Y. Zhang and Y. Wei Li, "Energy management strategy for supercapacitor in droop-controlled dc microgrid using virtual impedance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 4, pp. 2704–2716, 2017.

[119] Q. Xu, X. Hu, P. Wang, J. Xiao, P. Tu, C. Wen, and M. Y. Lee, "A Decentralized Dynamic Power Sharing Strategy for Hybrid Energy Storage System in Autonomous DC Microgrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 7, pp. 5930–5941, jul 2017.

[120] A. Kwasinski and C. N. Onwuchekwa, "Dynamic behavior and stabilization of DC microgrids with instantaneous constant-power loads," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 822–834, 2011.

[121] A. A. A. Radwan and Y. A. R. I. Mohamed, "Linear active stabilization of converter-dominated DC microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 203–216, 2012.

[122] S. R. Huddy and J. D. Skufca, "Amplitude death solutions for stabilization of dc microgrids with instantaneous constant-power loads," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 247–253, 2013.

[123] S. Anand and B. G. Fernandes, "Reduced-order model and stability analysis of low-voltage dc microgrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 11, pp. 5040–5049, 2013.

[124] P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, and S. Pierfederici, "Active stabilization of dc microgrids without remote sensors for more electric aircraft," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 5, pp. 2352–2360, 2013.

[125] R. Ahmadi and M. Ferdowsi, "Improving the performance of a line regulating converter in a converter-dominated DC microgrid system," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 5, pp. 2553–2563, 2014.

[126] P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, and S. Pierfederici, "Dynamic Consideration of DC Microgrids With Constant Power Loads and Active Damping SystemâA De-

sign Method for Fault-Tolerant Stabilizing System," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 3, pp. 562–570, 2014.

[127] S. Sanchez and M. Molinas, "Degree of influence of system states transition on the stability of a DC microgrid," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 5, pp. 2535–2542, 2014.

[128] S. Sanchez, M. Molinas, M. Degano, and P. Zanchetta, "Stability evaluation of a DC micro-grid and future interconnection toan AC system," *Renewable Energy*, vol. 62, pp. 649–656, 2014.

[129] S. Sanchez and M. Molinas, "Large signal stability analysis at the common coupling point of a DC microgrid: A grid impedance estimation approach based on a recursive method," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 1, pp. 122–131, 2015.

[130] M. Wu and D. D. C. Lu, "A Novel Stabilization Method of LC Input Filter with Constant Power Loads Without Load Performance Compromise in DC Microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4552–4562, 2015.

[131] X. Hou, Y. Sun, Z. Liu, H. Han, and M. Su, "Stability Analysis and Stabilization Methods of DC Microgrid With Multiple Parallel-Connected DCâDC Converters Loaded by CPLs," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 1, pp. 132–142, 2016.

[132] L. Herrera, W. Zhang, and J. Wang, "Stability Analysis and Controller Design of DC Microgrids with Constant Power Loads," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, no. 2, pp. 881–888, 2017.

[133] Q. Ye, R. Mo, and H. Li, "Low-Frequency Resonance Suppression of a Dual-Active-Bridge DC/DC converter Enabled DC Microgrid," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 3, pp. 982–994, sep 2017.

[134] J. Liu, W. Zhang, and G. Rizzoni, "Robust Stability Analysis of DC Microgrids With Constant Power Loads," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 33, no. 1, pp. 851–860, 2018.

[135] M. M. Namazi, H. R. Koofigar, and J.-w. Ahn, "Active Stabilization of Self-Excited Switched Reluctance Generator Supplying Constant Power Load in DC Microgrids," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 6777, no. c, pp. 1–1, 2020.

[136] D. Salomonsson, L. Söder, and A. Sannino, "Protection of low-voltage DC microgrids," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 24, no. 3, pp. 1045–1053, 2009.

[137] P. Cairoli, I. Kondratiev, and R. A. Dougal, "Coordinated Control of the Bus Tie Switches and Power Supply Converters for Fault Protection in DC Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 2037–2047, apr 2013.

[138] J.-d. Park and J. Candelaria, "Fault Detection and Isolation in Low-Voltage DC-Bus Microgrid System," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 2, pp. 779–787, apr 2013.

