



Universidade do Estado do Rio de Janeiro

Centro de Tecnologia e Ciências

Faculdade de Engenharia

Juliano de Santana Borges

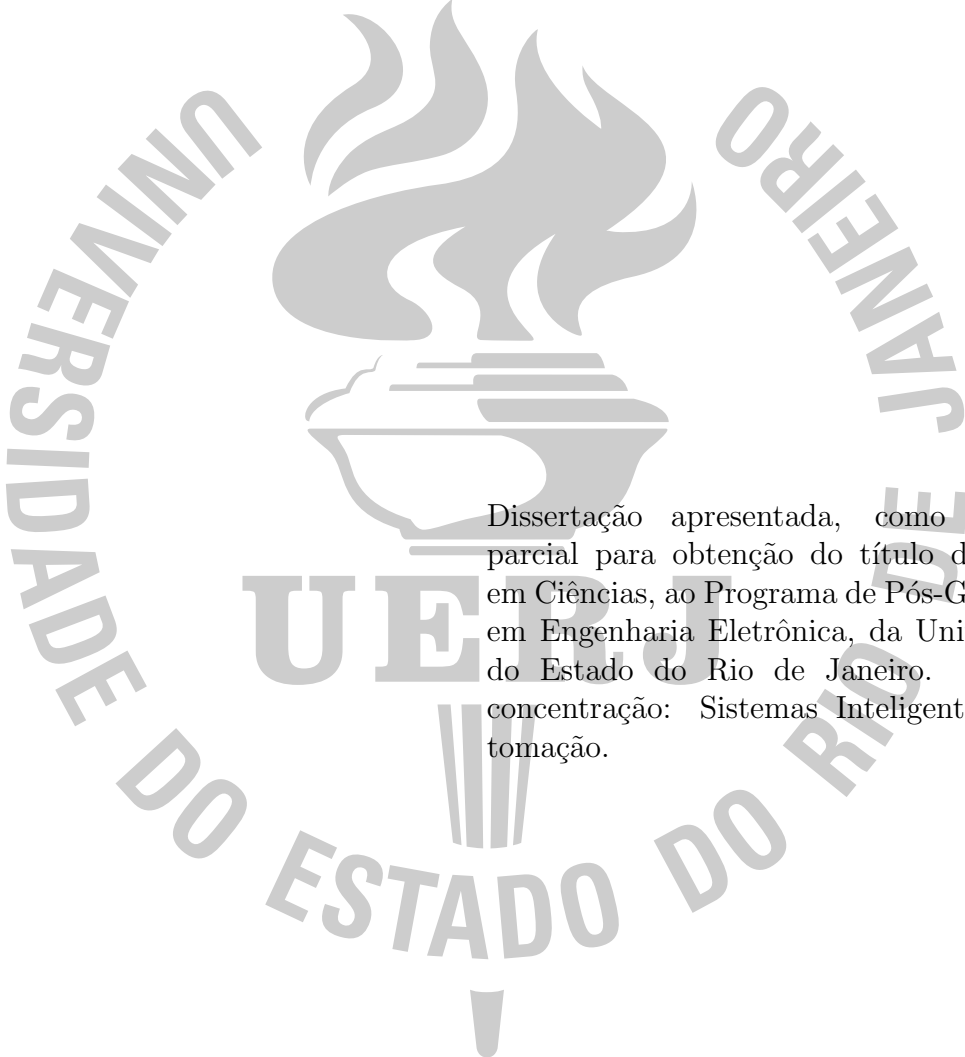
**Correção de Variações Momentâneas de Tensão em Microrredes
de Corrente Contínua em Navios Militares Contendo Cargas
Pulsadas**

Setembro

2025

Juliano de Santana Borges

**Correção de Variações Momentâneas de Tensão em Microrredes de Corrente
Contínua em Navios Militares Contendo Cargas Pulsadas**



Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Sistemas Inteligentes e Automação.

Orientador: Cleiton Magalhães Freitas

Orientador: Luís Fernando Corrêa Monteiro

Rio de Janeiro

2025

Juliano de Santana Borges

**Correção de Variações Momentâneas de Tensão em Microrredes de Corrente
Contínua em Navios Militares Contendo Cargas Pulsadas**

Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Sistemas Inteligentes e Automação.

Aprovado em: 12 de setembro de 2025

Banca Examinadora:

Prof. Cleiton Magalhães Freitas, D.Sc. (Orientador)

Universidade do Estado do Rio de Janeiro - UERJ

Prof. Luís Fernando Corrêa Monteiro, D.Sc. (Orientador)

Universidade Federal do Rio de Janeiro - UFRJ

Guilherme Gonçalves Sotelo, D.Sc.

Universidade Federal Fluminense - UFF

Pedro Henrique Silva Coutinho, Ph.D.

Universidade do Estado do Rio de Janeiro - UERJ

Yuri Marchetti Tavares, D.Sc.

Marinha do Brasil - MB.

Rio de Janeiro

2025

AGRADECIMENTO

Este trabalho é fruto de anos de esforço e dedicação pessoal. Contudo, é inegável que, ao longo dessa jornada, pude contar com o apoio essencial de pessoas e instituições que foram determinantes para a conclusão desta etapa. A todas elas, manifesto minha mais sincera gratidão:

Aos meus pais, Tânia e Alael, pelo apoio incondicional, pela dedicação e por toda a formação e valores que moldaram minha trajetória pessoal, acadêmica e profissional.

Aos meus irmãos, Maria e João, pelo companheirismo constante e pela amizade inestimável.

À minha esposa, Indira, pelo incentivo incansável, pela leveza com que tornou os dias mais desafiadores e pela compreensão nos inúmeros momentos em que foi necessário reorganizar nossos planos para que eu pudesse priorizar o mestrado.

Aos meus orientadores, professores Cleiton Magalhães e Luís Fernando, pela orientação dedicada e pela competência acadêmica exemplar. É amplamente reconhecido que a definição dos orientadores constitui um dos desafios centrais do percurso de um mestrando, seja em razão da sobrecarga de trabalho enfrentada por muitos docentes, seja por outros fatores que podem comprometer o acompanhamento adequado. Neste aspecto, considero-me verdadeiramente privilegiado: pude contar com o professor Cleiton, cuja acessibilidade, paciência e disponibilidade, mesmo diante de tantas demandas, foram fundamentais, aliadas à experiência e ao rigor técnico do professor Luís, o que resultou em uma orientação de excelência.

Ao meu orientador técnico na Marinha, Capitão de Corveta, Engenheiro Naval, Yuri Marchetti, pelo acompanhamento sereno e atento, pelas valiosas sugestões e direcionamentos, e pela constante disponibilidade.

Ao meu amigo André Hernandes, por sua generosidade em compartilhar material e conhecimento na linha de pesquisa que me enveredei, contribuindo de forma significativa para o desenvolvimento deste trabalho.

Por fim, registro meu reconhecimento às instituições públicas que desempenham papel fundamental para o desenvolvimento do país, em especial à Marinha do Brasil, por viabilizar minha participação neste curso com dedicação exclusiva, e à Universidade do Estado do Rio de Janeiro (UERJ), por me acolher como aluno e dispor de profissionais e professores de elevada competência ao longo de toda a formação.

*Toda a nossa ciência, comparada com a realidade, é
primitiva e infantil - e, no entanto, é a coisa mais
preciosa que temos.*

Albert Einstein

RESUMO

BORGES, Juliano de Santana. *Correção de Variações Momentâneas de Tensão em Microrredes de Corrente Contínua em Navios Militares Contendo Cargas Pulsadas*. 119 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica) - Faculdade de Engenharia, Universidade do Estado do Rio de Janeiro (UERJ), Rio de Janeiro, 2025.

Microrredes de Corrente Contínua para navios (dc-SMGs) oferecem vantagens em eficiência, peso e integração de cargas. Contudo, cargas pulsadas de alta potência, como armas de energia direta, causam afundamentos de tensão no barramento CC, comprometendo a qualidade da energia. Esta dissertação investiga duas estratégias de controle descentralizado para mitigar essas variações: o método *droop* convencional e a técnica da Máquina CC Virtual (VDCM). Foi desenvolvido um modelo completo de uma dc-SMG, incluindo gerador a gás (modelo Rowen), retificador com filtro LC, cargas convencionais, uma carga pulsada e um Sistema de Armazenamento de Energia (ESS) com supercapacitores, conectado por um conversor *boost* duplo entrelaçado. As técnicas *droop* e VDCM foram implementadas e comparadas, ambas complementadas por controle *feedforward* e um algoritmo de gestão com histerese. Os resultados demonstraram que ambas as técnicas apresentaram desempenho equivalente, mantendo a tensão do barramento dentro do limite normativo. A VDCM, embora ofereça maior flexibilidade e emulação de inércia, não mostrou superioridade prática sobre o *droop* no cenário estudado. Conclui-se que a simplicidade e robustez do *droop*, integrado a mecanismos de compensação dinâmica, constitui uma solução adequada para dc-SMGs navais com cargas pulsadas. A principal contribuição deste trabalho reside na validação comparativa e contextualizada dessas estratégias, fornecendo subsídios técnicos para a escolha de arquiteturas de controle onde confiabilidade e simplicidade são críticas.

Palavras-chave: Microrrede CC naval (dc-SMG); Cargas pulsadas; Qualidade da energia; Controle *droop*; Máquina CC Virtual (VDCM); Supercapacitores.

ABSTRACT

BORGES, Juliano de Santana. *Correction of Momentary Voltage Variations in Direct Current Microgrids on Military Ships Containing Pulsed Loads*. 119 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica) - Faculdade de Engenharia, Universidade do Estado do Rio de Janeiro (UERJ), Rio de Janeiro, 2025.

Shipboard Direct Current Microgrids (dc-SMGs) offer advantages in efficiency, weight, and load integration. However, high-power pulsed loads, such as directed-energy weapons, cause voltage sags on the DC bus, compromising power quality. This dissertation investigates two decentralized control strategies to mitigate these variations: the conventional *droop* method and the Virtual DC Machine (VDCM) technique. A complete dc-SMG model was developed, including a gas turbine generator (Rowen model), rectifier with LC filter, conventional loads, a pulsed load, and a supercapacitor-based Energy Storage System (ESS), connected via a double interleaved *boost* converter. The *droop* and VDCM techniques were implemented and compared, both complemented by *feedforward* control and a hysteresis-based management algorithm. The results showed that both techniques performed equivalently, maintaining the bus voltage within the normative limit. Although VDCM offers greater flexibility and inertia emulation, it did not demonstrate practical superiority over *droop* in the studied scenario. It is concluded that the simplicity and robustness of *droop*, when integrated with dynamic compensation mechanisms, constitutes a suitable solution for naval dc-SMGs with pulsed loads. The main contribution of this work lies in the comparative and contextualized validation of these strategies, providing technical support for the selection of control architectures where reliability and simplicity are critical.

Keywords: Shipboard DC microgrid (dc-SMG); Pulsed loads; Power quality; Droop control; Virtual DC Machine (VDCM); Supercapacitors.

LISTA DE FIGURAS

1	Arquiteturas de sistemas de energia.....	24
2	Tipos de arquiteturas do sistema de distribuição.	27
3	Representação simplificada de uma unidade de geração.	29
4	Estrutura básica de um retificador e tipos de chaves.	31
5	Conversor DAB de ponte completa.....	38
6	Conversor <i>boost</i> duplo.	40
7	Conversor Boost Entrelaçado.	40
8	Conversor <i>boost</i> Duplo Entrelaçado.	41
9	Camadas do controle hierárquico em uma Microrrede.	42
10	Diagrama de blocos de métodos de controle.....	42
11	Microrrede com n conversores.	47
12	Representação do Controle <i>Droop</i> para DCMG.	47
13	Diagrama de blocos do controle <i>droop</i>	48
14	Relação $V \times I$ do controle <i>droop</i> , com 2 conversores.....	48
15	Modelo do circuito da máquina CC.	50
16	Diagramas de blocos da máquina CC.	51
17	Diagrama de blocos de controle VDCM.....	53
18	Detalhamento interno do bloco VDCM.	54
19	Diagramas de blocos após aplicar o princípio da superposição.	55
20	Microrrede e sequência de eventos.....	59
21	Tensão no barramento pelos métodos de controle <i>Droop</i> e VDCM.	60
22	Compartilhamento de carga pelos métodos de controle <i>Droop</i> e VDCM. ...	61
23	Rede elétrica MVDC simulada	63
24	Vista esquemática básica da turbina a gás.	64
25	Ciclo de <i>Brayton</i> típico.....	65
26	Diagramas de Blocos da turbina a gás.	66
27	Retificador trifásico de onda completa a diodo, com filtro LC.	71
28	Modelo esquemático e circuito equivalente da Carga Pulsada (HEL).....	72
29	Banco de supercapacitores.	73

30	Circuito equivalente do supercapacitor.....	73
31	Conversor <i>Boost</i> Entrelaçado.	76
32	Diagrama do sistema de controle e potência do ESS.....	79
33	Sub-blocos <i>Droop</i> e VDCM.....	82
34	Representação gráfica dos ganhos <i>droop</i> $R_{v,G}$ e R_v	83
35	Diagrama de blocos do Controlador de Tensão	84
36	Diagrama de blocos do Controlador de Corrente	84
37	Diagrama da rede elétrica MVDC simulada.	87
38	Comparação entre os sinais de referência $v_{c,r}$ gerados pelos métodos <i>droop</i> e VDCM.....	89
39	Resposta da tensão do barramento (V_H) e da tensão de referência (v_{cref}) para diferentes técnicas de controle.	90
40	Resposta da microrrede após a conexão do conversor com VDCM e controle por realimentação em cascata.....	90
41	Resposta da microrrede com VDCM, realimentação em cascata e antecipação (<i>feedforward</i>).....	91
42	Resposta da tensão do barramento (V_{bus}) e da corrente do ESS (I_H) com atuação baseada em limiar.....	92
43	Respostas do sistema: tensão do barramento (V_{bus}), Estado de Carga (SOC), corrente do ESS (I_{ESS}), corrente de referência ($I_{ESS-ref}$) e modo de operação.	93

LISTA DE TABELAS

1	Comparação de Tecnologias de Armazenamento de Energia: round-trip efficiency, Vida Útil, densidades de Potência e Energia.....	35
2	Custo de Investimento de Tecnologias de Armazenamento de Energia.	35
3	Parâmetros do sistema da DCMG.....	58
4	Parâmetros da Máquina CC Virtual.	60
5	Parâmetros do Sistema de Turbina a Gás.	70
6	Distribuição de cargas resistivas na microrrede simulada.....	71
7	Parâmetros do Módulo de Supercapacitor Maxwell BMOD0058 E016 C02.	74
8	Parâmetros do arranjo de supercapacitores.....	75
9	Parâmetros do Conversor Entrelaçado.	78
10	Parâmetros da Máquina CC Virtual	83
11	Parâmetros do Controlador em Cascata	85
12	Especificação da Máquina CC Virtual	107
13	CARACTERÍSTICAS E CONSTANTES DO TURBOGERADOR.....	109
14	Parâmetros Ajustados para 55 MW	110
15	Dados operacionais de referência	110
16	Coeficientes do Governador.....	111
17	Parâmetros do Sistema de Combustível	112
18	Características dinâmicas.	112
19	Parâmetros de Projeto para 55 MW	113
20	Especificações do Projeto do Conversor de Potência.....	117
21	Especificação da Máquina CC Virtual	118

LISTA DE SIGLAS

ACMG	Alternating Current Microgrid
AES	All-Electric Ships
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CIWS	Close-In Weapon System
DAB	Dual Half Bridge
DCMG	Direct Current Microgrid
ESS	Energy Storage System
FT	Função de Transferência
HDGT	Heavy Duty Gas Turbines
HEL	High Energy Laser
HESS	Hybrid Energy Storage System
IPS	Integrated Power System
LFP	Lithium Iron Phosphate
MVDC	Medium-Voltage DC
MW	Megawatt
PEC	Power Electronic Converters
PGM	Power Generation Modules
PI	Proporcional-Integral
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
PU	Por Unidade
PWM	Pulse-Width Modulation
SMG	Shipboard Microgrids
SOC	State of Charge
SPS	Shipboard Power System
UG	Unidades de Geração
VDCM	Virtual DC Machine
WRSM	Wound Rotor Synchronous Machine

SUMÁRIO

	INTRODUÇÃO	15
1	MICRORREDES DE CORRENTE CONTÍNUA EM NAVIOS (DC-SMG)	24
1.1	Arquiteturas de Sistemas de Potência Naval	24
1.2	Microrredes em Navios com Sistemas Integrados de Potência	25
1.3	Arquiteturas de Microrredes em Corrente Contínua em Navios ...	26
1.3.1	<u>Topologia Radial</u>	26
1.3.2	<u>Topologia em Anel</u>	26
1.3.3	<u>Topologia Zonal</u>	28
1.4	Sistemas de Geração e Cargas	28
1.4.1	<u>Módulos de Geração de Energia</u>	28
1.4.2	<u>Cargas Convencionais e Cargas Pulsadas</u>	32
1.4.3	<u>Qualidade da Energia Elétrica Embarcada</u>	34
1.5	Sistemas de armazenamento de energia e Conversores Bidirecionais	34
1.5.1	<u>Sistemas de Armazenamento de Energia</u>	34
1.5.2	<u>Conversores Bidirecionais</u>	37
1.5.2.1	Conversores Isolados	38
1.5.2.2	Conversores Não Isolados	39
1.6	Arquiteturas de Controle em Microrredes em Corrente Contínua.	41
1.6.1	<u>Controle Centralizado</u>	43
1.6.2	<u>Controle Distribuído</u>	43
1.6.3	<u>Controle Descentralizado</u>	43
1.7	Conclusões Parciais	44
2	CONTROLE <i>DROOP</i> E VDCM	46
2.1	<i>Droop</i> Resistivo	46
2.2	Técnica de Controle da Máquina CC Virtual (VDCM)	49
2.2.1	<u>Princípios de Funcionamento da Máquina CC</u>	49
2.3	Implementação do Controle VDCM	52

2.4	Funções de Transferência do Bloco VDCM	53
2.5	Metodologia para Ajuste dos Parâmetros VDCM	56
2.6	Simulação das Técnicas de Controle <i>Droop</i> e VDCM	58
2.7	Conclusões Parciais	61
3	MODELAGEM DA MICRORREDE DO NAVIO	63
3.1	Geração de Energia	64
3.2	Retificador com Filtro LC	69
3.3	Cargas	71
3.3.1	<u>Modelagem da Carga Pulsada</u>	71
3.4	Modelagem do Sistema de Armazenamento	72
3.4.1	<u>Modelo do Supercapacitor</u>	72
3.5	Modelagem do Conversor <i>Boost</i> Duplo Entrelaçado	75
3.5.1	<u>Dimensionamento dos Componentes</u>	77
3.6	Sistema de Controle	78
3.6.1	<u>Algoritmo de Seleção do Modo de Operação com Histerese Temporal</u>	79
3.6.2	<u>Bloco Modo de Carga</u>	81
3.6.3	<u>Bloco Modo Inativo</u>	81
3.6.4	<u>Bloco Modo de Descarga</u>	82
3.6.5	<u>Controlador de Corrente</u>	84
3.7	Conclusões Parciais	85
4	SIMULAÇÕES E RESULTADOS	87
4.1	Estratégias de Controle Descentralizado VDCM e <i>Droop</i>	87
4.2	Simulações com Carga Pulsada e ESS	88
4.3	Simulação com VDCM e <i>Feedback</i>	89
4.4	Simulação com VDCM, <i>Feedback</i> e <i>Feedforward</i>	91
4.5	Simulação com Limiar de Atuação do Conversor	91
4.6	Simulação do Algoritmo de Modos de Operação	92
4.7	Conclusões Parciais	92
	CONCLUSÕES	95
	REFERÊNCIAS	98
	APENDICE	106

Apêndices	106
Apêndice A	DIMENSIONAMENTO DOS CONVERSORES BUCK
	E PARÂMETROS DE CONTROLE
	107
Apêndice B	DIMENSIONAMENTO DOS PARÂMETROS DA TUR-
	BINA A GÁS
	109
B.1	Escolha do Modelo de Referência
	109
B.1.1	Parâmetros do sistema de controle de velocidade.....
	110
B.1.2	Parâmetros do sistema de controle de temperatura
	111
B.1.2.1	Bloco temperatura de exaustão da turbina a gás
	111
B.1.2.2	Bloco Escudo de Radiação
	111
B.1.2.3	Função de Transferência do Controle de Temperatura
	111
B.1.3	Função de Transferência do Termopar.....
	111
B.1.4	Sistema de Combustível
	112
B.1.5	Atrasos e constantes de tempo
	112
B.1.6	Dinâmica do Rotor.....
	112
Apêndice C	DIMENSIONAMENTO DE BANCO DE SUPERCA-
	PACITORES PARA 5MW/1.35KV
	114
C.1	Modelo Teórico do Supercapacitor.....
	114
C.1.1	Especificações dos Módulos.....
	114
C.1.2	Requisitos do Sistema
	114
C.1.3	Cálculo do Arranjo.....
	115
C.1.3.1	Módulos em Série (N_s)
	115
C.1.3.2	Ramos em Paralelo (N_p)
	115
C.1.3.3	Verificação de Queda de Tensão
	115
C.1.3.4	Ajuste para $\Delta V < 5\%$ (67.5 V)
	115
C.1.4	Configuração Final.....
	115
Apêndice D	DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR E DO SIS-
	TEMA DE CONTROLE
	117
D.1	Dimensionamento do conversor duplo entrelaçado:.....
	117
D.2	Dimensionamento do Sistema de Controle
	117

D.2.1	Controle de corrente e tensão	117
D.2.2	Controle da tensão de referência, método VDCM	118

INTRODUÇÃO

A necessidade das forças navais aprimorarem suas técnicas de guerra assimétrica cresceu consideravelmente nos últimos anos. Isso se deve ao surgimento de novas ameaças, como lanchas de assalto e sistemas aéreos não tripulados, que, por serem ágeis e de pequenas dimensões, são mais difíceis de serem atingidos pelos sistemas de armas atuais, como metralhadoras, canhões e sistemas de armas de aproximação (CIWS, do inglês, *Close-In Weapon System*) [1] e [2]. O custo e a eficácia de cada uma destas armas contra tais alvos variam de acordo com suas limitações e especificidades. Por exemplo, as metralhadoras de uso geral, quando comparadas com outros armamentos, são de baixo custo. Por outro lado, apresentam curto alcance. A título de comparação, um CIWS com mira automática integrada ao sistema de radar tem um alcance de cerca de 4 km. Embora o CIWS seja mais preciso do que uma metralhadora, também está sujeito à dispersão diante de altas taxas de disparo, pois os componentes do mecanismo automático de disparo contínuo geralmente reagem em alta velocidade e, com a influência da explosão de carga expelida, ocorrem vibrações nas armas, que são a principal causa do erro de direção de tiro [3]. Os mísseis antimísseis são os mais eficazes contra alvos pequenos e ágeis, dado o seu alcance operacional, destrutividade, velocidade e precisão. Porém, apresentam alto custo, e a quantidade que pode ser transportada a bordo de um navio é limitada. Portanto, na necessidade de atacar vários alvos ao mesmo tempo, um sistema de mísseis e o CIWS podem ficar sem munição rapidamente.

Nesse contexto, as armas modernas como os canhões eletromagnéticos (*railguns*) e lasers de alta energia HEL (do inglês, High Energy Laser) surgem como uma alternativa promissora. Os canhões eletromagnéticos apresentam disparos hipersônicos com maior precisão, maior alcance e menor custo por unidade de tiro. Conforme descrito em [4], a ausência de propelentes químicos e munições explosivas aumenta a segurança e a capacidade de transporte, tornando o sistema ideal para resposta rápida e contínua contra múltiplas ameaças assimétricas. As armas a laser consistem em uma outra alternativa para lidar contra tais ameaças, pois têm a capacidade de fornecer alta energia concentrada à distância e à velocidade da luz, além de possuírem carregador profundo, ou seja, não precisam de munição. Isso permite que a arma a laser atinja vários alvos a um baixo custo por alvo [1].

No entanto, para implementar essas armas em navios, é necessário um sistema elétrico de bordo (SPS, do inglês *Shipboard Power System*) capaz de atender às suas altas demandas de potência (na ordem de Megawatts), com pulsos de corrente em períodos extremamente curtos [1]. A tecnologia predominante nos SPS atuais não atende a esses requisitos, exigindo uma mudança tecnológica comparável à observada com o advento dos mísseis de bordo na década de 1950 [5].

Essa mudança envolve a adoção de uma arquitetura Integrada (IPS), ao invés da convencional arquitetura Segregada. Como detalhado no Capítulo 1, na arquitetura Segregada, os geradores alimentam separadamente as cargas de missão e a propulsão, enquanto nos navios totalmente elétricos (AES) com arquitetura Integrada (IPS), toda a potência gerada está disponível para todos os sistemas de bordo. Essa abordagem confere maior flexibilidade para direcionar energia entre as cargas de propulsão e de missão, possibilitando o uso de métodos de condicionamento de energia nos quais o armazenamento temporário desempenha um papel fundamental.

Em relação à energia despendida para a IPS, pode ser por meio de microrrede de corrente alternada (ACMG, do inglês *Alternating Current Microgrid*), ou de corrente contínua (DCMG, do inglês, *Direct Current Microgrid*). Quando comparada à ACMG, a DCMG possui vantagens, tais como:

- não há necessidade de sincronização do ângulo de fase das fontes de energia, o que simplifica os procedimentos de conexão e desconexão para dispositivos de geração e armazenamento de energia de diferentes tipos e tamanhos;
- redução do tamanho e das classificações dos comutadores e cabos integrados, e eliminação de transformadores volumosos de baixa frequência;
- maior capacidade de reconfiguração do sistema e redirecionamento do fluxo de energia em condições transitórias e de emergência;
- maior eficiência graças à eliminação da corrente reativa e à possibilidade de operação do motor principal com velocidade variável [6].

Por outro lado, há situações em que a ACMG é vantajosa quando comparada com a DCMG como, por exemplo, na atuação do sistema de proteção contra curtos-circuitos. Enquanto os disjuntores CA convencionais, devido à natureza cíclica da corrente CA,

utilizam o cruzamento da corrente por zero para, assim, interrompê-la, com o disjuntor CC isso não é possível. Os disjuntores CC utilizam uma técnica mais complexa a partir da geração de uma tensão que resulte no surgimento de uma resistência dielétrica para eliminar a falha e desligar a energia. [7]. Ainda assim, pelos motivos expostos anteriormente, é preferível implantar a DCMG de bordo, dc-SMG (SMG, do inglês, *Direct Current Shipboard Microgrids*) para o IPS dos navios.

Em relação à geração de energia num dc-SMG, têm-se os módulos de geração de energia (PGM, do inglês, *Power Generation Modules*). Estes módulos, geralmente, consistem em motores primários, geradores e retificadores. Em navios, os motores primários podem ser a diesel, ou turbinas a gás. Os motores a diesel ainda é a principal fonte de energia das aplicações marítimas [8]. No entanto, devido à sua confiabilidade, eficiência, alta densidade de energia e ampla faixa de velocidade, em navios militares as turbinas a gás são preferíveis [9]. Os PGMs são responsáveis por alimentar todas as cargas, como o sistema de propulsão, cargas de alta potência e cargas pulsadas.

Em relação ao nível de tensão, como a demanda de potência em um navio geralmente é da classe *Megawatt* (MW), esta não pode ser atendida por microrrede de baixa tensão [10]. Dessa forma, opta-se por tensões classificadas em Média Tensão (MT), com tensões acima de 1kV.

No entanto, o PGM possui potência limitada, de modo que a dc-SMG é considerada fraca quando comparada com a microrrede terrestre. Sendo assim, na dc-SMG é mais difícil garantir a qualidade da energia fornecida (qualidade de serviço), do que em uma microrrede terrestre [11]. Para exemplificar, apenas o sistema de propulsão é responsável por uma demanda que varia consideravelmente e pode atingir até 80% da potência gerada. Consequentemente, a dc-SMG está mais vulnerável a perturbações como as variações dinâmicas das tensões de curta duração, diante de altas demandas de potência. Particularmente, esta perturbação é observada, por exemplo, durante a inicialização e frenagem dos motores e o funcionamento de cargas pulsadas, como armas a laser [10].

Uma solução eficaz, que pode ser usada para compensar as potências transitórias e tornar a dc-SMG mais confiável, consiste em incorporar um sistema de armazenamento de energia (ESS, do inglês, *Energy Storage System*) [12]. O ESS pode ser composto por baterias, ultracapacitores (UC), volantes e células de combustível [13]. Cada elemento de armazenamento desses possui características próprias; por exemplo, as baterias à base de

íons de lítio exibem alta densidade de energia e baixa densidade de potência [14]. Por outro lado, os ultracapacitores, devido à sua baixa resistência interna, têm uma pequena constante de tempo, o que lhe permite fornecer uma alta taxa de rampa de carga/descarga, resultando em uma alta densidade de potência. Sistemas de armazenamento híbrido (HESS, do inglês *Hybrid Energy Storage System*) formados por UCs e baterias, permitem não apenas atender à demanda de carga a longo prazo, mas também satisfazer a demanda de pico de energia em navios militares para cargas pulsadas e variações de carga transitórias [10].

Para interligar ESS e as cargas, com diferentes características elétricas, ao barramento da dc-SMG são usados conversores de potência (PEC, do inglês, *Power Electric Converters*). Em comparação com conversores de potência em DCMGs terrestres em geral, os conversores em dc-SMG além de exigirem uma classificação de tensão muito mais alta, possuem restrições de densidade de potência maiores. O conversor dos ESS precisa ser bidirecional em energia, ou seja, deve permitir que o mesmo forneça energia durante períodos de alta demanda, e que, em seguida, seja carregado, ficando recarregado e pronto para atuar no próximo evento.

Por fim, para gerenciar e controlar as diferentes fontes de energia ligadas em paralelo ao barramento por meio de PECs, de modo a manter as tensões dentro dos limites aceitáveis, pelas normas vigentes, e viabilizar o compartilhamento adequado das cargas, existem diferentes técnicas e estratégias de controle.

Algumas das técnicas disponíveis são inspiradas no controle por inclinação (controle *droop*). Nas DCMGs, a estratégia básica de queda consiste em incluir uma parcela dependente da corrente na tensão de referência do PEC. O efeito dessa abordagem é forçar o conversor a produzir uma resistência virtual, como se o conversor estivesse conectado ao barramento CC por uma resistência série [15, 16]. Esta técnica permite o compartilhamento de carga descentralizado entre unidades de geração paralelas [17]. Em sistemas de armazenamento híbridos, um controle *droop* capacitivo pode ser usado para supercapacitores, o que lhes permite gerenciar as flutuações de alta frequência, enquanto os controladores *droop* resistivos são usados para geradores convencionais e baterias para compartilhar flutuações de baixa frequência [14].

Outro desafio relacionado às DCMGs diz respeito à sua falta de inércia. Como se sabe, a inércia dos geradores síncronos desempenha um papel fundamental na manutenção

da estabilidade das redes CA convencionais. Nesse caso, a energia cinética armazenada em suas partes giratórias compensa parcialmente falhas ou mudanças súbitas de carga que causam distúrbios nessas redes [18]. Nas DCMGs, os PECs não têm inércia, pois não possuem partes giratórias. Portanto, técnicas de controle que emulam a inércia das máquinas rotativas foram propostas por diferentes autores. Basicamente, essas técnicas consistem em inserir os modelos matemáticos das máquinas rotativas na malha (*loop*) de controle do PEC [19, 20]. Em [19], a técnica da Máquina CC Virtual (VDCM, do inglês *Virtual DC Machine*) é introduzida para controlar a tensão de saída de um conversor CC-CC bidirecional, emulando o controle da velocidade angular da máquina virtual. De fato, os autores consideram o controle por realimentação de tensão junto com a realização das equações eletromecânicas e eletromagnéticas de uma máquina CC. Em outras palavras, a realização da VDCM não é em cascata com o controle de tensão do conversor. As dinâmicas eletromecânicas e eletromagnéticas são realizadas como *loops* paralelos. Por outro lado, em [20] é proposto um controle de inércia virtual para conversores CC-CC bidirecionais, mas não inclui a dinâmica do eletroímã de uma máquina CC. Essencialmente, a abordagem de controle apresentada considera a equação eletromecânica de uma máquina síncrona virtual. Além disso, os autores propuseram um *loop* de avanço para suavizar a dinâmica da tensão CC de saída.

Dentro do contexto de estratégias de controle para compartilhamento de carga e regulação de tensão em microrredes CC, foram desenvolvidos, ao longo do processo de pesquisa, três artigos: [21], [22] e [23]. Os artigos [21] e [22] propõem aprimoramentos à Máquina CC Virtual (VDCM) original apresentada em [19]. Em ambos, a estrutura de controle é reorganizada em cascata, tornando mais explícita a analogia com uma máquina CC real e permitindo uma implementação mais modular e intuitiva. No primeiro artigo ([21]), o loop mais interno regula a tensão de saída do conversor, considerando duas configurações distintas: malha aberta e malha fechada. Já os loops externos em cascata implementam as dinâmicas eletromagnética e eletromecânica da máquina CC, incluindo o efeito do governador. Além disso, o trabalho apresenta uma metodologia detalhada para a sintonia dos parâmetros da VDCM e compara seu desempenho com o controle droop convencional, demonstrando respostas mais suaves e com maior inércia virtual.

O artigo [22] dá continuidade a essa linha, utilizando a VDCM para calcular a corrente de referência do conversor por meio da dinâmica da corrente da armadura. Sua

principal contribuição é a introdução de uma malha interna de controle de corrente, que confere ao sistema a capacidade de limitação de corrente durante curtos-circuitos, aumentando a robustez e a segurança operacional sem comprometer o compartilhamento equilibrado de carga entre as unidades.

Por fim, o artigo [23] explora uma variação adaptativa do controle droop, denominada lift control, voltada à regulação de tensão em microrredes CC navais sob o acionamento de cargas pulsadas de alta potência. A técnica proposta modifica dinamicamente o coeficiente linear da característica V-I com base na medição da corrente da carga pulsada, aumentando a contribuição do conversor CC-CC para que ele atenda integralmente à demanda transitória, aliviando o gerador principal e mantendo a estabilidade da tensão da barra. Essa abordagem permite uma operação mais eficiente do sistema de armazenamento, que atua de forma mínima em condições normais e assume a carga pulsada quando necessário.

Este trabalho tem o objetivo de avaliar o uso da estratégia de controle VDCM, como uma alternativa ao controle *Droop* para sistemas de controles descentralizados no compartilhamento de carga e regulação de tensão de dc-SMGs, combinando-a com outras técnicas de controle, de modo a mitigar afundamentos de tensão em navios contendo cargas pulsadas.

Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é analisar e comparar estratégias de controle descentralizado para a mitigação de afundamentos de tensão em Microrredes de Corrente Contínua embarcadas (dc-SMGs) submetidas a cargas pulsadas de alta potência. O foco recai sobre a validação comparativa de duas técnicas principais: o controle *droop* convencional e a técnica da Máquina CC Virtual (VDCM), ambas integradas a mecanismos complementares de compensação dinâmica. Para alcançar esse objetivo geral, foram estabelecidos os seguintes objetivos específicos:

- Estudar a arquitetura e os componentes principais das dc-SMGs, incluindo sistemas de geração, conversores eletrônicos de potência, dispositivos de armazenamento de energia e perfis de carga típicos de aplicações navais;
- Analisar o impacto das cargas pulsadas na qualidade da energia da microrrede, quan-

tificando as variações de tensão no barramento CC e seus efeitos sobre os sistemas conectados;

- Desenvolver um modelo matemático e funcional completo da dc-SMG em ambiente de simulação, abrangendo as dinâmicas do gerador principal (turbina a gás), retificador, sistema de armazenamento com supercapacitores, conversor CC-CC e cargas (convencionais e pulsada);
- Propor uma metodologia de ajuste dos parâmetros do controle VDCM, com base nas características dinâmicas desejadas para o sistema, em particular a emulação de inércia e a resposta transitória;
- Implementar e parametrizar as técnicas de controle *droop* e VDCM para o sistema de armazenamento, adaptando a VDCM para operação em cascata com emulação de dinâmicas eletromecânicas;
- Integrar técnicas de compensação dinâmica, como o controle *feedforward* de corrente e um algoritmo de gestão de modos de operação com histerese, às estratégias de controle principais;
- Realizar simulações comparativas para avaliar o desempenho das estratégias (*droop* e VDCM) frente à atuação de cargas pulsadas, com base em indicadores como magnitude do afundamento de tensão, tempo de recuperação, estabilidade do barramento e compartilhamento de carga;
- Contextualizar os resultados à luz das normas técnicas aplicáveis (como a IEC 60092-101) e identificar a estratégia de controle mais adequada para dc-SMGs navais, considerando o compromisso entre desempenho, simplicidade e robustez.

Metodologia

A metodologia adotada neste trabalho organiza-se em etapas sucessivas de análise teórica, modelagem matemática, implementação em ambiente de simulação e avaliação comparativa de desempenho. Inicialmente, foi realizada uma revisão bibliográfica abrangente para fundamentar a problemática das DCMGs navais e das cargas pulsadas. Em seguida, desenvolveu-se um modelo funcional da microrrede em MATLAB/Simulink, incluindo geradores, retificadores, conversores CC-CC, sistema de armazenamento híbrido

e cargas pulsadas. Foram implementadas e ajustadas as estratégias de controle droop resistivo e VDCM (Máquina CC Virtual), com posterior análise comparativa dos resultados quanto à estabilidade de tensão, compartilhamento de carga e resposta a perturbações. A validação seguiu parâmetros estabelecidos por normas técnicas pertinentes, como a IEEE Std. 1709-2010.

Estrutura da Dissertação

Esta dissertação está organizada em cinco capítulos, além das seções introdutória e conclusiva. A seguir, é apresentada uma visão geral do conteúdo abordado em cada capítulo:

- **Capítulo 1 – DCMGs em Navios:** apresenta o conceito de microrredes de corrente contínua (CC) aplicadas a sistemas navais, introduzindo as arquiteturas de distribuição de potência (Segregada e Integrada - IPS). Descreve as topologias de distribuição, os principais componentes — como geradores, retificadores, conversores e cargas pulsadas — e os desafios associados à qualidade da energia em ambientes embarcados. Além disso, são discutidas as arquiteturas de controle comumente empregadas em dc-SMGs.
- **Capítulo 2 – Controle *droop* e Máquina CC Virtual (VDCM):** aborda em detalhes duas técnicas de controle descentralizado utilizadas para regulação da tensão do barramento CC e compartilhamento de carga: o controle *droop* resistivo e a estratégia baseada na Máquina CC Virtual. São apresentados os princípios de funcionamento, a modelagem matemática, a estrutura dos controladores e a metodologia proposta para ajuste dos parâmetros da VDCM, com ênfase na emulação de inércia e dinâmicas eletromecânicas.
- **Capítulo 3 – Modelagem da Microrrede Naval:** descreve a modelagem detalhada e integrada dos componentes da microrrede embarcada desenvolvida para este estudo. Inclui o sistema de geração baseado em turbina a gás (modelo de Rowen), o retificador trifásico com filtro LC, o sistema de armazenamento de energia com supercapacitores, o conversor *boost* duplo entrelaçado e as cargas (convencionais e pulsada). Também são apresentados o sistema de controle hierárquico, o algoritmo de gestão de modos de operação e as funções de transferência relevantes.

- **Capítulo 4 – Simulação e Análise de Resultados:** apresenta os resultados das simulações realizadas para avaliação comparativa das estratégias de controle implementadas. A análise foca no desempenho das técnicas *droop* e VDCM, isoladamente e complementadas com controle *feedforward* e gestão por limiares, frente a eventos de afundamento de tensão provocados pela carga pulsada.
- **Capítulo 5 – Conclusões e Trabalhos Futuros:** sintetiza as principais conclusões obtidas a partir dos resultados, destacando as contribuições do trabalho para o estudo de controle em microrredes CC embarcadas. Avalia a adequação das estratégias *droop* e VDCM para aplicações navais com cargas pulsadas e propõe diretrizes para seleção de arquiteturas de controle. Por fim, são sugeridas possíveis extensões e linhas de investigação futuras que podem complementar ou aprofundar os estudos realizados.