[139] J.-d. Park, J. Candelaria, L. Ma, K. Dunn, and S. Member, "DC Ring-Bus Microgrid Fault Protection and Identi fi cation of Fault Location," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 28, no. 4, pp. 2574–2584, 2013.

[140] A. A. Emhemed, K. Fong, S. Fletcher, and G. M. Burt, "Validation of fast and selective protection scheme for an LVDC distribution network," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 32, no. 3, pp. 1432–1440, 2017.

[141] V. Kleftakis, D. Lagos, C. Papadimitriou, and N. D. Hatziargyriou, "Seamless Transition between Interconnected and Islanded Operation of DC Microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 10, no. 1, pp. 248–256, 2019.

[142] A. Kwasinski, "Quantitative evaluation of DC microgrids availability: Effects of system architecture and converter topology design choices," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 835–851, 2011.

[143] C. M. Lai, C. T. Pan, and M. C. Cheng, "High-efficiency modular high step-up interleaved boost converter for dc-microgrid applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 1, pp. 161–171, 2012.

[144] X. She, A. Q. Huang, S. Lukic, and M. E. Baran, "On integration of solid-state transformer with zonal DC microgrid," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 2, pp. 975–985, 2012.

[145] X. Yu, X. She, X. Zhou, and A. Q. Huang, "Power Management for DC Microgrid Enabled by Solid-State Transformer," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 2, pp. 954–965, mar 2014.

[146] S. I. Ganesan, D. Pattabiraman, R. K. Govindarajan, M. Rajan, and C. Nagamani, "Control Scheme for a Bidirectional Converter in a Self-Sustaining Low-Voltage DC Nanogrid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 10, pp. 6317–6326, 2015.

[147] A. K. Rathore, D. R. Patil, and D. Srinivasan, "Non-isolated Bidirectional Soft-Switching Current-Fed LCL Resonant DC/DC Converter to Interface Energy Sto-

rage in DC Microgrid," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 2, pp. 1711–1722, 2016.

[148] F. Wang, Z. Lei, X. Xu, and X. Shu, "Topology deduction and analysis of voltage balancers for DC microgrid," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 2, pp. 672–680, 2017.

[149] A. Frances, R. Asensi, O. Garcia, R. Prieto, and J. Uceda, "Modeling electronic power converters in smart dc microgrids - An overview," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 9, no. 6, pp. 6274–6287, 2018.

[150] M. Kwon and S. Choi, "Control Scheme for Autonomous and Smooth Mode Switching of Bidirectional DC-DC Converters in a DC Microgrid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 8, pp. 7094–7104, 2018.

[151] M. H. Wang, S. C. Tan, C. K. Lee, and S. Y. Hui, "A configuration of storage system for DC microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 5, pp. 3722–3733, 2018.

[152] M. H. Wang, S. Yan, S. C. Tan, and S. Y. R. Hui, "Hybrid-DC Electric Springs for DC Voltage Regulation and Harmonic Cancellation in DC Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1167–1177, 2018.

[153] D. S. Yu, X. Wang, S. Yu, Z. Ye, T. Fernando, and H. Iu, "A Soft-PWM Approach to Power/Signal Synchronous Transmission for SRG-based DC Microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 0046, no. c, pp. 1–1, 2019.

[154] A. F. V. da Silveira, "Modelagem, construção, testes e análise de desempenho de um gerador a relutância chaveado." Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, 2008.

[155] T. Miller, *Electronic Control of Switched Reluctance Machines*, ser. Newnes Power Engineering Series, T. Miller, Ed. Oxford: Newnes, 2001.

[156] E. Kennedy, "Control of Switched Reluctance Machines," PhD thesis, Dublin City University, 2005.

[157] T. Sawata, "A study of fault and generating operation of the switched reluctance machine," PhD Thesis, The University of Glasgow, 1998.

[158] S. D. Calverley, "Design of a high speed switched reluctance machine for automotive turbo-generator applications," PhD thesis, The University of Sheffield, 2001.

[159] P. Asadi, "Development and application of an advanced switched reluctance generator drive," PhD Thesis, Texas A&M University, 2006.

[160] G. P. Viajante, "Gerador a relutância Variável em conexão com a rede elétrica para injeçao de potência ativa," Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, 2013.

[161] T. A. d. S. Barros, "Propostas de controles de potência e otimização do desempenho do gerador de relutância variável aplicado em geração eólica conectada à rede elétrica de baixa tensão," Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2015.

[162] B. Bilgin, J. Jiang, and A. Emadi, *Switched Reluctance Motor Drives: Fundamentals to Applications*. CRC Press, 2019.

[163] O. Ichinokura, T. Kikuchi, K. Nakamura, T. Watanabe, and Hai-Jiao Guo, "Dynamic simulation model of switched reluctance generator," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, no. 5, pp. 3253–3255, sep 2003.

[164] N. Radimov, N. Ben-Hail, and R. Rabinovici, "Simple Model of Switched-Reluctance Machine Based Only on Aligned and Unaligned Position Data," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 40, no. 3, pp. 1562–1572, may 2004.

[165] J. Faiz and K. Moayed-Zadeh, "Design of switched reluctance machine for starter/generator of hybrid electric vehicle," *Electric Power Systems Research*, vol. 75, no. 2-3, pp. 153–160, aug 2005.

[166] N. Radimov, N. Ben-Hail, and R. Rabinovici, "Switched Reluctance Machines as Three-Phase AC Autonomous Generator," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 11, pp. 3760–3764, nov 2006.

[167] X. Cao, Z. Deng, T. Yao, J. Cai, and Z. Zhuang, "Analysis and application of phase current in switched reluctance generators," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 20, no. 3, pp. 1063–1067, 2010.

[168] X. Cao and Z. Deng, "A full-period generating mode for bearingless switched reluctance generators," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 20, no. 3, pp. 1072–1076, 2010.

[169] W. Ding and D. Liang, "A fast analytical model for an integrated switched reluctance starter/generator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 4, pp. 948–956, 2010.

[170] H. Chen, C. Sun, and Q. Wang, "Analysis of flux-linkage characteristics of switched reluctance linear generator," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 24, no. 3, 2014.

[171] V. Valdivia, R. Todd, F. J. Bryan, A. Barrado, A. Lazaro, and a. J. Forsyth, "Behavioral Modeling of a Switched Reluctance Generator for Aircraft Power Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 6, pp. 2690–2699, 2014.

[172] M. Michon, S. D. Calverley, and K. Atallah, "Operating strategies of switched reluctance machines for exhaust gas energy recovery systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 5, pp. 1478–1486, 2012.

[173] F. Faradjizadeh, R. Tavakoli, and E. S. Afjei, "Accumulator Capacitor Converter for a Switched Reluctance Generator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 1, pp. 501–512, 2018.

[174] S. Song, M. Zhang, and L. Ge, "A new fast method for obtaining flux-linkage characteristics of SRM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4105–4117, 2015.

[175] T. A. Barros, P. J. Neto, M. V. Paula, A. B. Moreira, P. S. Filho, and E. R. Filho, "Automatic Characterization System of Switched Reluctance Machines and Nonlinear Modeling by Interpolation Using Smoothing Splines," *IEEE Access*, pp. 26 011–26 021, 2018.

[176] A. Kushwaha and R. Kanagaraj, "Peak-current estimation using simplified current-rise model of switched reluctance generator operating in single-pulse mode," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 120, no. December 2019, p. 105971, 2020.

[177] N. Schofield and S. Long, "Generator operation of a switched reluctance starter/generator at extended speeds," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 1, pp. 48–56, 2009.

[178] N. Schofield, S. A. Long, D. Howe, and M. McClelland, "Design of a switched reluctance machine for extended speed operation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 1, pp. 116–122, 2009.

[179] X. D. Xue, K. W. E. Cheng, Y. J. Bao, P. L. Leung, and N. Cheung, "Switched reluctance generators with hybrid magnetic paths for wind power generation," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 48, no. 11, pp. 3863–3866, 2012.

[180] A. Siadatan, E. Afjei, H. Torkaman, and M. Rafie, "Design, simulation and experimental results for a novel type of two-layer 6/4 three-phase switched reluctance motor/generator," *Energy Conversion and Management*, vol. 71, pp. 199–207, 2013.

[181] X. Liu, K. Park, and Z. Chen, "A novel excitation assistance switched reluctance wind power generator," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 11, 2014.