1 MICRORREDES DE CORRENTE CONTÍNUA EM NAVIOS (DC-SMG)

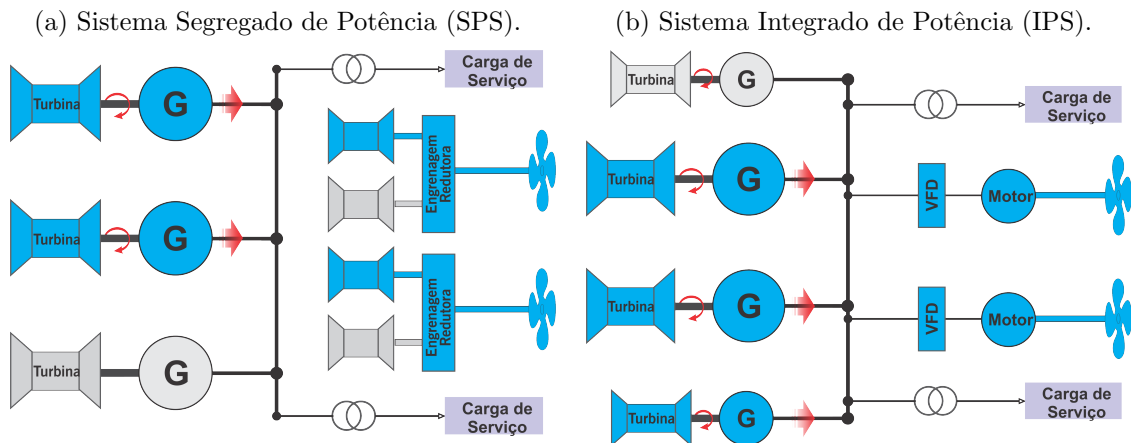
1.1 Arquiteturas de Sistemas de Potência Naval

A modernização dos sistemas navais de energia tem levado à adoção de diferentes arquiteturas de distribuição de potência. Duas abordagens principais se destacam: a arquitetura Segregada e a arquitetura Integrada (IPS). A compreensão dessas arquiteturas é fundamental para o desenvolvimento de dc-SMGs.

Na arquitetura Segregada, ilustrada na Figura 1a, os geradores alimentam separadamente as cargas de missão e os equipamentos de suporte. A propulsão é fornecida por motores conectados mecanicamente, diretamente ou através de engrenagens, às hélices. Esta abordagem tradicional apresenta limitações em termos de eficiência energética e flexibilidade operacional.

Nos navios totalmente elétricos (AES, do inglês, *All-Electric Ships*) com a arquitetura Integrada (IPS), mostrada na Figura 1b, todas as cargas, incluindo aquelas responsáveis pela propulsão, são alimentadas por um conjunto comum de geradores elétricos. Isso significa que a potência gerada a bordo está disponível para todos os sistemas, em vez de ser exclusiva para cargas específicas. A arquitetura IPS oferece vantagens significativas, como maior flexibilidade para direcionar energia entre propulsão e missão, e possibilita o uso eficiente de sistemas de armazenamento de energia [24] [25], [26].

Figura 1: Tipos de arquiteturas do sistema de distribuição (adaptada de [24]).



A transição para a arquitetura IPS representa uma mudança fundamental no projeto de sistemas de energia naval, criando as condições necessárias para a implementação de dc-SMGs que possam integrar eficientemente geradores convencionais, sistemas de

armazenamento de energia e cargas de alta potência, incluindo as demandantes cargas pulsadas.

1.2 Microrredes em Navios com Sistemas Integrados de Potência

Microrredes são redes de energia locais compostas por recursos energéticos distribuídos, como painéis fotovoltaicos (PV), turbinas eólicas, geradores (a diesel ou a gás) e dispositivos de armazenamento de energia (como baterias e supercapacitores) [27]. Esses sistemas são projetados para operar tanto conectados à rede elétrica convencional quanto isolados. A capacidade de operação autônoma das microrredes as torna particularmente adequadas para aplicações em locais remotos ou em ambientes onde a confiabilidade e a continuidade do fornecimento de energia são críticas. A dc-SMG) é um exemplo desse sistema que integra geradores com sistemas de armazenamento de energia para garantir um fornecimento de energia estável e confiável para cargas de alta potência.

Nos sistemas integrados de potência (IPS), os geradores elétricos são responsáveis por suprir todas as cargas do navio, incluindo os sistemas de propulsão, cargas auxiliares e equipamentos de missão. Essa abordagem elimina a necessidade de motores a combustão interna dedicados a cada subsistema, resultando em uma arquitetura mais racionalizada e eficiente. Nesse cenário a adoção de sistemas de distribuição em corrente contínua (CC) apresenta-se como uma solução técnica superior aos sistemas tradicionais em corrente alternada (CA), destacando-se pela maior eficiência energética, maior flexibilidade de integração de fontes e cargas, além da significativa redução no volume e peso dos equipamentos. Tais características tornam-se particularmente relevantes em aplicações navais, onde espaço e massa são parâmetros restritivos e diretamente relacionados à capacidade operacional da embarcação [28].

Além disso, o uso de um barramento CC pode reduzir as etapas de conversão de energia, uma vez que muitos componentes e cargas modernas operam diretamente em corrente contínua. Isso não apenas aumenta a eficiência do sistema como reduz perdas energéticas associadas às conversões CA-CC. A consequente redução do peso e do espaço ocupado pelos sistemas de energia a bordo resulta em economias consideráveis. Por exemplo, segundo o estudo publicado [29], quando comparado ao sistema tradicional CA, o uso de DCMGs em navios, com o sistema desenvolvido pelo fabricante ABB, apresentou uma redução de até 20% no consumo de combustível e uma diminuição de até 30% no peso e

no espaço ocupado pelos equipamentos elétricos.

Os elementos que compõem uma SMG-dc podem ser divididos basicamente em 3 blocos: módulos de geração de energia, sistemas de armazenamento de energia e cargas (sistema de propulsão e demais cargas). Este capítulo apresenta, ainda que de forma generalizada, a composição das dc-SMGs na seguinte forma: a primeira seção aborda as arquiteturas típicas utilizadas em navios. Em seguida, apresentam-se os sistemas de geração e cargas, com ênfase especial nas cargas pulsadas e seus impactos. A penúltima seção contém uma descrição dos sistemas de armazenamento utilizados para melhorar a qualidade da energia da microrrede e algumas topologias de conversores de potência. Por fim, são abordadas as estratégias de controle da microrrede para assegurar a sua estabilidade.

1.3 Arquiteturas de Microrredes em Corrente Contínua em Navios

No que diz respeito à sua configuração, dc-SMGs apresentam diferentes arquiteturas de distribuição de energia, que podem variar conforme o tipo de embarcação e suas necessidades operacionais. Essas arquiteturas incluem topologias radiais, em anel e zonais, cada uma com suas vantagens e desafios específicos. A Figura 2 ilustra exemplos dessas topologias, mostrando como os sistemas de geração, de armazenamento, cargas e conversores são interconectados em uma microrrede.

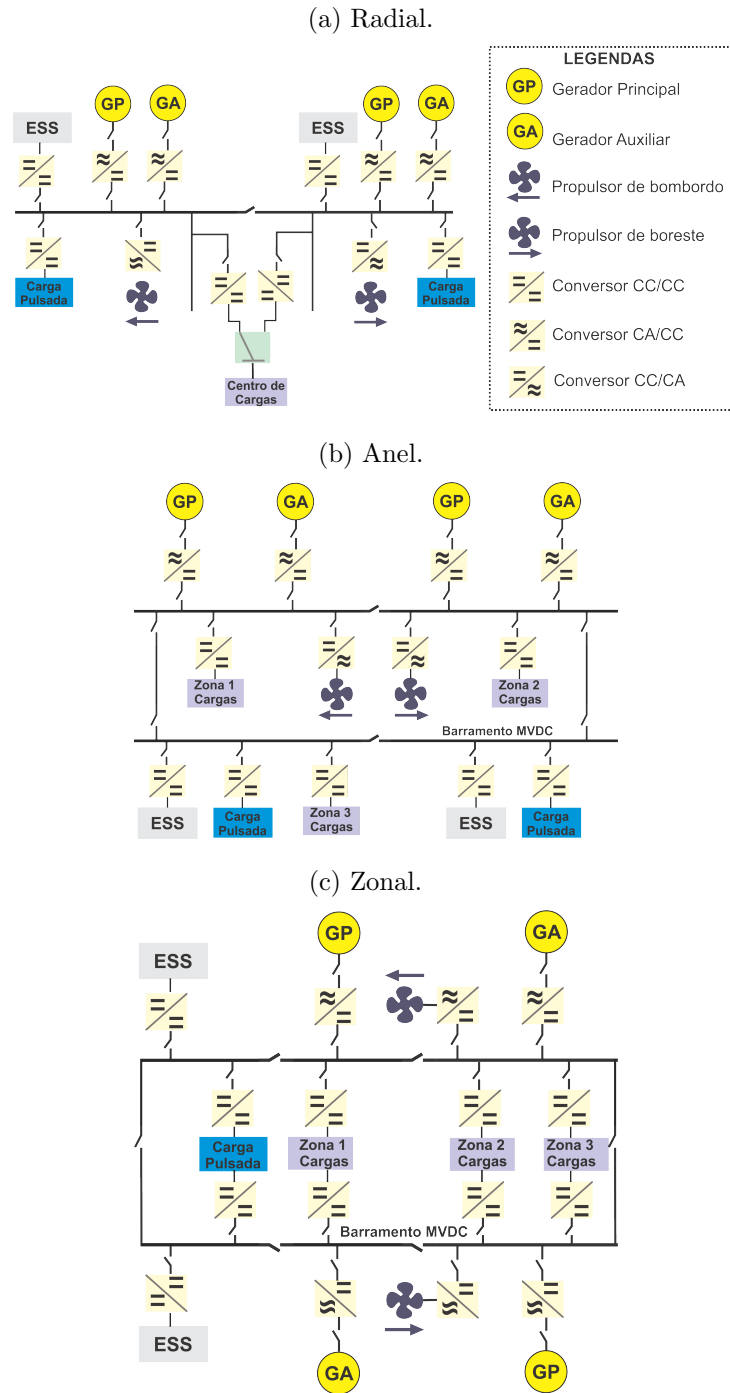
1.3.1 Topologia Radial

Na arquitetura Radial (Figura 2a), a distribuição de energia é feita a partir de um ponto central, onde estão localizados os geradores, e se ramifica para alimentar diferentes zonas do navio. Essa configuração é caracterizada pela maior simplicidade e pelo menor custo de implementação. No entanto, em comparação com as outras topologias, a Radial tem a menor confiabilidade, pois uma única falha pode afetar todas as cargas conectadas ao sistema de barramento único [27].

1.3.2 Topologia em Anel

Na arquitetura em anel (Figura 2b), geradores e cargas são interligados por meio de um circuito fechado, formando uma malha contínua. Essa configuração proporciona

Figura 2: Tipos de arquiteturas do sistema de distribuição (adaptada de [10]).



elevada confiabilidade operacional, uma vez que, em caso de falha em um segmento da rede, o fluxo de energia pode ser automaticamente redirecionado pelo caminho alternativo, assegurando a continuidade do fornecimento. No entanto, essa topologia exige a implementação de sistemas de controle avançados, capazes de gerenciar o fluxo bidirecional de potência de forma dinâmica e segura [28]. Quando comparada às outras configurações de distribuição — como as arquiteturas radiais ou zonais — a topologia em anel se posiciona

como uma solução intermediária, equilibrando confiabilidade, custo e complexidade de implementação [28].

1.3.3 Topologia Zonal

Na arquitetura Zonal (Figura 2c), a rede elétrica do navio é dividida em diferentes zonas independentes, cada uma com seu próprio sistema de geração e distribuição de energia. As zonas são interconectadas para permitir a redistribuição de energia quando ocorre uma falha no sistema [30]. Em comparação com os demais, o esquema zonal tem o melhor desempenho, pois possui maior capacidade de sobrevivência para cargas marítimas, alimentando energia dos barramentos CC de bombordo e estibordo. Entretanto, o custo e a complexidade de implementação desse sistema são mais altos [28].

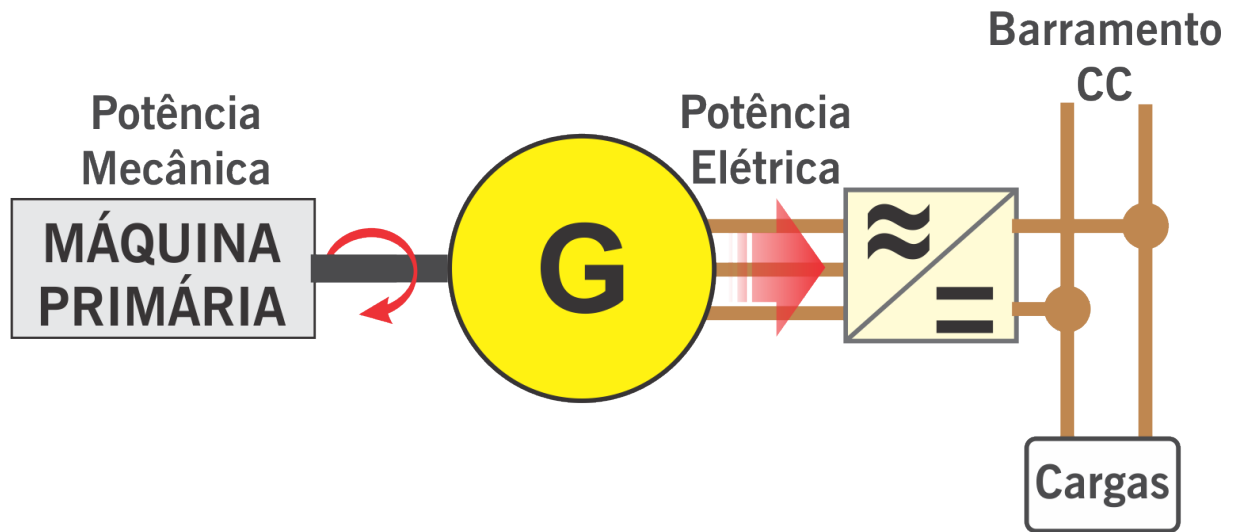
1.4 **Sistemas de Geração e Cargas**

Esta seção apresenta os componentes que compõem os módulos de geração de energia, desde as máquinas primárias e geradores até os retificadores, abordando suas características e as tecnologias mais empregadas em ambientes marítimos. Em seguida, são apresentadas as principais cargas elétricas a bordo, distinguindo entre as cargas convencionais, que incluem sistemas essenciais como a propulsão, e as cargas pulsadas, que demandam atenção especial devido aos seus picos de potência e impacto na qualidade da energia.

1.4.1 Módulos de Geração de Energia

Geralmente, o sistema de geração de energia em dc-SMG consiste em máquinas primárias, geradores e retificadores (Figura 3) [28]. Basicamente, a máquina primária tem a função de transformar a energia química do combustível em energia mecânica, que, por sua vez, aciona o rotor do gerador. Seu movimento rotacional induz um campo eletromagnético, convertendo a energia mecânica em energia elétrica em CA. Em seguida, através de um retificador e filtro, a tensão é convertida em CC.

Figura 3: Representação simplificada de uma unidade de geração (Adaptada de [28]).



Máquinas primárias

As máquinas primárias mais utilizadas em embarcações convencionais são motores de combustão interna (alimentados por diesel, óleo pesado ou outros combustíveis) [31].

Nas embarcações navais modernas, a presença de cargas como propulsores elétricos, sistemas de radar de alta potência e lançadores eletromagnéticos exige sistemas de geração de alta potência que atendam, ao mesmo tempo, às restrições de espaço físico. Uma alternativa é o uso de geradores de alta velocidade com turbinas a gás para serviço pesado (HDGT, do inglês, *heavy duty gas turbines*), pois apresentam maior densidade de potência, confiabilidade e eficiência do que os geradores a diesel convencionais [9].

Geradores

Em relação aos geradores que são acoplados às máquinas primárias, os modelos mais comuns são os geradores síncronos de rotor enrolado (WRSM, do inglês *Wound Rotor Synchronous Machine*) e os geradores síncronos de ímã permanente (PMSM, do inglês *Permanent Magnet Synchronous Motor*) [28].

Geradores síncronos de rotor enrolado (WRSM)

Os geradores síncronos de rotor enrolado possuem um rotor com enrolamentos que são excitados por uma corrente contínua, permitindo a geração de grandes quantidades de energia [32]. Suas vantagens principais incluem menor custo, capacidade de operação em sistemas de grande escala e maior flexibilidade de controle. O WRSM permite manipular

a corrente de campo e as correntes do estator para operar mesmo sob forte saturação. Contudo, possui maiores perdas, devido aos enrolamentos de cobre, além de utilizar anéis coletores e escovas, exigindo manutenção mais frequente para a substituição de peças. Outro ponto importante, é a necessidade de uma fonte CC para fornecer a corrente de campo [33].

Geradores síncronos de ímã permanente (PMSM)

Esses geradores utilizam ímãs permanentes no rotor para gerar o campo magnético necessário à produção de energia elétrica. Possuem volume e peso reduzidos sendo, portanto, adequados para aplicações em ambientes como navios, onde fatores como o peso e volume são críticos. Sua estrutura mecânica é mais simples e não requer alimentação no rotor. A ausência de enrolamentos no rotor contribui para uma maior eficiência global. O fluxo constante dos ímãs proporciona em sub e média velocidade, além de um melhor fator de potência do que o observado em máquinas síncronas excitadas por campo [34] [28]. No entanto, o custo alto dos ímãs de terras raras é uma das principais desvantagens desses geradores. Cabe ressaltar que, a incerteza na previsão do preço dos ímãs afeta a viabilidade econômica desses geradores, a longo prazo.

Outra desvantagem dessa tecnologia diz respeito à necessidade de um circuito de controle adicional para garantir a segurança (risco de falha): como a máquina está sempre excitada devido aos ímãs permanentes, em caso de desconexão da carga, a tensão pode elevar-se rapidamente [35].

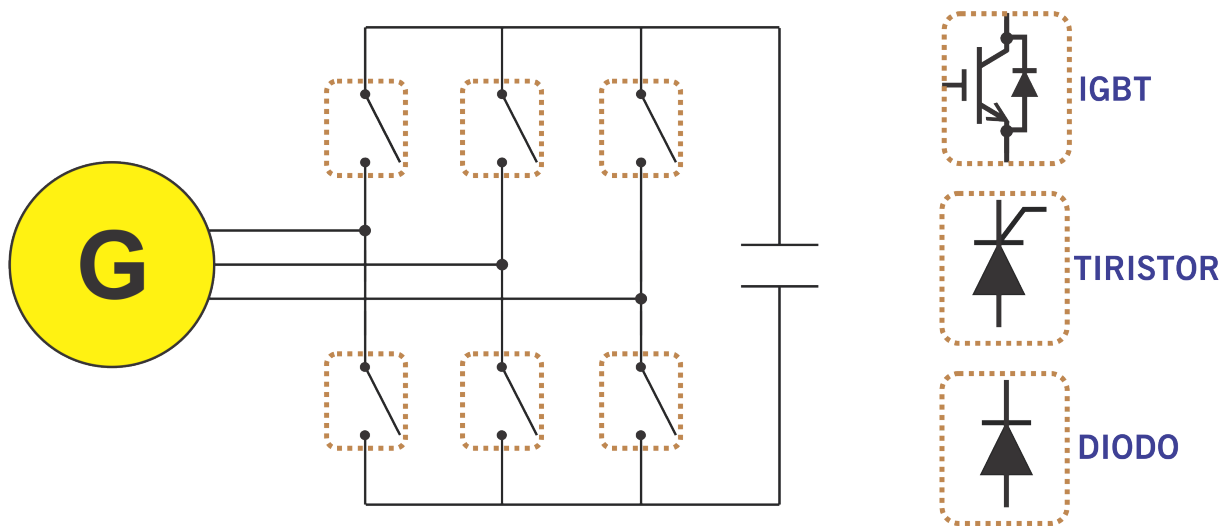
Conversores CA-CC (retificadores)

Para converter a energia de corrente alternada gerada pelos geradores em corrente contínua, e assim alimentar o barramento da microrrede CC, existem diferentes topologias de retificadores disponíveis, entre elas os retificadores a diodo, retificadores de tiristor e os retificadores de IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) [36]. A Figura 4 apresenta a estrutura básica de um retificador e os tipos de dispositivos semicondutores que podem ser usados, cada uma com características de operação específicas.

Retificador a Diodos

Os retificadores a diodo são os mais utilizados em aplicações marítimas. Destacam-se por serem mais compactos, por sua simplicidade e baixo custo; no entanto, não permitem regular ativamente a tensão do lado CC, tampouco a corrente do lado CA. Além

Figura 4: Estrutura básica de um retificador e tipos de chaves (Adaptado de [10]).



disso, necessitam de filtros adicionais para melhorar o lado CC [37].

Retificador a Tiristores

Os retificadores a tiristor possuem a capacidade de controlar o valor da tensão do lado CC em um intervalo estreito, limitado pela amplitude da tensão entre fases do lado CA. Além disso, são capazes de controlar a corrente de curto-circuito [38]. Sua estrutura é mais complexa do que a de um retificador de diodo, pois necessita de um circuito de controle. São mais robustos e baratos que os IGBTs.

Retificador a IGBTs

Com os retificadores a IGBTs é possível controlar a amplitude da tensão do lado CC, desde que seja maior do que o valor de pico da tensão CA entre fases, além de terem um maior desempenho dinâmico. Particularmente, a partir do retificador a IGBTs são construídos os conversores com topologia multinível, que proporciona escalabilidade de tensão e corrente, alta eficiência e redundância em caso de falha de módulo; no entanto é mais caro, mais volumoso e pesado em comparação aos demais.

A tensão CC proveniente do retificador determina a classificação do barramento: Baixa Tensão compreende a faixa de 50V a 1000V; segundo a norma IEEE Std 1709-2010 [39], entre 1kV até 35kV é Média Tensão, e acima de 35kV é considerada Alta Tensão.

A escolha da tensão do barramento leva em consideração o porte do navio e a potência total de cargas instaladas. Em navios de grande porte, ou militares, geralmente, opta-se por média tensão para reduzir as perdas e atender às altas potências (acima de

1MW). O uso de alta tensão não é comum em navios atuais, mas é citado como tendência futura para sistemas integrados [40].

1.4.2 Cargas Convencionais e Cargas Pulsadas

As cargas elétricas presentes em navios são divididas em duas categorias principais: cargas convencionais e cargas pulsadas [2].

Cargas Convencionais

As cargas convencionais incluem os sistemas essenciais como propulsão elétrica, sistemas de navegação, sistema de combate à incêndio (bombas, alarmes, sistema de monitoramento), iluminação e ventilação [2].

O sistema de propulsão consiste em motores elétricos, acionados por inversores de frequência que convertem a tensão CC do barramento principal em CA, com a amplitude e frequência de acordo com a velocidade/torque requeridos. Os propulsores geralmente consomem a maior parte da energia a bordo, com flutuações devido às condições dinâmicas da água [25].

Cargas Pulsadas

A modernização naval exige a integração de sistemas de armas avançados que dependem de energia elétrica, afastando-se das tradicionais cargas propelentes. Duas das tecnologias mais promissoras neste domínio são os Lasers de Alta Energia (HEL) e os Canhões Eletromagnéticos (Railguns). Embora ambos sejam sistemas de armas elétricos, suas características de carga, níveis de potência e perfis de missão diferem fundamentalmente.

Canhões Eletromagnéticos (Railguns)

O canhão eletromagnético, ou *railgun*, é uma arma de energia cinética que utiliza força eletromagnética para acelerar um projétil [3, 26, 41]. Como carga elétrica, o *railgun* representa o oposto do laser: é uma carga pulsada de potência de pico extrema e duração de pulso ultracurta.

Os *railguns* são talvez as cargas pulsadas mais exigentes, requerendo níveis de potência de pico na ordem de gigawatts (GW) [26]. Exemplos de requisitos de potência de entrada incluem 1.35 GW para um sistema antiaéreo e 4.7 GW para um sistema de salva [26]. A potência de pico é atingida em durações extremamente curtas, tipicamente na faixa de milissegundos (ms). Exemplos incluem pulsos de 3 ms, 3.6 ms [26] ou até 8

ms [41].

A principal vantagem do *railgun* é a velocidade de projétil que essa energia pulsada proporciona. Os *railguns* atingem velocidades de saída muito altas, com metas de 2500 m/s, em comparação com os 1470 m/s de um sistema CIWS convencional [3]. Simulações mostram velocidades de saída de 2600 m/s [41]. Essa alta velocidade resulta em um tempo de voo drasticamente reduzido. Para atingir um alvo a 2000 m, um projétil de *railgun* leva 0.90 segundos, contra 1.54 segundos de um projétil convencional. Isso aumenta o alcance efetivo (mais de 4000 m contra 2000 m) e a probabilidade de acerto [3].

Lasers de Alta Energia (HEL)

Os Lasers de Alta Energia, particularmente os lasers de estado sólido (SSL) e os lasers de fibra (FL), representam uma carga de alta potência, tipicamente quase contínua ou de pulso longo, projetada para defesa contra ameaças como veículos aéreos não tripulados (UAVs), barcos pequenos, foguetes, artilharia e mísseis [1, 26].

A potência de um sistema HEL determina seu alcance efetivo e os tipos de alvos que pode neutralizar [1, 5]. Os níveis de potência documentados e projetados variam significativamente: de dezenas de kW (10-33kW) [42], para neutralizar UAVs e pequenos barcos, a alguns MW para perfurar um casco de alumínio a 1km de distância. O alcance potencial para lasers mais potentes pode chegar a 16km [5]. Os lasers de fibra modernos são notavelmente eficientes, com eficiências de 25% [1] a mais de 40% [42]. No entanto, a demanda de energia de entrada (a carga real no navio) é substancialmente maior que a potência de saída do feixe [1, 42]. Por exemplo: um laser de 100 kW (saída) requer aproximadamente 400 kW de potência elétrica do navio [1, 5], enquanto um laser de 1.6 MW (saída) exigiria 6.5 MW de potência elétrica [1].

Os perfis de demanda de energia desses armamentos, caracterizados por picos de potência extrema e abrupta no caso dos *railgun*, e por demandas elevadas e sustentadas no caso dos lasers, excedem frequentemente a capacidade de resposta dinâmica dos sistemas de geração convencionais. Quando ativadas, essas cargas impõem uma variação quase instantânea na corrente do barramento CC. [43]. Essa perturbação, se não for rapidamente compensada, propaga-se pelo barramento, podendo causar afundamentos de tensão que comprometem a operação de outras cargas sensíveis conectadas à mesma rede.

1.4.3 Qualidade da Energia Elétrica Embarcada

Para assegurar o funcionamento ideal dos equipamentos conectados a uma rede elétrica embarcada, é crucial aderir a normas e recomendações que estabelecem padrões, práticas e procedimentos de projeto, conforme apontado em [43].

Apesar da dificuldade em encontrar normas de qualidade de energia específicas para microrredes em corrente contínua (DC-SMG) [43], a norma IEC 60092-101:201 [44], em relação aos afundamentos momentâneos de tensão frequentemente associados à operação de cargas pulsadas, especifica que estes não devem exceder 5% do seu valor nominal. Cumprir esta recomendação, diante do uso de cargas pulsadas, representa um desafio técnico em redes fracas, como DC-SMGs isoladas.

Dimensionar um sistema de geração que seja capaz de atender aos picos de demanda requeridos por esses tipos de cargas, além de resultar no aumento do peso e numa maior ocupação do espaço físico, consistiria em sobredimensionamento, pois trata-se de cargas de uso intermitente e seus picos geralmente são de curta duração. Para prover maior eficiência e robustez à dc-SMG, a solução que se apresenta mais adequada é a inclusão de sistemas de armazenamento de energia (ESS, do inglês, *Energy Storage System*) [45].

1.5 **Sistemas de armazenamento de energia e Conversores Bidirecionais**

A integração de ESS ao barramento CC requer obrigatoriamente o uso de conversores de potência, que desempenham duas funções principais:

- o condicionamento dos níveis de tensão entre os dispositivos de armazenamento e o barramento principal.
- o gerenciamento bidirecional do fluxo de potência durante os ciclos de carga e descarga.

Nesta seção são apresentadas as principais tecnologias de ESS e algumas topologias de conversores bidirecionais utilizadas no controle desses sistemas.

1.5.1 Sistemas de Armazenamento de Energia

Os ESS para SMG podem ser baseados em diferentes tecnologias, por exemplo, baterias, supercapacitor, células de combustível e volantes de inércia [10]. As baterias e

supercapacitores operam em CC, enquanto o volante de inércia em CA. A escolha entre essas tecnologias costuma levar em consideração fatores como: faixa de potência, densidade de energia, "round-trip efficiency" vida útil e custo, cujos dados estão nas Tabelas 1, 2.

Tabela 1: Comparação de Tecnologias de Armazenamento de Energia: Eficiência, Vida Útil e Custo [46], [47], [48], [49].

Tecnologia	Eficiência (%)	Vida Útil (anos)	Densidade de Energia(kWh/m³)	Densidade de Potência(kW/m³)
Chumbo-Ácido	80–90	3–15	75	90–700
Níquel-Cádmio	70–75	15–20	<200	75–700
Sódio-Enxofre	85–90	12–20	<400	120–160
Lítio-Íon	90–98	8–15	250–620	1300–10000
Células de Combustível ^a	29–49	5–15	600 (a 200 bar)	0,2–20
Volante de Inércia	85–95	≥20	20–80	5000
supercapacitor	85–98	≥20	10–20	40000–120000

Nota: A eficiência é a "round-trip efficiency".

Tabela 2: Custo de Investimento de Tecnologias de Armazenamento de Energia. [46] [50–55].

Tecnologia	Custo Energia (€/kWh)	Custo Potência (€/kW)
Chumbo-Ácido	50–300	200–650
Níquel-Cádmio	200–1.000	350–1.000
Sódio-Enxofre (NaS)	200–900	700–2.000
Lítio-Íon	200–1.800	700–3.000
Células Combustível ^a	1–15	2.000–6.600 ^b
Volante Inércia	1.000–3.500	100–300
supercapacitor (EDLC)	300–4.000	100–400

Notas: ^a Sistema de armazenamento de Hidrogênio. ^b Custo para células de combustível em [55].

Com base nos dados das tabelas, observa-se que para aplicações que exigem alta potência por curtos períodos de tempo, o Volante de Inércia (100–300 €/kW) e o supercapacitor (100–400 €/kW) são as tecnologias mais adequadas. Em contrapartida, essas mesmas tecnologias possuem os maiores custos de energia (1.000–3.500 €/kWh e 300–4.000 €/kWh, respectivamente), o que limita sua viabilidade para armazenamento de longa duração.

A bateria de chumbo-ácido é a mais acessível; no entanto, tem baixa vida útil e baixa densidade de energia [14]. As baterias de lítio-íon, apesar de apresentarem custos mais elevados tanto de potência (700–3.000 €/kW) quanto de energia (200–1.800 €/kWh)

são amplamente adotadas devido a seu desempenho superior em densidade de energia e eficiência.

Uma característica notável é a das células de combustível (sistemas de hidrogênio), que combinam o menor custo de energia entre todas as tecnologias (1–15 €/kWh) com o maior custo de potência (2.000–6.600 €/kW). Esse perfil sugere que são mais adequadas para cenários que demandam grande capacidade de armazenamento energético, em que o custo elevado do sistema de conversão pode ser amortizado ao longo do tempo.

Em resumo, a escolha da tecnologia de armazenamento deve levar em conta não apenas os custos absolutos, mas também a relação entre custo de potência e custo de energia. Não há uma solução única ideal; cada tecnologia atende a diferentes necessidades de aplicação, desde o fornecimento de picos de potência instantânea até o armazenamento sazonal de energia.

Em muitos casos, o uso de um sistema de armazenamento híbrido, ou seja, a associação de duas ou mais tecnologias implementadas, pode ser necessário. Dessa forma, é possível aproveitar os “pontos fortes” de cada tecnologia, como, por exemplo, unir a resposta rápida de um supercapacitor, para suprir eventos transitórios, à alta densidade de energia de uma bateria de lítio, para suprir excessos de demanda de energia em intervalos de tempo maiores, mitigando assim afundamentos de tensão no barramento [56].

Gerenciamento dos ciclos de Carga e descarga

O gerenciamento eficiente de sistemas de armazenamento de energia (ESS) em microrredes de corrente contínua, como os encontrados em navios MVDC, demanda o monitoramento contínuo dos ciclos de carga e descarga dos dispositivos de armazenamento. Uma métrica fundamental nesse contexto é o estado de carga (SOC, do inglês, *State of Charge*), que representa a razão entre a carga armazenada no dispositivo e sua capacidade total disponível, podendo se situar entre 0% (totalmente descarregado) e 100%(carga total).

No entanto, na prática, para preservar a vida útil e a integridade do sistema de armazenamento, deve-se evitar que ele atinja SOC's extremos durante sua operação [57]. Seus limites devem ser estabelecidos de acordo com as características dos dispositivos de armazenamento e sua aplicação. Por exemplo, no sistema multifontes do bonde híbrido apresentado em [58], foram adotadas faixas de SOC entre 40% e 85% para as baterias de íon de lítio e de 20% a 95% para os supercapacitores. No sistema de potência MVDC do

navio, apresentado em [57], foram adotados limites de 20% a 80% tanto para os supercapacitores quanto para as baterias.

Além de evitar sobrecarga e descarga profunda, deve-se garantir que a energia seja transferida de forma controlada entre os dispositivos de armazenamento e a rede [56]. Sendo assim, os conversores de potência bidirecionais desempenham um papel central, atuando como a interface essencial para controlar o fluxo de energia [14]. Eles possibilitam o controle preciso dos processos de carga e descarga, garantindo que o SOC seja mantido dentro dos limites operacionais seguros e que a energia seja utilizada de forma eficiente em toda a microrrede.

1.5.2 Conversores Bidirecionais

Os conversores desempenham um papel essencial na operação de dc-SMG, atuando como interfaces entre cargas e fontes de energia com características elétricas distintas. Podem ser classificados em três categorias principais:

- Conversores CA-CC (retificadores): Convertem a tensão alternada (CA) proveniente de geradores em tensão contínua (CC) para alimentação do barramento principal.
- Conversores CC-CA (inversores): Transformam a tensão do barramento CC em tensão CA para suprir cargas de corrente alternada, como motores elétricos.
- Conversores CC-CC: Adaptam os níveis de tensão do barramento CC às necessidades das cargas, sendo subdivididos em:
 - Conversores *buck* (abaixadores): Reduzem a tensão de saída.
 - Conversores *boost* (elevadores): Aumentam a tensão de saída.
 - Conversores *buck-boost* (abaixadores-elevadores): São capazes tanto de aumentar quanto diminuir a tensão de saída.

Considerando o uso dos sistemas de armazenamento de energia, são empregados conversores bidirecionais capazes de gerenciar tanto o fluxo de energia durante o carregamento quanto durante a descarga. Para o controle desses conversores, geralmente, utiliza-se modulação por largura de pulso (PWM, do inglês, *Pulse-Width Modulation*) baseada em dente de serra e controles de realimentação baseados em pequenos sinais [59].

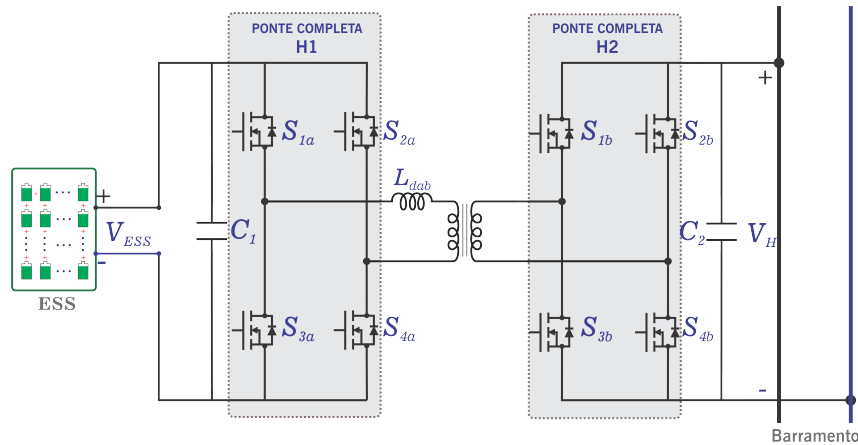
Na literatura, existem diferentes topologias de conversores CC-CC bidirecionais com ou sem isolamento galvânico. Os modelos sem isolamento incluem o *buck-boost* de dois níveis e suas variantes. Já os modelos com isolamento, como o conversor DAB (*Dual Half Bridge*) destacam-se por incluir transformadores isoladores e oferecem configurações como meia-ponte, trifásico, monofásico e Conversores Modular Multinível (MMC, do inglês *Modular Multilevel Converter*) [2].

1.5.2.1 Conversores Isolados

Os conversores isolados utilizam transformadores para fornecer isolamento galvânico entre os lados de entrada e saída, garantindo maior segurança e proteção contra falhas.

A Figura 5 apresenta um exemplo de conversor isolado, o DAB de ponte completa. Esta topologia oferece isolamento galvânico por meio de um transformador de alta/média frequência e é adequada para aplicações de alta potência. Apesar de suas vantagens em segurança e isolamento galvânico, os conversores isolados apresentam desafios relacionados ao custo, volume, peso, eficiência e complexidade de controle [28].

Figura 5: Conversor DAB de ponte completa (Adaptado de [2]).



As pontes H1 e H2 são interligadas através do transformador de alta frequência, o qual é responsável por fornecer o isolamento galvânico e permitir ajustar o nível de tensão entre as cargas e fontes alocadas nas extremidades do conversor. A indutância L_{dab} é utilizada como principal elemento na transferência de energia entre o ESS e o barramento MVDC. Os capacitores C_1 e C_2 devem ser dimensionados para atenuar e regular as possíveis ondulações ocasionadas pela operação das chaves [2]. O dimensionamento do conversor pode ser feito considerando a potência média (P_{med}) suportado pelo mesmo. O

cálculo de P_{med} é dado por:

$$P_{med} = \frac{V_{ESS} \cdot V_H \cdot \delta \cdot \left(1 - \frac{|\delta|}{\pi}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{dab} \cdot n}, \quad (1)$$

onde:

- V_{ESS} - tensão nos terminais de baixa tensão (ESS), em Volts;
- V_H - tensão nos terminais de alta tensão (Barramento), em Volts;
- f_s - frequência de chaveamento, em Hertz;
- n - relação de espiras do transformador.

Como pode ser observado, a carga e descarga de energia estão diretamente relacionadas à variação do ângulo de defasagem δ entre as pontes H1 e H2. Este ângulo considera as potências ativa e reativa. A faixa de operação que reduz a potência reativa está compreendida entre 15° e 45° .

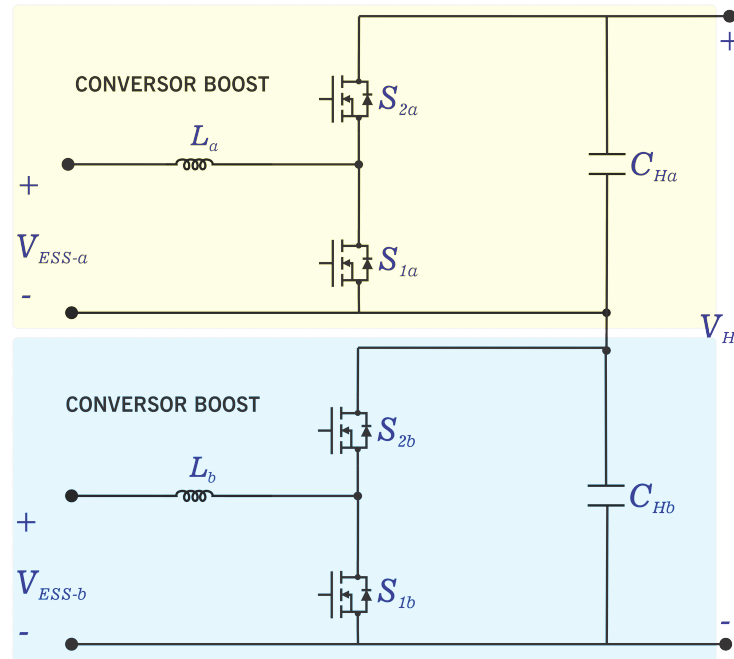
1.5.2.2 Conversores Não Isolados

Como exemplo de conversores não isolados, há os conversores entrelaçados (*interleaved converter*) e os conversores multiníveis não isolados.