[182] S. Méndez, A. Martínez, W. Millán, C. E. Montaño, and F. Pérez-Cebolla, "Design, characterization, and validation of a 1-kW AC self-excited switched reluctance generator," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 2, pp. 846–855, 2014.

[183] P. Lobato, J. A. Dente, J. F. Martins, and A. J. Pires, "Scale models formulation of switched reluctance generators for low speed energy converters," *IET Electric Power Applications*, vol. 9, no. 9, pp. 652–659, 2015.

[184] K. Urase, N. Yabu, K. Kiyota, H. Sugimoto, A. Chiba, M. Takemoto, S. Ogasawara, and N. Hoshi, "Energy Efficiency of SR and IPM Generators for Hybrid Electric Vehicle," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, pp. 2874–2883, 2015.

[185] R. P. Mendes, M. R. Calado, and S. J. Mariano, "Particle swarm and Box complex optimization methods to design linear tubular switched reluctance generators for wave energy conversion," *Swarm and Evolutionary Computation*, vol. 28, pp. 29–41, 2016.

[186] J.-H. Oh and B.-i. Kwon, "Design, Optimization, and Prototyping of a Transverse Flux Type Switched Reluctance Generator with an Integrated Rotor," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8969, no. c, pp. 1–1, 2016.

[187] H.-U. Shin and K.-B. Lee, "Optimal design of a 1 kW switched reluctance generator for wind power systems using a genetic algorithm," *IET Electric Power Applications*, vol. 10, no. 8, pp. 807–817, 2016.

[188] J. Borg Bartolo, M. Degano, J. Espina, and C. Gerada, "Design and Initial Testing of a High-Speed 45-kW Switched Reluctance Drive for Aerospace Application," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 988–997, 2017.

[189] V. S. De Castro Teixeira, T. A. D. S. Barros, A. B. Moreira, and E. R. Filho, "Methodology for the electromagnetic design of the axial-flux c-core switched reluctance generator," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 65 463–65 473, 2018.

[190] E. Zhao, S. Song, Z. Ma, X. Zhang, L. Ning, and Y. Liu, "Design and initial testing of an integrated switched reluctance starter/generator system for unmanned aerial vehicle," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 2, no. 4, pp. 377–383, dec 2018.

[191] P. J. dos Santos Neto, "Otimização de desempenho do gerador de relutância variável aplicado em sistemas eólicos : uma abordagem via planejamento de experimento computacional," Dissertação de mestrado, Universidade Estadual de Campinas, 2017.

[192] D. E. Cameron and J. H. Lang, "The control of high-speed variable-reluctance generators in electric power systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 6, pp. 1106–1109, 1993.

[193] C. Ferreira, S. Jones, W. Heglund, and W. Jones, "Detailed design of a 30-kW switched reluctance starter/generator system for a gas turbine engine application," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 3, pp. 553–561, 1995.

[194] C. Mademlis and I. Kioskeridis, "Optimizing performance in current-controlled switched reluctance generators," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 3, pp. 556–565, 2005.

[195] R. Cardenas, R. Pena, M. Perez, J. Clare, G. Asher, and P. Wheeler, "Power Smoothing Using a Flywheel Driven by a Switched Reluctance Machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1086–1093, jun 2006.

[196] I. Kioskeridis and C. Mademlis, "Optimal efficiency control of switched reluctance generators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 4, pp. 1062–1072, 2006.

[197] Y. C. Chang and C. M. Liaw, "On the design of power circuit and control scheme for switched reluctance generator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 445–454, 2008.

[198] E. Echenique, J. Dixon, R. Cardenas, and R. Pena, "Sensorless Control for a Switched Reluctance Wind Generator, Based on Current Slopes and Neural Networks," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 817–825, 2009.

[199] Y.-c. Chang and C.-m. Liaw, "Establishment of a Switched-Reluctance Generator-Based Common DC Microgrid System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp. 2512–2527, sep 2011.

[200] Y. J. Bao, K. W. E. Cheng, N. C. Cheung, and S. L. Ho, "Experimental examination on a new switched reluctance wind power generator system for electric vehicles," *Power Electronics, IET*, vol. 5, no. 8, pp. 1262–1269, 2012.

[201] D.-W. Choi, S.-I. Byun, and Y.-H. Cho, "A Study on the Maximum Power Control Method of Switched Reluctance Generator for Wind Turbine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 50, no. 1, pp. 1–4, 2014.