O conversor multinível consiste em um arranjo de transistores com elementos armazenadores de energia (indutores e capacitores) capazes de gerar formas de onda de saída com múltiplos níveis de tensão ou corrente. Tem por objetivo atender aplicações onde é necessário obter uma alta taxa de conversão de tensão, ou reduzir a tensão sobre os dispositivos eletrônicos (transistores). A Figura 6 ilustra a topologia de um conversor *boost* duplo. Os dois conversores em série operam simultaneamente e em fase. Particularmente, neste arranjo, as tensões de alimentação de entrada estão isoladas.

O conversor *boost* entrelaçado consiste na associação paralela de N estágios, onde cada estágio contém transistores que operam com a mesma frequência de chaveamento, porém com defasagem de $\frac{360^\circ}{N}$ entre os estágios. É indicado para aplicações onde é necessário fornecer alta potência e também reduzir o *ripple* da corrente de saída. A divisão da corrente em múltiplos estágios reduz as perdas por condução e comutação, podendo proporcionar eficiência maior do que 93% [60]. A Figura 7 apresenta um conversor *boost*

Figura 6: Conversor *boost* duplo (Adaptado de [43]).



entrelaçado de 3 estágios. Nesta configuração, cada estágio é responsável por conduzir apenas 1/3 da corrente nominal da fonte, viabilizando assim o uso de dispositivos semi-condutores com capacidades de condução reduzidas.

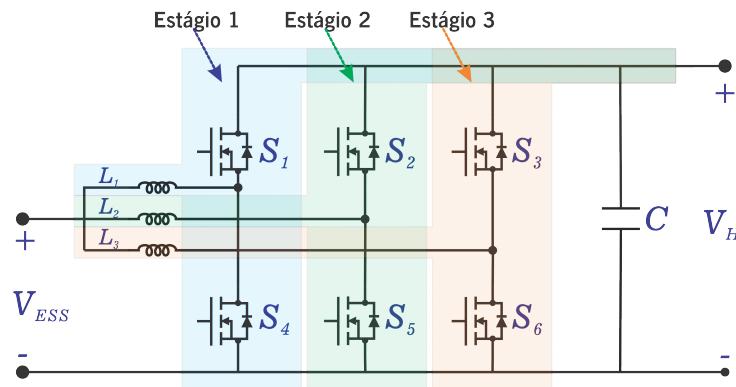
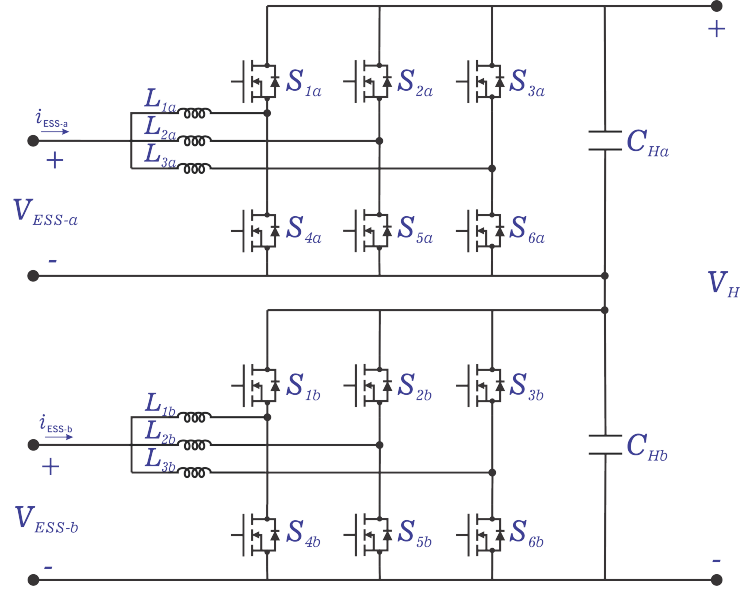


Figura 7: Conversor Boost Entrelaçado (Adaptado de [43]).

É possível também realizar combinações dos conversores entrelaçados e multiníveis, aliando alta taxa de conversão e alta potência. A Figura 8 ilustra a topologia de um conversor duplo e entrelaçado de 3 estágios.

Independentemente da quantidade e tipos de fontes, conversores presentes na microrrede, para que ela opere de maneira eficiente e segura, é necessário implementar uma estratégia de controle adequada, que garanta não apenas a compatibilidade elétrica entre os componentes, mas também a confiabilidade do sistema como um todo.

Figura 8: Conversor *boost* Duplo Entrelaçado (Adaptado de [43]).



1.6 Arquiteturas de Controle em Microrredes em Corrente Contínua

Para garantir a operação coordenada dos blocos funcionais de uma DC Shipboard Microgrid (dc-SMG) — que incluem Módulos de Geração de Energia (PGMs), Sistemas de Armazenamento de Energia (ESS) e cargas propulsoras — o sistema de controle é estruturado hierarquicamente em até três níveis: primário, secundário e terciário [15].

O nível terciário é responsável pelo monitoramento e gerenciamento de energia da dc-SMG, processando restrições operacionais e definindo as referências de potência dos geradores e do ESS para maximizar a eficiência ou garantir a segurança. O nível secundário foca na restauração de desvios de tensão no barramento DC e na coordenação entre fontes, compensando os desvios causados pelo controle primário. Já o nível primário atua localmente nos conversores de potência, controlando tensão e corrente e garantindo o compartilhamento de potência através de impedância virtual ou loops de controle [61], [28].

A implementação dessa hierarquia deve se alinhar à complexidade da topologia física adotada (Radial, Zonal ou Anel). Enquanto arquiteturas radiais tendem a ser mais simples e com baixa reconfigurabilidade, as arquiteturas zonais e em anel exigem maior sofisticação para gerenciar a reconfiguração e a sobrevivência do sistema, pois possuem disjuntores que permitem isolar falhas e manter o resto do sistema operacional. Assim, os métodos de controle são categorizados em três tipos: centralizado, distribuído e descentralizado [28].

Figura 9: Camadas do controle hierárquico em uma Microrrede.

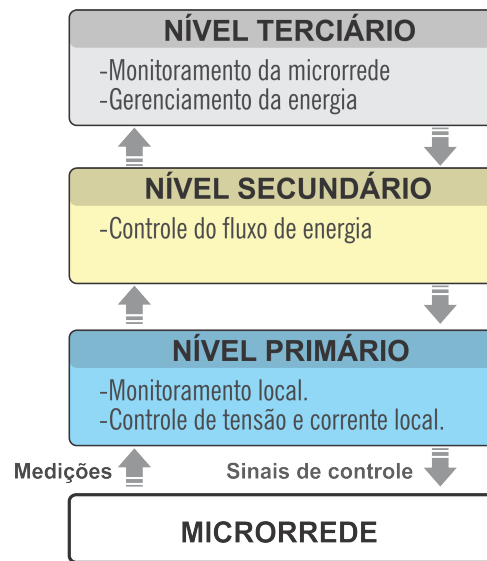
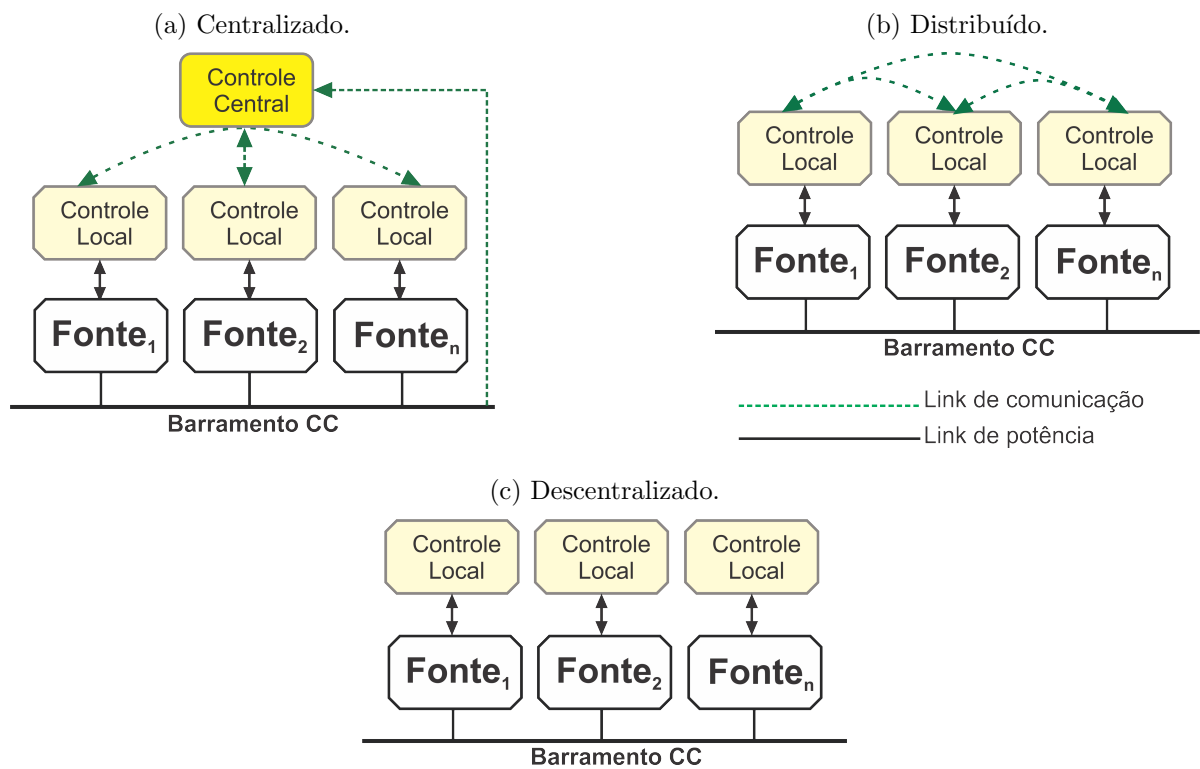


Figura 10: Diagrama de blocos de métodos de controle (Adaptado de [40]).



A escolha da estratégia de controle depende diretamente da arquitetura de potência definida para o navio e dos requisitos de confiabilidade e reconfigurabilidade [28].

1.6.1 Controle Centralizado

No controle centralizado (Figura 10a), um controlador mestre coleta dados de todas as unidades distribuídas (geradores, ESS e cargas) para realizar uma otimização global e enviar referências aos controladores locais. Esse método permite uma regulação precisa da tensão e um compartilhamento de carga eficiente, coordenando fontes com dinâmicas distintas, como geradores a diesel e baterias [15]. Contudo, essa abordagem apresenta o risco de ponto único de falha. Em arquiteturas focadas em sobrevivência, a dependência excessiva de um controle centralizado pode ser uma desvantagem, exigindo infraestrutura de comunicação robusta.

1.6.2 Controle Distribuído

Os sistemas de controle distribuído (Figura 10b) eliminam a dependência de um controlador central único, permitindo que controladores locais se comuniquem apenas com vizinhos [15]. Essa abordagem se alinha bem com a arquitetura Zonal, onde o navio é dividido em zonas físicas que precisam operar de forma coordenada, mas com independência suficiente para garantir a sobrevivência. O controle distribuído oferece alta modularidade e facilita a reconfiguração do sistema após falhas, uma capacidade essencial para explorar a redundância física oferecida pelas topologias zonais e em anel.

1.6.3 Controle Descentralizado

No controle descentralizado (Figura 10c), abordado em [62], [63], cada unidade opera de forma autônoma com base em medições locais, sem necessidade de comunicação entre unidades. Essa simplicidade torna o método ideal para a arquitetura Radial, que é a mais utilizada em navios comerciais devido ao seu menor custo e simplicidade de implementação.

Em aplicações navais, onde compartimentos de aço e a interferência eletromagnética dificultam a comunicação confiável, o controle descentralizado é uma opção a ser considerada [40]. A técnica mais comum é o controle droop (queda), que permite o compartilhamento de potência entre múltiplos geradores e ESS ajustando a tensão do barramento DC proporcionalmente à corrente de saída, sem depender de *links* de comunicação externos. Embora a regulação de tensão seja menos precisa e sujeita a desvios, essa abordagem ga-

rante a operação estável de sistemas radiais e a continuidade do fornecimento em situações em que a comunicação é inviável [40].

1.7 Conclusões Parciais

Este capítulo apresentou uma revisão abrangente dos fundamentos das microrredes de corrente contínua em navios (dc-SMGs), estruturando-se nos seguintes eixos principais:

Em primeiro lugar, foram descritas as arquiteturas de distribuição de energia (radial, em anel e zonal), destacando os compromissos entre simplicidade, custo, confiabilidade e capacidade de reconfiguração inerentes a cada topologia. Em seguida, detalharam-se os componentes fundamentais do sistema: os módulos de geração de energia (com turbinas a gás e geradores síncronos como tecnologias predominantes), os retificadores responsáveis pela conversão CA-CC, e as cargas elétricas.

Um foco especial foi dedicado às cargas pulsadas, em particular aos *Railguns* e aos Lasers de Alta Energia (HEL). A análise de seus perfis de demanda – com picos na ordem de gigawatts e durações na faixa de milissegundos para os primeiros, e demandas elevadas e sustentadas na ordem de megawatts para os segundos – permitiu identificar a origem do principal desafio operacional das dc-SMGs: os afundamentos de tensão no barramento CC. Estes ocorrem devido à incapacidade dinâmica dos sistemas de geração primária de suprir instantaneamente tais picos de potência, resultando em quedas de tensão que podem violar os padrões de qualidade de energia e comprometer a operação de outros sistemas a bordo.

Como solução para mitigar estes transitórios, foram apresentados os Sistemas de Armazenamento de Energia (ESS) e os conversores bidirecionais que os integram ao barramento. A análise comparativa das tecnologias de armazenamento (baterias, supercapacitores, volantes) revelou que sistemas híbridos (HESS) tendem a ser os mais adequados, ao combinar a alta densidade de energia das baterias com a alta densidade de potência e resposta rápida dos supercapacitores.

Por fim, foram discutidas as arquiteturas de controle (centralizada, distribuída e descentralizada) e sua hierarquia (primário, secundário, terciário). Ficou evidente que, para ambientes navais onde a confiabilidade e a sobrevivência são críticas, estratégias de controle com pouca ou nenhuma dependência de comunicação entre as unidades, como as estratégias de controle distribuídos e descentralizados são mais adequadas, pois permitem

maior autonomia das unidades.

O próximo capítulo aborda em detalhes duas estratégias de controle descentralizado para compartilhamento de potência, com o objetivo de mitigar afundamentos de tensão: o método droop e VDCM, baseado em máquinas CC virtuais.

2 CONTROLE *DROOP* E VDCM

Este capítulo apresenta as técnicas de controle droop e VDCM, ambas candidatas ao controle descentralizado em dc-SMGs. Enquanto o droop se destaca pela simplicidade e ampla adoção, a VDCM oferece a capacidade de emular inércia e parametrizar dinâmicas eletromecânicas. Será avaliado se a maior complexidade da VDCM traz benefícios mensuráveis no contexto de cargas pulsadas navais.

As técnicas de controle de conversores conectados a fontes numa microrrede tem como objetivo manter a regulação de tensão dentro da tolerância estabelecida e garantir um compartilhamento de energia entre as mesmas de maneira equilibrada, considerando as suas respectivas capacidades. Este capítulo apresenta a técnica de controle *droop* convencional e uma adaptação da ideia original da técnica VDCM proposta por [20]. Em seguida, através de simulações, há uma comparação entre o desempenho das duas técnicas quando aplicadas a uma mesma microrrede.

2.1 *Droop* Resistivo

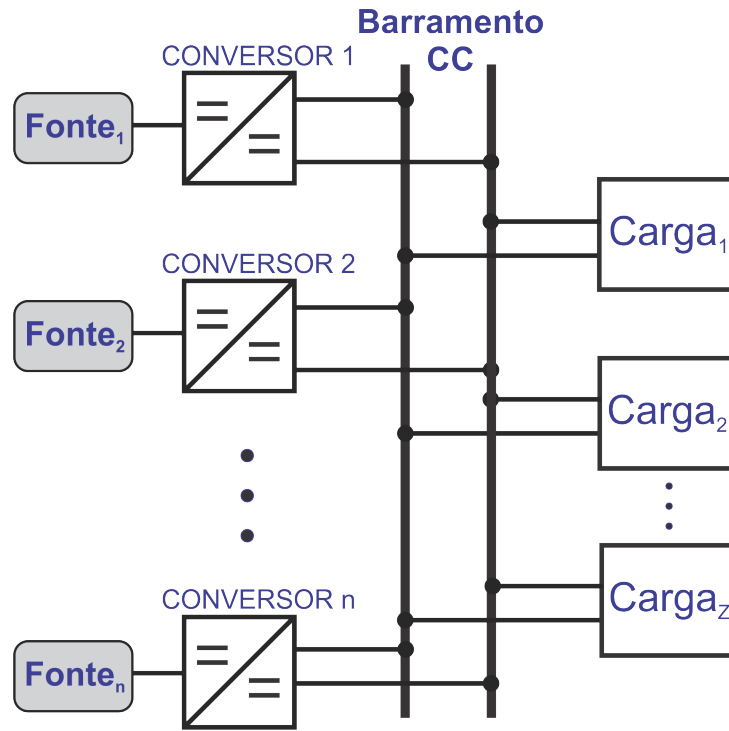
O controle *droop* é um método usado para permitir o paralelismo entre “n” Conversores de Eletrônica de Potência (PECs, do inglês *Power Electronic Converters*) numa microrrede, tal como a apresentada na Figura 11, composta por “z” cargas conectadas ao barramento principal. Consiste em reduzir linearmente a tensão de saída CC do conversor à medida que a corrente de saída aumenta [64]. O efeito geral é que o conversor CC-CC se comporta como uma fonte de tensão a montante de uma resistência virtual (ou ganho *droop*) R_v , como mostrado na Figura 12. Sendo assim, aplicando-se a Lei da Tensão de *Kirchoff* no circuito da Figura 12a, tem-se que o valor da tensão de referência do conversor $v_{c-ref,n}$ é dado por:

$$v_{c-ref,n} = V_{ref} - R_{v,n} \cdot i_{out,n} , \quad (2)$$

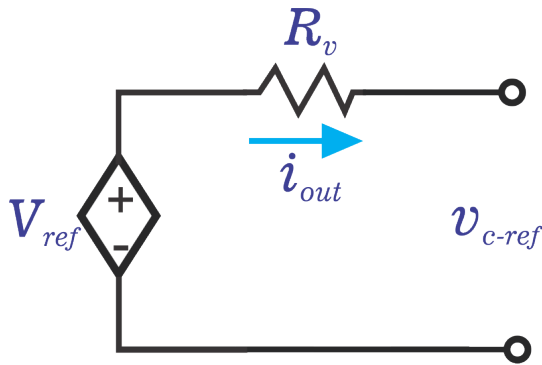
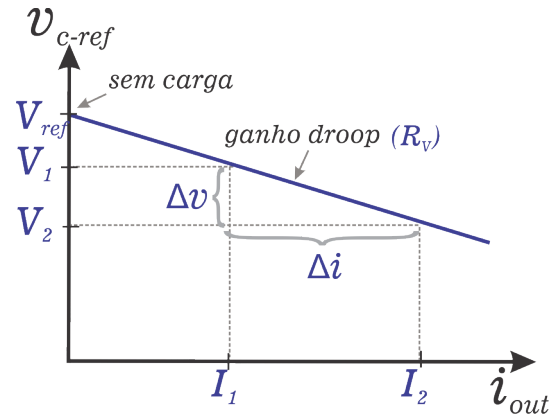
onde $i_{out,n}$ é a corrente de saída do conversor n .

De maneira geral, o valor de $R_{v,n}$ pode ser calculado de acordo com a relação entre o desvio de tensão aceitável (Δv) e a corrente nominal de saída ($i_{out,r}$) do conversor, da seguinte forma:

Figura 11: Microrrede com n conversores.