[202] K. W. Hu, J. C. Wang, T. S. Lin, and C. M. Liaw, "A switched-reluctance generator with interleaved interface DC-DC converter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 1, pp. 273–284, 2015.

[203] E. S. Lopes Oliveira, M. L. Aguiar, and I. Nunes Da Silva, "Strategy to control the terminal voltage of a srg based on the excitation voltage," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 13, no. 4, pp. 975–981, 2015.

[204] G. Viajante, D. Andrade, E. Chaves, V. Bernadelli, C. Queiroz, M. Freitas, J. Santos, and L. Gomes, "A grid connection scheme of a switched reluctance generator for active power injection using P-resonant (P-RES) controller," *Electric Power Systems Research*, vol. 141, pp. 572–579, 2016.

[205] E. Roshandel, M. M. Namazi, A. Rashidi, S. M. Saghaian-Nejad, and J. W. Ahn, "SSC strategy for SRG to achieve maximum power with minimum current ripple in battery charging," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 7, pp. 1205–1213, 2017.

[206] X. Zan, K. Ni, W. Zhang, Z. Jiang, M. Cui, D. Yu, and R. Zeng, "A New Control Strategy for SR Generation System Based on Modified PT Control," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 179 720–179 733, 2019.

[207] H. Chen, D. Xu, and X. Deng, "Control for Power Converter of Small-scale Switched Reluctance Wind Power Generator," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 0046, no. c, pp. 1–1, 2020.

[208] A. Sarr, I. Bahri, E. Berthelot, A. Kebe, and D. Diallo, "Switched Reluctance Generator for Low Voltage DC Microgrid Operation: Experimental Validation," *Energies*, vol. 13, no. 12, p. 3032, jun 2020.

[209] H. M. Hasanien and S. M. Muyeen, "Speed control of grid-connected switched reluctance generator driven by variable speed wind turbine using adaptive neural network controller," *Electric Power Systems Research*, vol. 84, no. 1, pp. 206–213, 2012.

[210] R. Dhifaoui, N. Liouane, and H. Yahia, "Differential evolution method-based output power optimisation of switched reluctance generator for wind turbine applications," *IET Renewable Power Generation*, vol. 8, no. 7, pp. 795–806, 2014.

[211] F. Yi and W. Cai, "Modeling, Control, and Seamless Transition of the Bidirectional Battery-Driven Switched Reluctance Motor/Generator Drive Based on Integrated Multiport Power Converter for Electric Vehicle Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 7099–7111, 2016.

[212] E. Rahmanian, H. Akbari, and G. H. Sheisi, "Maximum Power Point Tracking in Grid Connected Wind Plant by Using Intelligent Controller and Switched Reluctance Generator," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 8, no. 3, pp. 1313–1320, 2017.

[213] M. M. Namazi, S. M. S. Nejad, A. Tabesh, A. Rashidi, and M. Liserre, "Passivity-Based Control of Switched Reluctance-Based Wind System Supplying Constant Power Load," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 12, pp. 9550–9560, 2018.

[214] Y. Sozer and D. Torrey, "Closed Loop Control of Excitation Parameters for High Speed Switched-Reluctance Generators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 2, pp. 355–362, mar 2004.

[215] R. Cardenas, R. Pena, M. Perez, J. Clare, G. Asher, and P. Wheeler, "Control of a Switched Reluctance Generator for Variable-Speed Wind Energy Applications," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 4, pp. 781–791, dec 2005.

[216] V. Nasirian, S. Kaboli, and A. Davoudi, "Output power maximization and optimal symmetric freewheeling excitation for switched reluctance generators," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 3, pp. 1031–1042, 2013.

[217] T. A. S. Barros and E. Ruppert, "Direct Power Control for Switched Reluctance . Generator in Wind Energy," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 13, no. 1, pp. 123–128, 2015.

[218] C. E. Capovilla, I. R. S. Casella, A. J. Sguarezi Filho, T. A. Dos Santos Barros, and E. Ruppert Filho, "Performance of a direct power control system using coded wireless OFDM power reference transmissions for switched reluctance aerogenerators in a smart grid scenario," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 52–61, 2015.