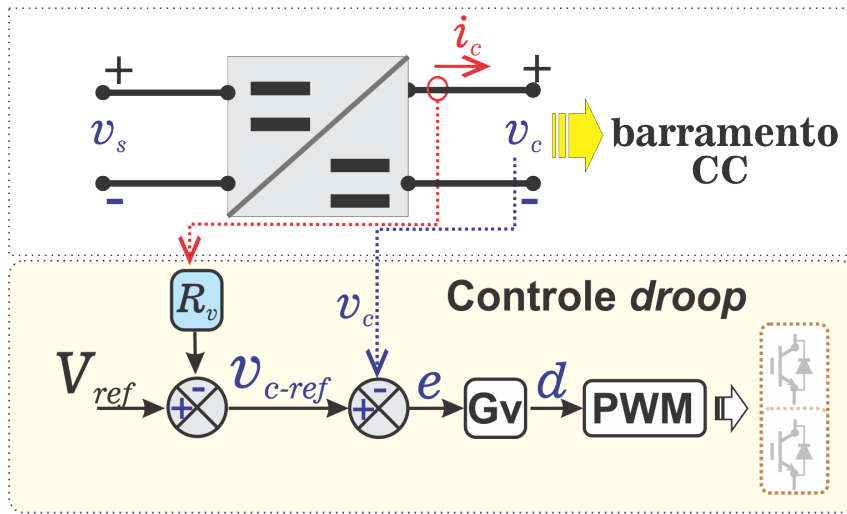
Figura 12: Representação do Controle *Droop* para DCMG.

(a) Circuito Equivalente.

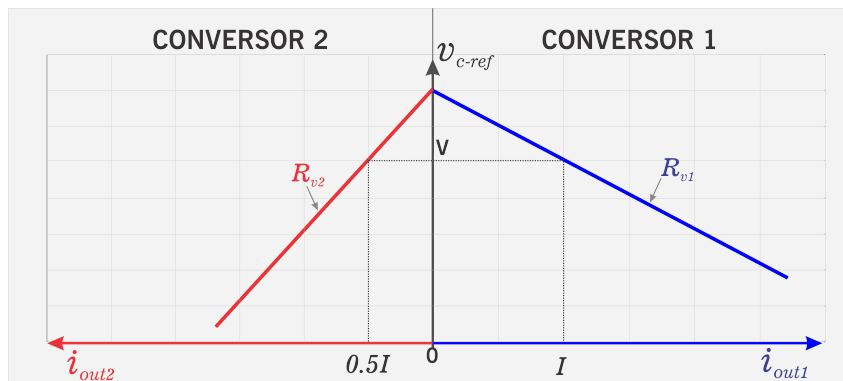
(b) Relação $V \times I$.

$$R_{v,n} = \frac{\Delta v}{i_{out,r}} . \quad (3)$$

A Figura 13 apresenta o diagrama de blocos do controle de *droop*. Nessa estrutura, o controle *droop* age como um *loop* de controle externo, configurando a referência $v_{c,r}$ para o conversor. Já o *loop* interno, composto por um controlador proporcional integral (PI), representado por G_v , controla o conversor para garantir a regulação da tensão de saída conforme a referência estabelecida.

Figura 13: Diagrama de blocos do controle *droop*.

Quando múltiplos conversores estão operando em paralelo, o controle *droop* faz com que cada conversor ajuste sua tensão de saída de acordo com a corrente i_{out} . O ganho *droop* pode ser configurado de modo que a carga total seja distribuída entre os conversores em proporção às suas capacidades [65]. A Figura 14 apresenta, como exemplo, os gráficos da relação $(V \times I)$ de dois conversores quando conectados em paralelo e controlados pela técnica *droop*. As constantes $R_{v,1}$ e $R_{v,2}$ correspondem aos ganhos *droop* do conversor 1 e conversor 2, respectivamente. Como pode ser observado neste exemplo, para uma determinada tensão de operação V_{ref} , o conversor 1 fornece o dobro de corrente do conversor 2, o que significa que $R_{v2} = 2 \cdot R_{v1}$.

Figura 14: Relação $V \times I$ do controle *droop*, com 2 conversores.

O controle por *droop* é uma técnica simples para operar PECs em paralelo, mas carece de resposta inercial. Consequentemente, torna a microrrede suscetível a transitórios de curta duração quando novos conversores/cargas são conectados ou quando sofrem qualquer alteração. Para cobrir essa lacuna, é possível emular a resposta inercial com alguns

loops de controle extras. Uma abordagem a esse respeito é conhecida como controle de Máquina CC Virtual (VDCM).

2.2 Técnica de Controle da Máquina CC Virtual (VDCM)

Esta seção descreve o princípio de operação de uma máquina de corrente contínua (CC), abordando a dinâmica de seus subsistemas eletromagnético e mecânico — fundamentais para a compreensão da técnica VDCM. Em seguida, detalha-se a metodologia utilizada para parametrizar a VDCM e, por fim, derivam-se suas funções de transferência.

2.2.1 Princípios de Funcionamento da Máquina CC

Como mostrado na Figura 15, a máquina CC é composta por duas partes acopladas, uma relacionada à dinâmica mecânica e a outra à dinâmica eletromagnética. A dinâmica eletromecânica é representada pelo balanço de torque em (4), que descreve a relação entre torque e velocidade na máquina:

$$T_m(t) - T_e(t) = J_m \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_m \omega_m(t) , \quad (4)$$

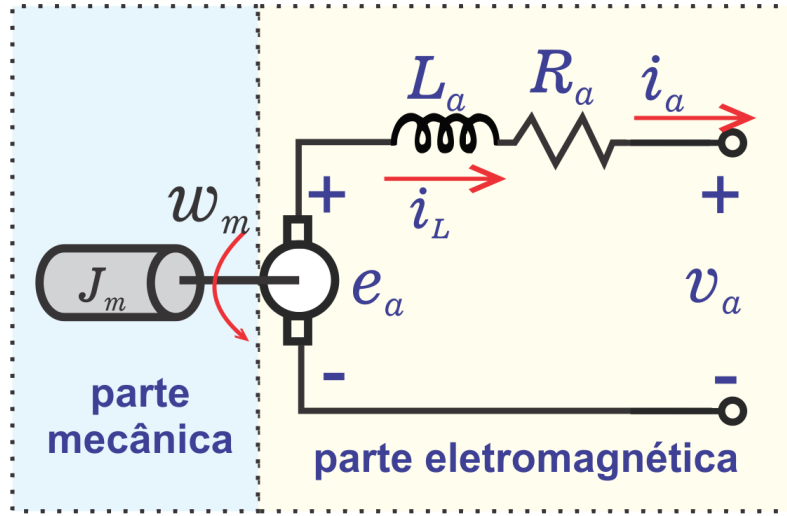
onde:

- ω_m - velocidade angular do rotor da máquina;
- T_m - torque mecânico;
- T_e - torque eletromagnético;
- B_m - coeficiente de amortecimento;
- J_m - momento de inércia.

É importante notar que a dinâmica do rotor é determinada por J_m e a estabilidade do sistema depende principalmente dessa equação de balanço [19]. Outro ponto importante a ser notado é que $B_m \omega_m$ é o torque de atrito, sendo este denominado por T_f sempre que necessário neste trabalho, ou seja:

$$T_f(t) = B_m \omega_m(t). \quad (5)$$

Figura 15: Modelo do circuito da máquina CC.



A dinâmica eletromagnética está relacionada à dinâmica da indutância do circuito de armadura. Portanto, pode ser modelada pela seguinte forma:

$$v_a(t) = e_a(t) - R_a i_a(t) - L_a \frac{di_a(t)}{dt}, \quad (6)$$

onde:

- e_a - força eletromotriz;
- v_a - tensão de saída da máquina;
- R_a - resistência do circuito da armadura;
- L_a - indutância do circuito da armadura;
- i_a - corrente da armadura.

É importante destacar que as componentes mecânicas e eletromagnéticas do sistema estão intrinsecamente acopladas por meio das equações que descrevem a força eletromotriz e o torque elétrico. Essas grandezas são definidas por:

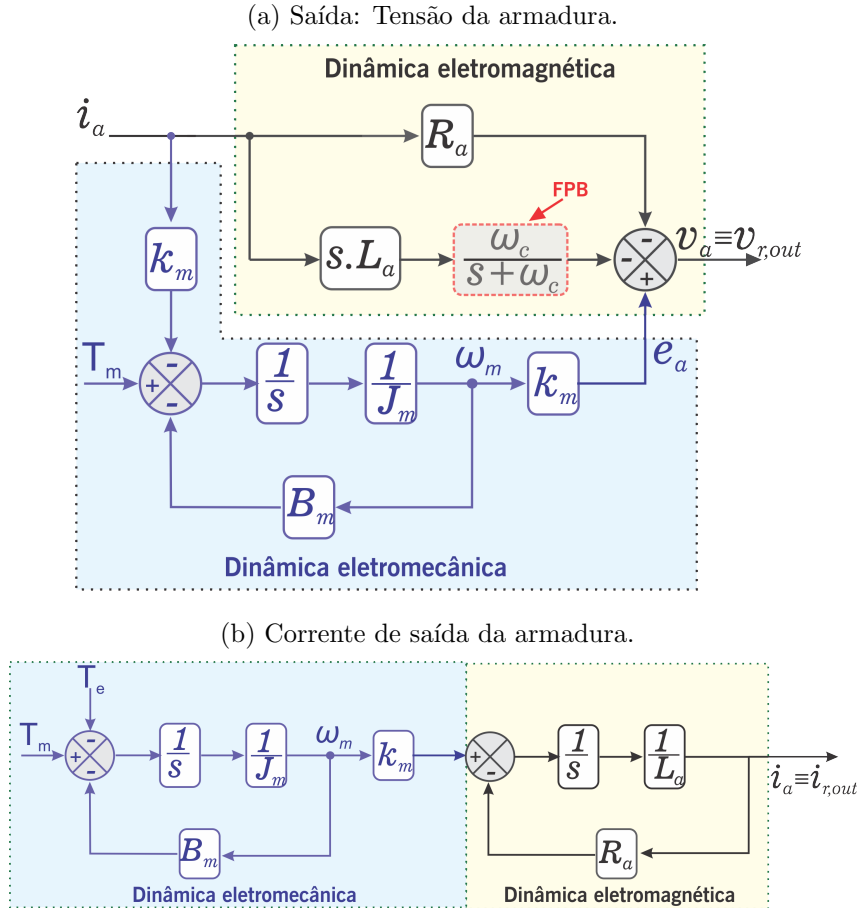
$$e_a(t) = k_m \omega_m(t), \quad (7)$$

$$T_e(t) = k_m i_a(t), \quad (8)$$

onde k_m é uma constante que depende das características construtivas da máquina e do fluxo magnético (ϕ), sendo expressa por $k_m = C_{Tm} \phi$. Aqui, C_{Tm} representa um parâmetro

constante associado à geometria e às propriedades físicas da máquina. Aplicando a transformada de Laplace em (4)-(8) e realizando as manipulações algébricas adequadas, obtém-se o diagrama de blocos representado na Figura 16a, ou na Figura 16b, conforme a variável de saída de interesse.

Figura 16: Diagramas de blocos da máquina CC.



Quando a máquina está atuando como um gerador, o diagrama da Figura (16a) estabelece que um torque mecânico (T_m) deve ser aplicado ao seu rotor por um motor primário, fazendo com que desenvolva uma velocidade angular ω_m . A evolução dessa velocidade ocorre a uma taxa inversamente proporcional à constante de inércia (J_m), mas também é atenuada pela presença do atrito representado pela constante B_m . A velocidade angular ω_m , portanto, resulta do equilíbrio entre o torque mecânico aplicado, o torque eletromagnético de reação e a força de atrito. Essa velocidade gera uma força contra eletromotriz, e_a , proporcional a ela por um fator k_m . Quando não há carga conectada ($i_a = 0$), a tensão disponível nos terminais do gerador (v_a) é igual à força contra eletromotriz (e_a). No entanto, à medida que as cargas são conectadas (ou seja, i_a cresce), a tensão v_a

é reduzida devido à queda de tensão nos elementos resistivo e indutivo da armadura (R_a e L_a), especialmente durante variações em i_a .

É importante notar na Figura 16a que o bloco FPB (filtro passa-baixa), após sL_a , foi adicionado para inserir um polo em $s = \omega_c$ e limitar o termo derivativo sL_a . Isso é apresentado aqui porque o diagrama de blocos foi usado no sistema de controle para emular a dinâmica da máquina.

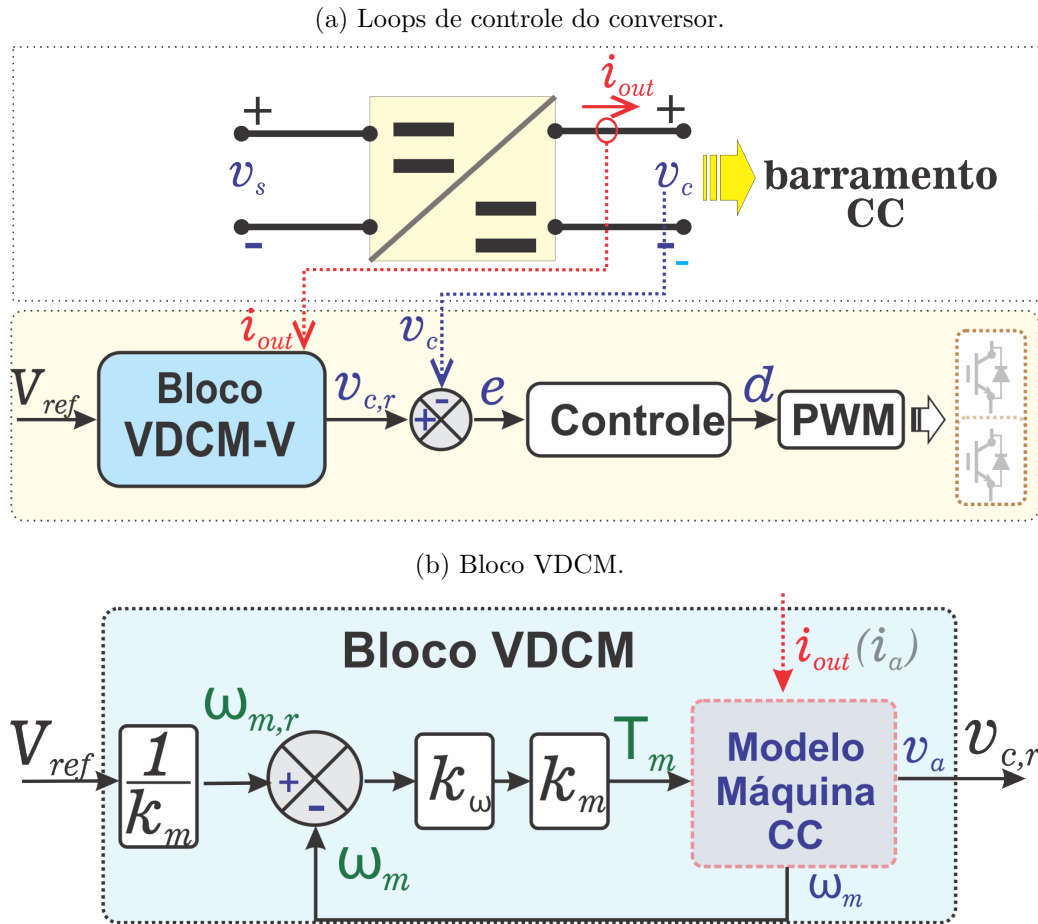
2.3 Implementação do Controle VDCM

A Figura 17a ilustra o diagrama de blocos do conversor com o controle VDCM. O bloco VDCM fornece a tensão de referência $v_{c,r}$ a ser produzida pelo conversor. O controlador pode ser em malha aberta, ou fechada. No controlador de malha fechada, como, por exemplo, um controlador Proporcional Integral (PI), a tensão de saída do conversor segue a referência $v_{c,r}$ até que o valor médio do erro (e) seja zero. Esta abordagem aumenta a complexidade do controlador, mas garante maior precisão e imunidade contra variações de tensão nas partes resistivas do circuito do conversor. Esta abordagem é referida como VDCM em Malha Fechada no restante do trabalho.

O controlador em malha aberta é mais simples, onde foi utilizada a função de transferência da tensão de referência $v_{c,r}$ pela tensão de entrada V_s para obter o ciclo de trabalho do conversor. O ponto negativo dessa abordagem é a falta de imunidade contra quedas de tensão resistivas. Esta abordagem é referida como VDCM em Malha Aberta no restante do trabalho.

O diagrama de blocos na Figura 17b mostra como o controle VDCM funciona internamente. Em primeiro lugar, o bloco rotulado como “Modelo da Máquina CC” realiza o conjunto de equações descritas pelo diagrama na Figura 16. Ele recebe a corrente medida na armadura, que na verdade é a corrente de saída i_{out} do conversor e o torque mecânico do regulador. Além disso, ele fornece a tensão de referência $v_{c,r}$, que corresponde tanto à tensão no terminal da armadura quanto à velocidade da máquina. O regulador funciona como uma malha de realimentação de velocidade, no qual a referência $\omega_{m,r}$ é calculada a partir da tensão desejada V_{ref} . O erro de velocidade ($\omega_{m,r} - \omega_m$) é transformado em uma corrente pelo ganho proporcional k_ω na Figura 17b e o torque mecânico T_m é obtido multiplicando essa corrente pela constante da máquina k_m . É importante notar que este circuito de realimentação é baseado em um controlador proporcional simples k_ω para

Figura 17: Diagrama de blocos de controle VDCM.



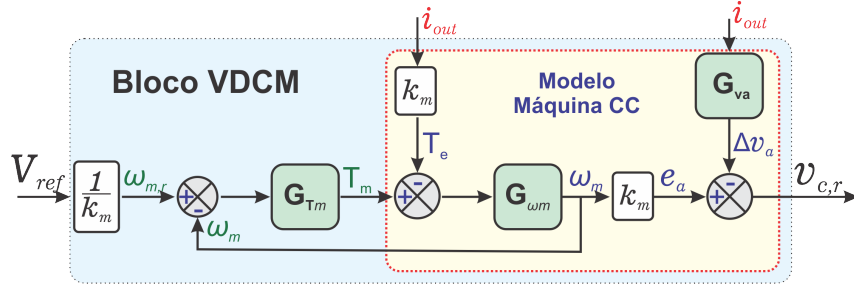
permitir que a velocidade ω_m se desvie da referência ω_{m-ref} . Essa variação desempenha um papel fundamental no compartilhamento de corrente entre conversores em paralelo, pois de alguma forma emula o comportamento de queda de tensão. Em outras palavras, diante de uma variação de carga, pode haver uma mudança em ω_m para que T_m atinja o novo valor de T_e . Consequentemente, a força eletromotriz e_a também converge para um novo nível, alterando a tensão da microrrede em corrente contínua no processo. A diferença em relação a um controle *droop* convencional (seção 2.1), entretanto, é que neste caso o sistema contém dinâmicas inerciais embutidas.

2.4 Funções de Transferência do Bloco VDCM

Para avaliar o comportamento da saída $v_{c,r}$ (Figura 17b) diante das entradas V_{ref} e i_{out} é necessário obter as respectivas funções de transferência no domínio da frequência. A Figura 18 apresenta o bloco VDCM com seus componentes internos, incluindo o Modelo

de Máquina CC.

Figura 18: Detalhamento interno do bloco VDCM.



Como primeiro passo, pode-se encontrar as funções de transferência do modelo da Máquina CC, através das suas equações:

$$T_m(s) - T_e(s) = s \cdot J_m \cdot \omega_m(s) + B_m \cdot \omega_m(s) , \quad (9)$$

$$v_{c,r}(s) = e_a(s) - i_{out}(s) \cdot \left(R_a + \frac{s \cdot L_a \cdot \omega_c}{s + \omega_c} \right) , \quad (10)$$

$$e_a(s) = \omega_m(s) \cdot k_m , \quad (11)$$

onde $v_a(s) \equiv v_{c,r}(s)$ e $i_a(s) \equiv i_{out}(s)$.