[219] T. A. Barros, P. J. Neto, P. S. Filho, A. B. Moreira, and E. Ruppert, "Approach for performance optimization of switched reluctance generator in variable-speed wind generation system," *Renewable Energy*, vol. 97, pp. 114–128, nov 2016.

[220] T. A. D. S. Barros, P. J. D. S. Neto, P. S. N. Filho, A. B. Moreira, and E. R. Filho, "An Approach for Switched Reluctance Generator in a Wind Generation System with a Wide Range of Operation Speed," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 11, pp. 8277–8292, 2017.

[221] M. I. Mosaad, N. I. Elkalashy, and M. G. Ashmawy, "Integrating adaptive control of renewable distributed Switched Reluctance Generation and feeder protection coordination," *Electric Power Systems Research*, vol. 154, pp. 452–462, 2018.

[222] M. I. Mosaad, "Direct power control of SRG-based WECSs using optimised fractional-order PI controller," *IET Electric Power Applications*, vol. 14, no. 3, pp. 409–417, 2020.

[223] S. Narla, Y. Sozer, and I. Husain, "Switched Reluctance Generator Controls for Optimal Power Generation and Battery Charging," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 5, pp. 1452–1459, sep 2012.

[224] C. Sikder, I. Husain, and Y. Sozer, "Switched reluctance generator control for optimal power generation with current regulation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 1, pp. 307–316, 2014.

[225] M. P. Ćalasan and V. P. Vujičić, "SRG converter topologies for continuous conduction operation: A comparative evaluation," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 6, pp. 1032–1042, 2017.

[226] P. J. d. S. Neto, T. A. d. S. Barros, M. V. de Paula, R. R. de Souza, and E. R. Filho, "Design of Computational Experiment for Performance Optimization of a Switched Reluctance Generator in Wind Systems," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, no. 1, pp. 406–419, mar 2018.

[227] M. Barnes and C. Pollock, "Power electronic converters for switched reluctance drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1100–1111, 1998.

[228] T. Sawata, P. Kjaer, C. Cossar, T. Miller, and Y. Hayashi, "Fault-tolerant operation of single-phase SR generators," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 4, pp. 774–781, 1999.

[229] A. Takahashi, H. Goto, K. Nakamura, T. Watanabe, and O. Ichinokura, "Characteristics of 8/6 Switched Reluctance Generator Excited by Suppression Resistor Converter," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 10, pp. 3458–3460, oct 2006.

[230] V. P. Vujicic and M. P. Calasan, "Simple Sensorless Control for high-speed Operation of Switched Reluctance Generator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8969, no. c, pp. 1–1, 2016.

[231] M. P. Ćalasan and V. P. Vujičić, "Sensorless control of wind SRG in dc microgrid application," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 99, no. January, pp. 672–681, 2018.

[232] A. Klein-Hessling, B. Burkhart, and R. W. D. Doncker, "Active Source Current Filtering to Minimize the DC-Link Capacitor in Switched Reluctance Drives," *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 4, no. 1, pp. 62–71, mar 2019.

[233] M. Stiebler, *Wind Energy Systems for Electric Power Generation*, ser. Green Energy and Technology. Springer Berlin Heidelberg, 2008.

[234] S. Heier, *Grid Integration of Wind Energy: Onshore and Offshore Conversion Systems*. Wiley, 2014.

[235] M. Abouzeid, "The use of an axial field-switched reluctance generator driven by wind energy," *Renewable Energy*, vol. 6, no. 5-6, pp. 619–622, 1995.

[236] A. V. Radun, C. A. Ferreira, and E. Richter, "Two-channel switched reluctance starter/generator results," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 5, pp. 1026–1034, 1998.

[237] J. Pan, Y. Zou, and G. Cao, "Investigation of a low-power, double-sided switched reluctance generator for wave energy conversion," *IET Renewable Power Generation*, vol. 7, no. 2, pp. 98–109, 2013.

[238] J. F. Pan, Y. Zou, N. Cheung, and G. Z. Cao, "On the Voltage Ripple Reduction Control of the Linear Switched Reluctance Generator for Wave Energy Utilization," *Ieee Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5298–5307, 2014.

[239] B. Fahimi, A. Emadi, and R. B. Sepe, "A switched reluctance machine-based starter/alternator for more electric cars," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 1, pp. 116–124, 2004.