A função de transferência $G_{\omega m} = \frac{\omega_m}{(T_m - T_e)}$ que corresponde a parte mecânica da máquina, relaciona a velocidade angular ω_m ao torque líquido $(T_m - T_e)$ e pode ser obtida da seguinte forma:

$$G_{\omega m}(s) = \frac{1}{B_m} \cdot \frac{1}{s \cdot \frac{J_m}{B_m} + 1} . \quad (12)$$

Como pode ser observado, a constante de tempo mecânica é dada por $\tau_m = \frac{J_m}{B_m}$ e o ganho CC é dado por $G_{\omega m}(0) = \frac{1}{B_m}$. Assim, quanto maior for a constante de inércia J_m , mais lenta é a resposta dinâmica de ω_m . Por outro lado, quanto maior B_m , mais rápida é a resposta dinâmica, no entanto, mais limitado é o valor final de ω_m . A função de transferência $G_{va}(s) = \frac{\Delta v_a}{i_{out}}$ é encontrada atribuindo-se $e_a = 0$ de modo que:

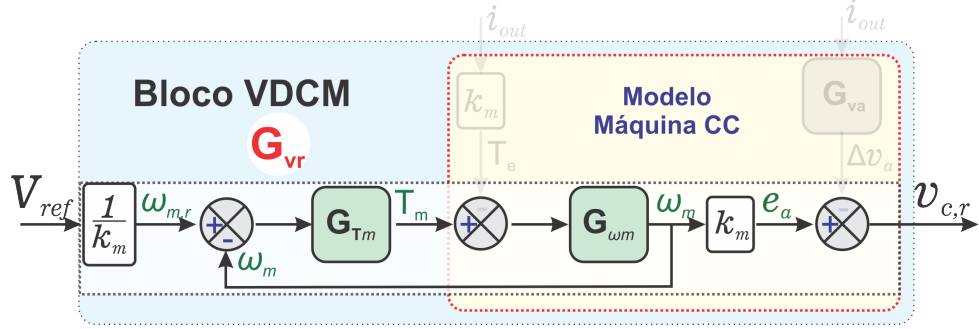
$$G_{va}(s) = \frac{s(R_a + L_a \cdot \omega_c) + R_a \cdot \omega_c}{s + \omega_c} . \quad (13)$$

Esta equação indica que o ganho CC é determinado apenas por R_a . Quanto maior a corrente, maior é a queda de tensão Δv_a no circuito da armadura.

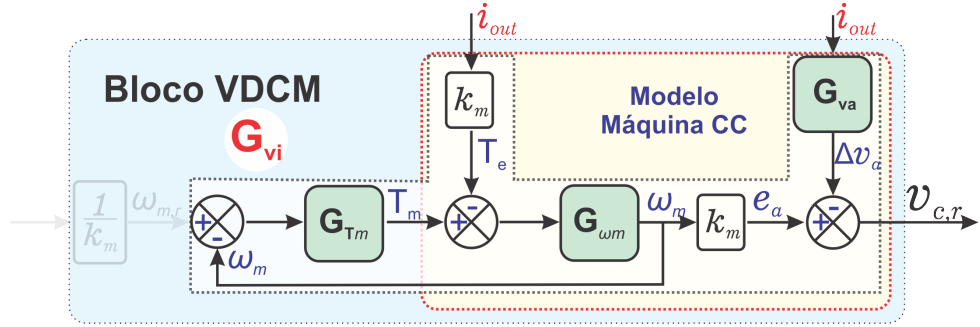
Uma vez determinadas G_{va} e $G_{\omega m}$, é possível calcular as funções de transferência $G_{vr} = \frac{v_{c,r}}{V_{ref}}$ e $G_{vi} = \frac{v_{c,r}}{i_{out}}$. Novamente, através do princípio da superposição, fazendo-se primeiro $i_{out} = 0$ e depois $V_{ref} = 0$, chega-se aos diagramas de blocos da Figura 19.

Figura 19: Diagramas de blocos após aplicar o princípio da superposição.

(a) G_{vr} , após $i_{out} = 0$.



(b) G_{va} , após $V_{ref} = 0$.



Da Figura 19a tem-se que:

$$G_{vr}(s) = \frac{v_{c,r}}{V_{ref}} = \frac{G_{Tm} \cdot G_{\omega m}}{1 + G_{Tm} \cdot G_{\omega m}}. \quad (14)$$

Uma vez que $G_{Tm} = k_{\omega} \cdot k_m$ e, substituindo-se (12) em (14) obtém-se:

$$G_{vr} = \frac{k_{\omega} \cdot k_m}{\left(\frac{k_{\omega} \cdot k_m}{B_m + J_m \cdot s} + 1 \right) (B_m + J_m \cdot s)}. \quad (15)$$

Da Figura 19b extrai-se (16):

$$G_{vi} = \frac{v_{c,r}}{i_{out}} = \left[\frac{-k_m^2 \cdot G_{\omega m} - G_{va} \cdot (1 + G_{Tm} \cdot G_{\omega m})}{(1 + G_{Tm} \cdot G_{\omega m})} \right]. \quad (16)$$

As funções de transferência apresentadas nesta seção permitem analisar o impacto

de cada parâmetro do bloco VDCM em seu comportamento dinâmico, fornecendo uma base teórica para sua definição. No entanto, esse método de sintonia puramente analítico pode se tornar complexo e de difícil interpretação prática. Para superar essa limitação, a próxima seção introduz uma abordagem alternativa – mais intuitiva e direta – para a determinação desses parâmetros.

2.5 Metodologia para Ajuste dos Parâmetros VDCM

Esta seção descreve a metodologia para sintonia dos parâmetros do VDCM. Embora os valores estabelecidos constituam um ponto de partida, ajustes finos podem ser necessários durante a implementação prática. O procedimento inicia-se com a seleção dos parâmetros elétricos do circuito de armadura, R_a e L_a .

A resistência R_a desempenha um papel análogo ao da resistência virtual no controle *droop* convencional, criando uma queda de tensão proporcional à corrente de saída. Contudo, no VDCM, R_a não é o elemento primário para o compartilhamento de carga. Sua função principal é emular a constante de tempo eletromecânica do sistema (detalhada adiante). Para assegurar que a resistência não domine a regulação de carga, seu valor é calculado como uma fração da variação máxima de tensão admitida, ΔV_a .

Isolando R_a na equação de regime permanente correspondente à equação (6), obtém-se:

$$R_a = 0.02 \cdot \frac{\Delta V_a}{I_{out,r}}, \quad (17)$$

onde o fator 0.02 (ou 2%) define a participação de R_a na variação total de tensão, e $I_{out,r}$ é a corrente nominal de saída do conversor. Ressalta-se que a tensão final é uma resultante de variáveis tanto elétricas quanto mecânicas.

Para determinar a indutância L_a , define-se, primeiramente, a constante de tempo elétrica desejada, τ_e , conforme a relação fundamental:

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a}. \quad (18)$$

Essa constante de tempo deve ser consideravelmente mais lenta do que a malha de controle/modulação interna, para evitar instabilidade e interações indesejadas entre as malhas. Como regra prática, ela pode ser definida como 10 vezes mais lenta que o período de comutação dos transistores aplicado no PWM (T_s) [59], se o conversor não tiver uma malha de tensão interna, como o observado no VDCM de Malha Aberta. Uma

outra possibilidade consiste em fazer que a constante de tempo (τ_e) seja 10 vezes mais lenta que a malha de tensão quando considerar o VDCM de Malha Fechada. Sugere-se que o circuito de controle de tensão em si seja, ao menos, 10 vezes mais lento que T_s .

Neste ponto, é necessário escolher um valor genérico para a velocidade nominal $\omega_{m,r}$ da máquina. Esta não é uma variável do mundo real, então o valor é arbitrário. Considerando a tensão de saída nominal e a velocidade mecânica já definida, a equação (7) pode ser usada para determinar a constante k_m . Em seguida, a partir da corrente de saída nominal e de k_m , é possível encontrar o torque nominal da máquina T_r por meio de (8).

O coeficiente B_m pode ser obtido inserindo a velocidade nominal e o torque de atrito escolhido T_f em (5). A variável T_f não possui um significado físico, mas emula um papel na dinâmica mecânica. Assim, T_f deve ser significativamente menor que T_r .

O coeficiente J_m é então definido de acordo com a constante de tempo mecânica desejada τ_m :

$$\tau_m = \frac{J_m}{B_m}. \quad (19)$$

Uma boa regra prática é escolher $\tau_m = 10 \times \tau_e$, ou seja, dez vezes mais lenta do que sua contraparte elétrica τ_e .

O parâmetro k_ω , que aparece no *loop* do governador, é responsável por estabelecer a relação entre a variação de tensão do barramento e a potência injetada pelo conversor [22]. Esse comportamento é análogo ao *droop control* utilizado em sistemas de corrente alternada (CA), onde o desvio de frequência define a quantidade de potência ativa fornecida por cada gerador.

A equação geral de k_ω é dada por:

$$k_\omega = \frac{1}{\omega_{m,r} k_\phi} \cdot \frac{P_r}{\Delta\omega} = \frac{1}{V_{ref}} \cdot \frac{P_r}{\Delta\omega} = \frac{k_m}{V_{ref}} \cdot \frac{P_r}{\Delta V}, \quad (20)$$

onde: P_r é a potência nominal que o conversor pode fornecer; $\Delta\omega$ é o desvio admissível de velocidade em regime permanente; e ΔV é a variação admissível de tensão do barramento CC.

2.6 Simulação das Técnicas de Controle *Droop* e VDCM

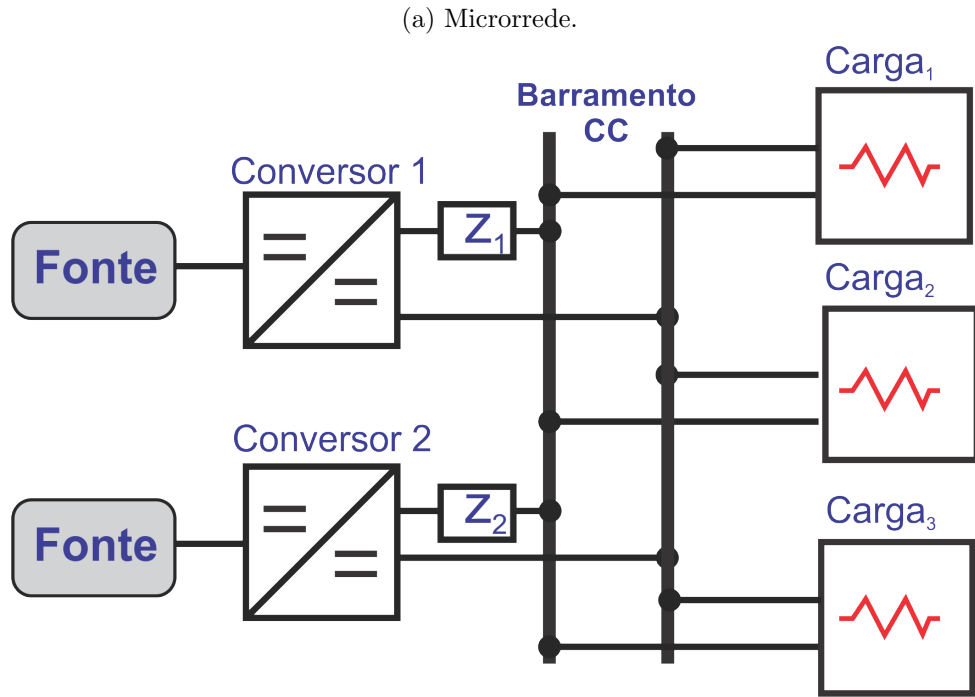
Para testar as técnicas de controle apresentadas, foi simulada a microrrede da Figura 20a. Os dados da microrrede e do circuito de potência do conversor encontram-se na Tabela 3. Os parâmetros VDCM estão definidos na Tabela 4. O Apêndice A apresenta os procedimentos dos cálculos. Particularmente, esta simulação ocorreu com uso do programa Powersim. Os parâmetros Z_1 e Z_2 são impedâncias de linha modeladas por uma combinação em série de uma indutância L_{line} e uma resistência R_{line} . Nesta microrrede, $Z_1 = Z_2$. Foram utilizados, em paralelo, dois conversores *buck* idênticos, cada um alimentado por uma fonte de tensão independente. A Figura 20b apresenta a topologia dos conversores *Buck*. Foram consideradas três cargas conectadas ao barramento CC. A linha do tempo com a sequência de eventos, ou seja, os momentos em que os conversores eletrônicos de potência e cargas são ativados, é ilustrada na Figura 20c. Os resultados de tensão do barramento e compartilhamento de corrente para cada técnica de controle são apresentados na Figura 21 e Figura 22, respectivamente.

Tabela 3: Parâmetros do sistema da DCMG.

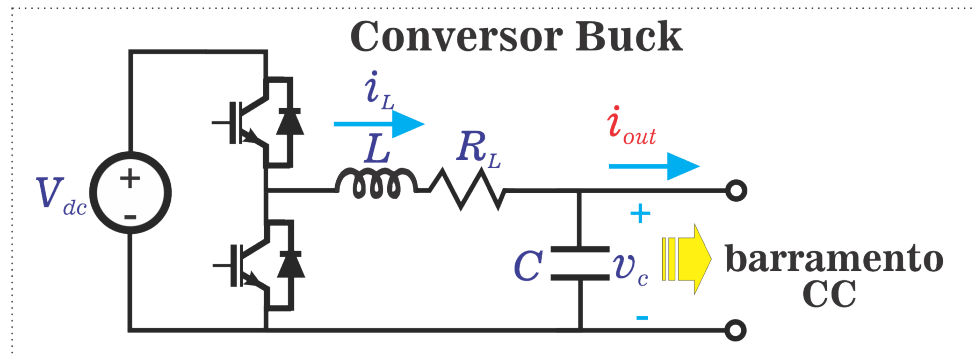
Subsistema	Parâmetros	Valor
Conversor Bidirecional	tensão de entrada (v_s)	68V
	indutância de saída L	2mH
	capacitância de saída C	5 μ F
	frequência de chaveamento f_s	10kHz
Barramento CC	tensão do barramento CC v_{bus}	48V
	resistência da linha R_{Line} , indutância L_{Line}	0.2 Ω , 50 μ H
Cargas	Carga 1 = Carga 2	10 Ω
	Carga 3	5 Ω

Como pode ser observado na Figura 21a, os gráficos de tensão do barramento para as técnicas de controle *droop* e VDCM estão sobrepostos. A técnica VDCM apresenta um comportamento amortecido devido à emulação de inércia. O controle *Droop* também registra picos de maior magnitude em comparação com a abordagem VDCM. É importante ressaltar, no entanto, que não foi realizada nenhuma análise para verificar os efeitos dos ajustes das malhas interna nesses picos dos controladores contidos, tanto na técnica *droop* quanto na técnica VDCM.

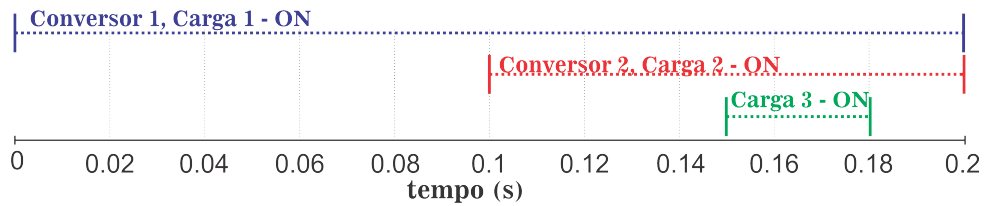
Figura 20: Microrrede e sequência de eventos.



(b) Topologia dos conversores 1 e 2.



(c) Linha do tempo.



Na Figura 22, observa-se que os conversores controlados por *droop* apresentaram oscilações de maior frequência e amplitude durante eventos transitórios. O efeito inercial das abordagens VDCM suavizou as respostas transitórias do sistema, especialmente no controle de tensão em malha aberta, onde a corrente apresentou uma resposta mais amortecida e rápida. Em regime permanente, todos os métodos proporcionaram o compartilhamento de carga conforme esperado. Inicialmente, o conversor 1 fornecia a corrente

Tabela 4: Parâmetros da Máquina CC Virtual.

Parâmetros	Símbolo	Valor
Desvio Máximo de Tensão Desejado	ΔV_a	4.8V
Constante de Tempo Elétrica	τ_e	10ms
Resistência de Armadura	R_a	0.1 Ω
Indutância de Armadura	L_a	0.001H
Velocidade Mecânica	$\omega_{m,r}$	100rad/s
Tensão Nominal de Saída	V_{ref}	48V
Constante da Máquina	k_m	0,48Vs/rad
Corrente Nominal de Saída	$I_{out,r}$	9.6A
Torque Nominal	T_r	4.608Nm
Torque de Atrito	T_f	0.2304Nm
Constante de Tempo Mecânica	τ_m	0.1s
Constante de Atrito	B_m	0.0023N.m.s/rad
Constante de Inércia	J_m	230 $\times 10^{-6}$ kg.m ²
Ganhos de controle ω_m	k_ω	4.8A.s/rad