[240] Q. Wang, H. Chen, Y. Dou, and S. Abbas, "Improved current control scheme with online current distribution and DFA regulation for switched reluctance generator," *IET Electric Power Applications*, vol. 12, no. 3, pp. 388–397, 2018.

[241] M. Z. Lu, P. H. Jhou, and C. M. Liaw, "Wind Switched-Reluctance Generator Based Microgrid with Integrated Plug-In Energy Support Mechanism," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 5, pp. 5496–5511, 2021.

[242] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications*, ser. Wiley - IEEE. Wiley, 2010.

[243] P. S. N. Filho, "Modelagem Matemática Dinâmica Para Projeto e Análise de Controle de Tensão do Elo CC de um Conversor Fotovoltaico Trifásico de Dois Estágios Conectado à Rede Elétrica Através de Filtro LCL," Tese de Doutorado, Universidade Estadual de Campinas, 2017.

[244] M. Coleman, C. K. Lee, C. Zhu, and W. G. Hurley, "State-of-charge determination from EMF voltage estimation: Using impedance, terminal voltage, and current for lead-acid and lithium-ion batteries," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 5, pp. 2550–2557, 2007.

[245] R. H. Byrne, T. A. Nguyen, D. A. Copp, B. R. Chalamala, and I. Gyuk, "Energy Management and Optimization Methods for Grid Energy Storage Systems," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 13 231–13 260, 2017.

[246] M. F. Zia, E. Elbouchikhi, and M. Benbouzid, "Optimal operational planning of scalable DC microgrid with demand response, islanding, and battery degradation cost considerations," *Applied Energy*, vol. 237, no. January, pp. 695–707, 2019.

[247] R. Xiong, J. Cao, Q. Yu, H. He, and F. Sun, "Critical Review on the Battery State of Charge Estimation Methods for Electric Vehicles," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 1832–1843, 2017.

[248] M. A. Hannan, M. S. Lipu, A. Hussain, and A. Mohamed, "A review of lithium-ion battery state of charge estimation and management system in electric vehicle applications: Challenges and recommendations," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 78, no. May, pp. 834–854, 2017.

[249] S. Barsali and M. Ceraolo, "Dynamical models of lead-acid batteries: Implementation issues," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 1, pp. 16–23, 2002.

[250] S. Vazquez, S. M. Lukic, E. Galvan, L. G. Franquelo, and J. M. Carrasco, "Energy storage systems for transport and grid applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp. 3881–3895, 2010.

[251] O. Tremblay and L.-A. Dessaint, "Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications," *World Electric Vehicle Journal*, vol. 3, no. 2, pp. 289–298, jun 2009.

[252] N. Kularatna, "Rechargeable batteries and their management: Part 30 in a series of tutorials on instrumentation and measurement," *IEEE Instrumentation and Measurement Magazine*, vol. 14, no. 2, pp. 20–33, 2011.

[253] H. Samani and X. Fernando, "Battery Current's Fluctuations Removal in Hybrid Energy Storage System Based on Optimized Control of Supercapacitor Voltage," *IEEE Embedded Systems Letters*, vol. 8, no. 3, pp. 53–56, 2016.

[254] M. A. Hannan, M. M. Hoque, A. Hussain, Y. Yusof, and P. J. Ker, "State-of-the-Art and Energy Management System of Lithium-Ion Batteries in Electric Vehicle Applications: Issues and Recommendations," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 19 362–19 378, 2018.

[255] P. Karlsson and J. Svensson, "DC bus voltage control for a distributed power system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 6, pp. 1405–1412, nov 2003.

[256] R. A. Ferreira, P. G. Barbosa, H. A. Braga, and A. A. Ferreira, "Analysis of nonlinear adaptive voltage droop control method applied to a grid connected DC microgrid," *2013 Brazilian Power Electronics Conference, COBEP 2013 - Proceedings*, pp. 1067–1074, 2013.

[257] X. Zhu, Z. Xie, S. Jing, and H. Ren, "Distributed virtual inertia control and stability analysis of dc microgrid," *IET Generation, Transmission and Distribution*, vol. 12, no. 14, pp. 3477–3486, 2018.

[258] A. M. Gee, F. V. Robinson, and R. W. Dunn, "Analysis of battery lifetime extension in a small-scale wind-energy system using supercapacitors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 1, pp. 24–33, 2013.

[259] A. Khaligh and Z. Li, "Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2806–2814, 2010.

[260] H. Zhou, T. Bhattacharya, D. Tran, T. S. T. Siew, and A. M. Khambadkone, "Composite energy storage system involving battery and ultracapacitor with dynamic energy management in microgrid applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 923–930, 2011.

[261] J. Fang, Y. Tang, H. Li, and X. Li, "A Battery/Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System for Implementing the Power Management of Virtual Synchronous Generators," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 4, pp. 2820–2824, 2018.

[262] D. Chen, Y. Xu, and A. Q. Huang, "Integration of DC Microgrids as Virtual Synchronous Machines into the AC Grid," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 9, pp. 7455–7466, 2017.

[263] W. Wu, Y. Chen, A. Luo, L. Zhou, X. Zhou, L. Yang, Y. Dong, and J. M. Guerrero, "A Virtual Inertia Control Strategy for DC Microgrids Analogized with Virtual Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 7, pp. 6005–6016, 2017.

[264] S. Samanta, J. P. Mishra, and B. K. Roy, "Virtual DC machine: An inertia emulation and control technique for a bidirectional DC-DC converter in a DC microgrid," *IET Electric Power Applications*, vol. 12, no. 6, pp. 874–884, 2018.

[265] K. Shi, H. Ye, W. Song, and G. Zhou, "Virtual Inertia Control Strategy in Microgrid Based on Virtual Synchronous Generator Technology," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 27 949–27 957, 2018.

[266] S. Samanta, J. Mishra, and B. Roy, "AC Load Bus Frequency Control of a DC Microgrid based on DC Voltage Regulation using Inertia Emulation and Economic Power Management," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 13, pp. 5117–5128, 2019.

[267] C. Li, S. K. Chaudhary, M. Savaghebi, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Power Flow Analysis for Low-Voltage AC and DC Microgrids Considering Droop Control and Virtual Impedance," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 8, no. 6, pp. 2754–2764, nov 2017.

[268] H. Bevrani, T. Ise, and Y. Miura, "Virtual synchronous generators: A survey and new perspectives," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 54, pp. 244–254, 2014.

[269] K. M. Cheema, "A comprehensive review of virtual synchronous generator," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 120, no. December 2019, p. 106006, 2020.

[270] R. Krishnan, *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. Prentice Hall, 2001.

[271] K. J. Astrom and L. Rundqwist, "Integrator Windup and How to Avoid It," in *1989 American Control Conference*, vol. 51, no. 3. IEEE, jun 1989, pp. 1693–1698.

[272] H. Markaroglu, M. Guzelkaya, I. Eksin, and E. Yesil, "Tracking time adjustment in back calculation anti-windup scheme," *20th European Conference on Modelling and Simulation: Modelling Methodologies and Simulation Key Technologies in Academia and Industry, ECMS 2006*, pp. 613–618, 2006.

[273] R. Krishnan, *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*, ser. Industrial Electronics. CRC Press, 2017.

[274] B. Wang, M. Sechilariu, and F. Locment, "Intelligent DC Microgrid With Smart Grid Communications: Control Strategy Consideration and Design," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 4, pp. 2148–2156, dec 2012.

[275] K.-T. Fang, R. Li, and A. Sudjianto, *Design and Modeling for Computer Experiments (Computer Science & Data Analysis)*. Chapman & Hall/CRC, 2005.

[276] T. Santner, B. Williams, and W. Notz, *The Design and Analysis of Computer Experiments*, ser. Springer Series in Statistics. Springer, 2003.

[277] D. Montgomery, *Design and Analysis of Experiments, 8th Edition.* John Wiley & Sons, Incorporated, 2012.

[278] S. Rao, *Engineering Optimization: Theory and Practice: Fourth Edition.* John Wiley and Sons, 6 2009.

[279] G. Liu, T. Caldognetto, P. Mattavelli, and P. Magnone, "Suppression of second-order harmonic current for droop-controlled distributed energy resource converters in DC microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 1, pp. 358–368, 2020.

[280] R. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics.* Springer International Publishing, 2020.

[281] "Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems," *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1–29, 2014.