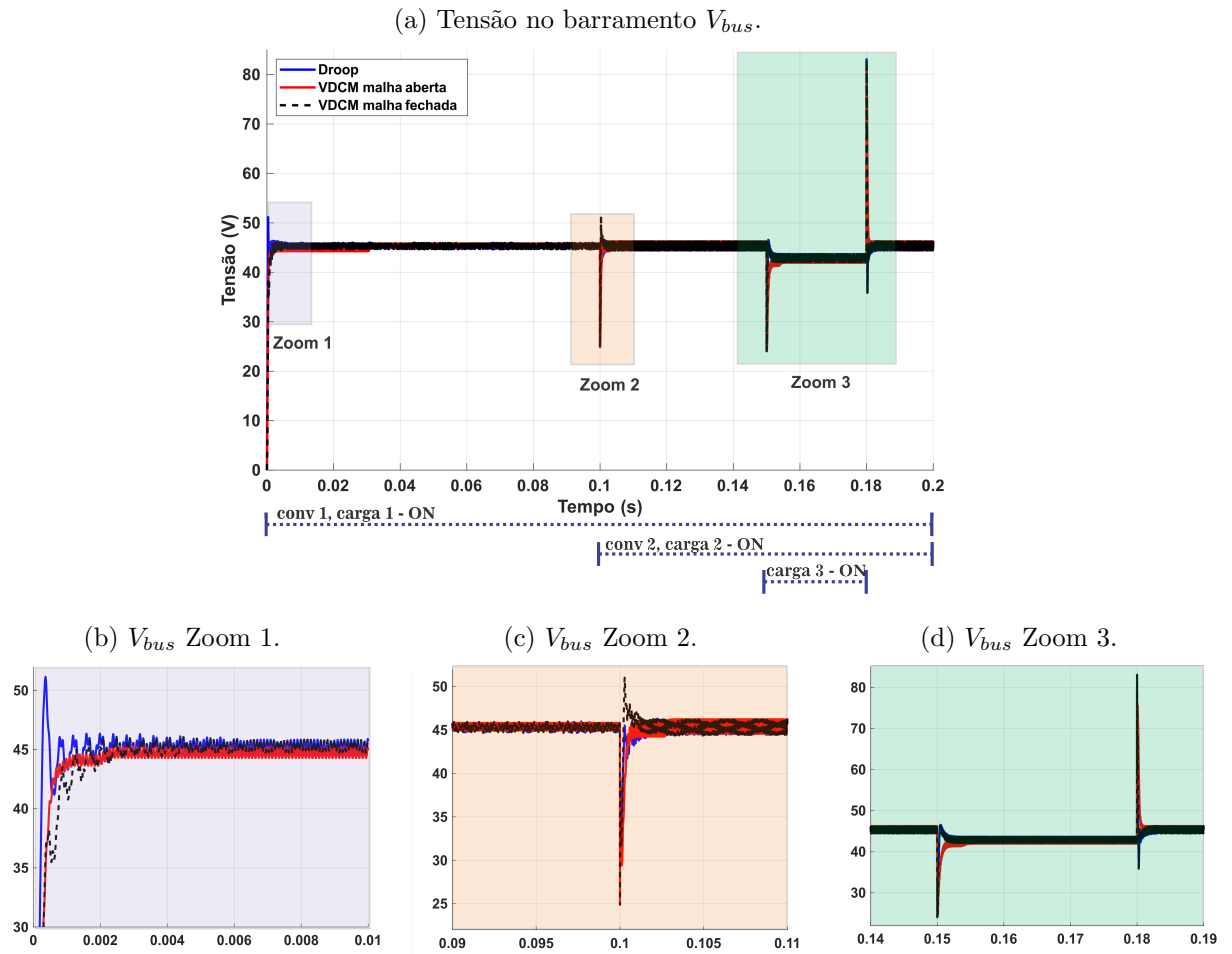
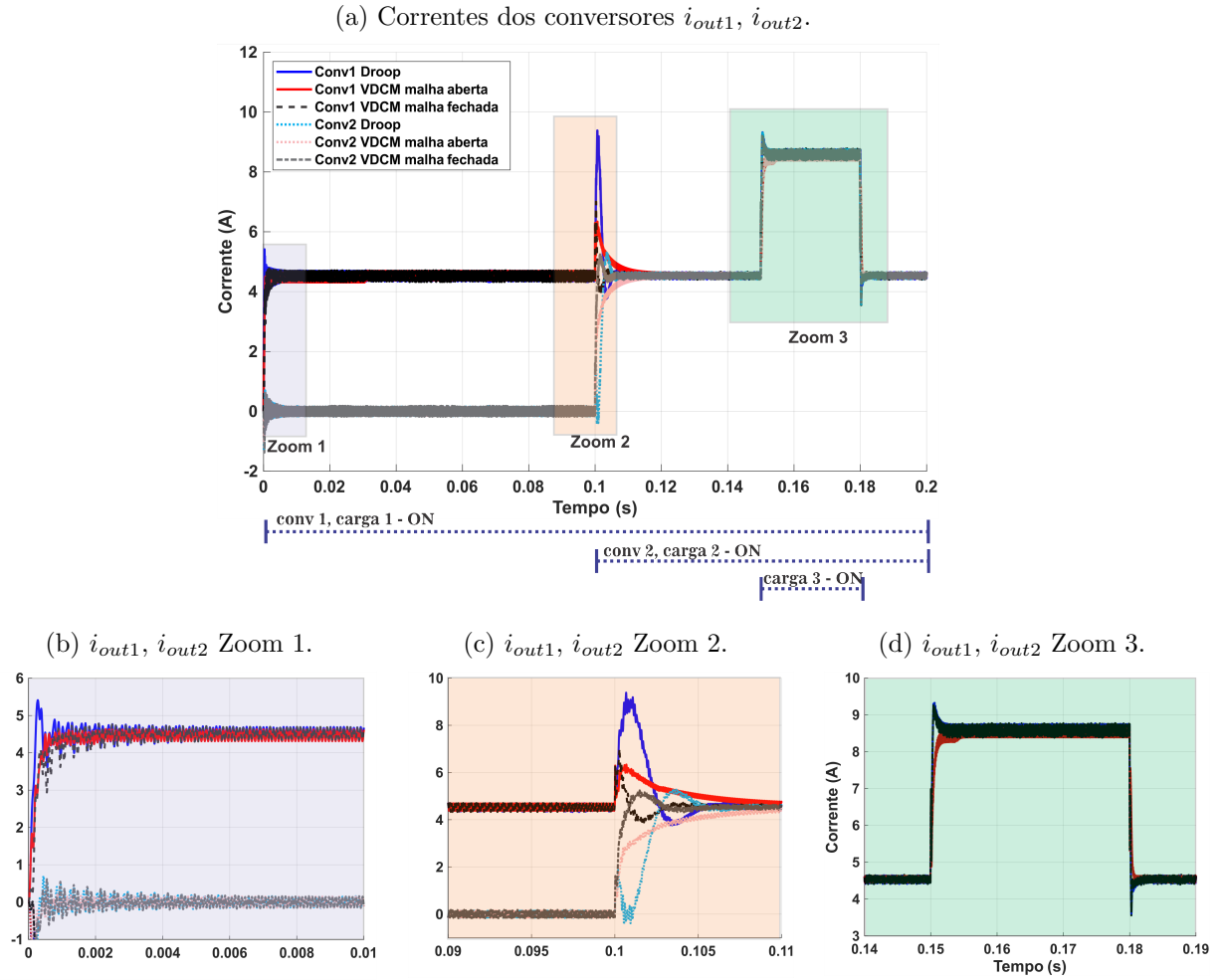
Figura 21: Tensão no barramento pelos métodos de controle *Droop* e VDCM.

Figura 22: Compartilhamento de carga pelos métodos de controle *Droop* e VDCM.



necessária. No instante $t = 0,1s$, a carga 2 e o conversor 2 foram conectados à rede, e a corrente foi rapidamente compartilhada entre os dois conversores. O transitório de conexão do conversor foi mais severo com o controle *droop*. A carga 3 foi conectada em $t = 0,15s$ e desconectada em $t = 0,18s$, com transitórios menos severos, mas o controle *droop* e o VDCM em malha fechada continuaram a apresentar uma resposta subamortecida.

2.7 Conclusões Parciais

Este capítulo comparou duas estratégias de controle descentralizado para conversores em microrredes CC: o controle *droop* convencional e a Máquina CC Virtual (VDCM). Ambas visam regular a tensão do barramento CC e compartilhar a carga.

O controle *droop*, simples e amplamente usado, mostrou-se eficaz no compartilhamento de corrente, mas com limitações na resposta dinâmica e ausência de inércia.

A técnica VDCM, que emula uma máquina CC real, superou essas limitações ao introduzir uma resposta inercial, atenuando transitórios e aumentando a robustez. A modelagem matemática e a parametrização do VDCM foram detalhadas.

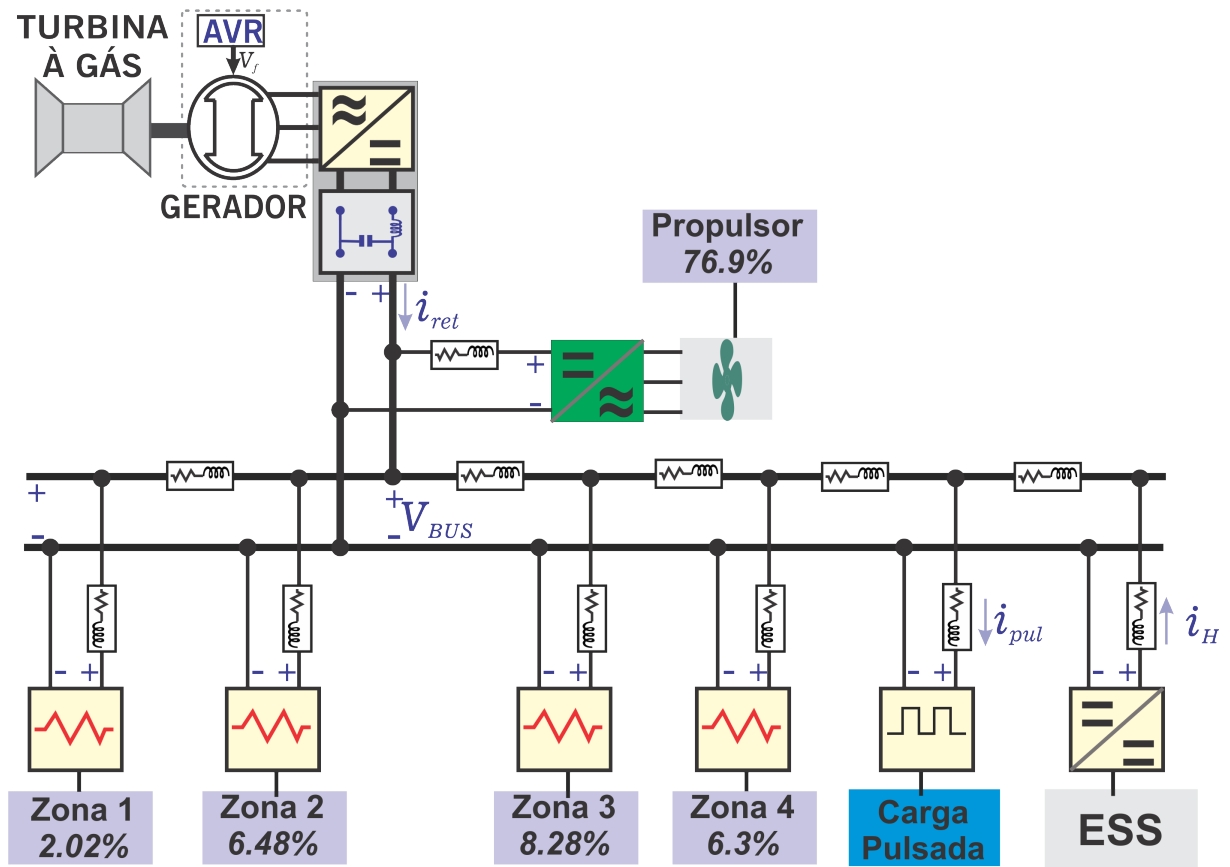
Simulações demonstraram que o VDCM (especialmente em malha aberta) oferece melhor amortecimento e resposta mais suave no compartilhamento de carga, superando o *droop* em eventos transitórios. Conclui-se que o VDCM é uma alternativa promissora para sistemas que exigem estabilidade dinâmica e mitigação de transitórios.

Os modelos matemáticos e as simulações preliminares indicam que ambas as técnicas são viáveis para o compartilhamento de carga e regulação de tensão. A VDCM oferece parâmetros ajustáveis (como inércia virtual), enquanto o *droop* mantém uma implementação mais direta. A análise subsequente no Capítulo 4 verificará se há vantagens práticas significativas de uma sobre a outra no cenário naval simulado

3 MODELAGEM DA MICRORREDE DO NAVIO

Este capítulo apresenta a modelagem detalhada da microrrede MVDC naval, abordada em trabalho de dissertação de [43], cujo diagrama se encontra na Figura 23. A modelagem detalhada de cada subsistema, quais sejam: geração, armazenamento, cargas convencionais e cargas pulsadas (HEL), fornece a base para a implementação e avaliação das estratégias de controle propostas: a técnica droop convencional e a abordagem baseada na Máquina CC Virtual (VDCM), ambas complementadas por controle *feedforward* e por um algoritmo de seleção de modo de operação do Sistema de Armazenamento de Energia (ESS). O modelo desenvolvido servirá como plataforma de simulação no Capítulo 4, permitindo comparar o desempenho das técnicas de controle na mitigação de afundamentos de tensão provocados por cargas pulsadas (foi considerado um Laser de Alta Energia)

Figura 23: Rede elétrica MVDC simulada (Adaptada de [43]).



A microrrede é composta por 3 partes: sistema de geração, sistema de armazenamento e cargas. Apresenta uma arquitetura de potência de topologia anel/zonal, o que

significa a distribuição em anel com as cargas localizadas e divididas em zonas. Foi considerado também que a microrrede não possui infraestrutura de comunicação entre suas unidades de geração e armazenamento, ou seja, sua arquitetura de controle é descentralizada.

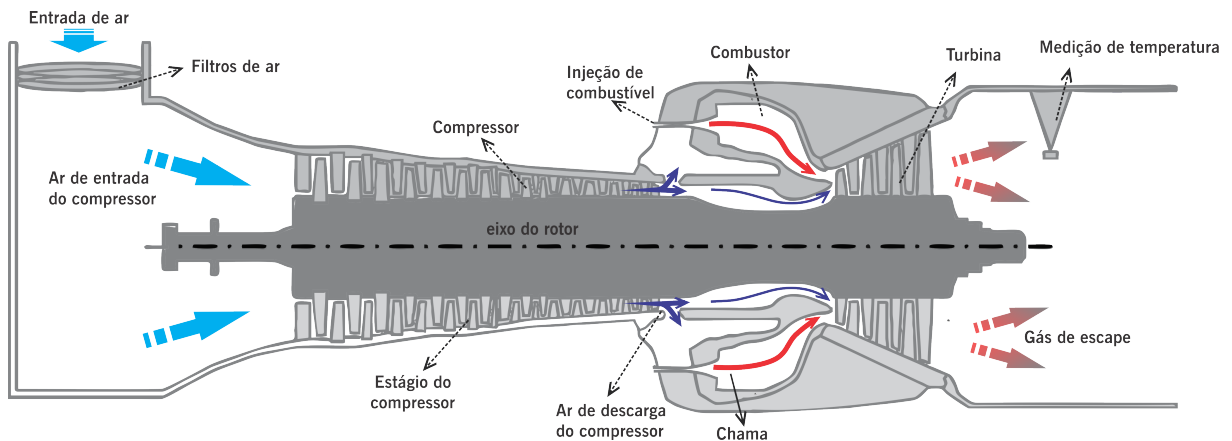
A geração de energia principal é formada por um gerador a gás em série com um retificador para prover o barramento CC da microrrede. O sistema de armazenamento de energia é composto por um supercapacitor conectado ao barramento através de um conversor de potência CC-CC. Este sistema de armazenamento está localizado mais próximo da carga pulsada, com o objetivo de mitigar os efeitos do acionamento da mesma.

Além da carga pulsada, as demais cargas estão distribuídas em quatro zonas. Estas cargas foram representadas por resistências equivalentes de modo a corresponder à potência elétrica consumida.

3.1 Geração de Energia

O sistema de geração de energia da microrrede simulada é formado por um gerador a gás trifásico de $4.44kV$, frequência de $60Hz$, com potência de $54.1MW$. Para este trabalho, foi utilizado o modelo de *Rowen* de uma turbina a gás de ciclo simples e eixo único [66]. A Figura 24 ilustra o seu funcionamento.

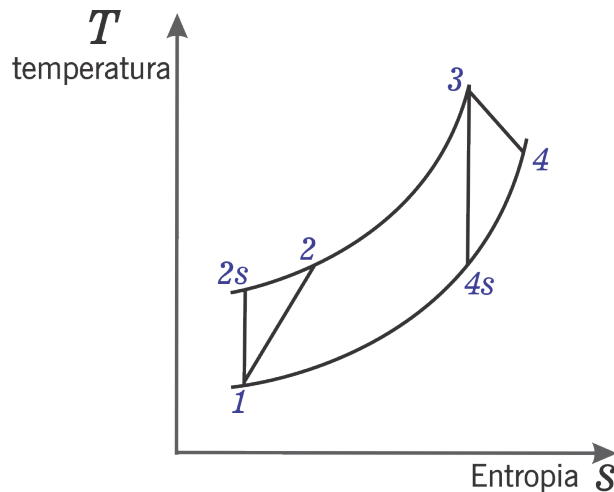
Figura 24: Vista esquemática básica da turbina a gás (Adaptada de [67]).



As turbinas a gás funcionam de acordo com o ciclo de *Brayton*, apresentado na Figura 25. O ar em condições atmosféricas (ponto 1) é aspirado pelo compressor após passar pelos filtros de ar na entrada. Cada estágio do compressor é formado por uma fileira de pás do rotor e palhetas do estator. O compressor de múltiplos estágios aumenta

a velocidade, a pressão e a temperatura do ar (ponto 2) antes de este atingir o combustor e as peças da turbina de alta pressão. O ar comprimido, agora com alta pressão e temperatura, segue para o combustor. O combustor funciona essencialmente como um aquecedor, onde o combustível é queimado para elevar a temperatura (ponto 3) a uma pressão relativamente constante. Cerca de um terço do ar descarregado pelo compressor é misturado ao combustível para a combustão, enquanto o ar restante se mistura aos produtos da combustão, formando o fluxo de entrada da turbina na temperatura de entrada da turbina (ponto 4). Este fluxo é então expandido através de 2 a 4 estágios da turbina, que acionam tanto o compressor quanto o gerador. Por fim, o fluxo é direcionado pelo duto de exaustão para um segundo ambiente com as condições ambientais circundantes [67].

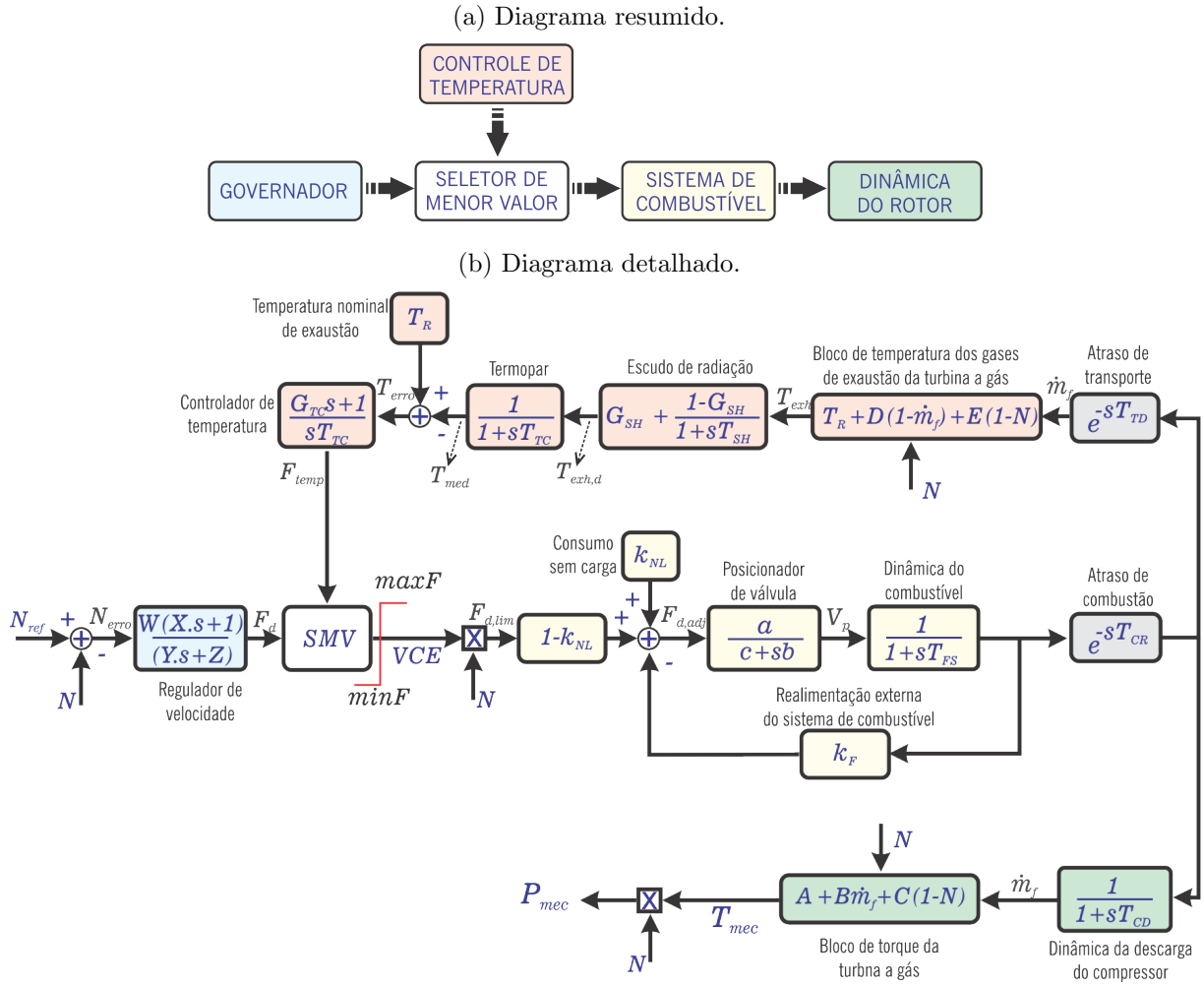
Figura 25: Ciclo de *Brayton* típico (adaptada de [67]).



O modelo matemático simplificado representado na Figura 26 é baseado no modelo proposto por [66]. Este modelo abrange, além da dinâmica do ar/gás, os principais componentes como o termopar de gases de escape e seu escudo de radiação, o sistema de válvulas de combustível e o posicionador de válvulas. No entanto, tal como no modelo apresentado por [67], não inclui o controle de aceleração nem as palhetas guia de entrada (IGV, do inglês *inlet guide vane*).

O regulador de velocidade opera com base no erro de velocidade (N_{erro}) entre a referência (velocidade unitária N_{ref}) e a velocidade real do rotor (N) em PU (por unidade). A saída, demanda de combustível (F_d), evolui numa direção corretiva até que o valor médio do erro da velocidade seja zero. A função de transferência (FT) do regulador de velocidade é dada pela equação 21.

Figura 26: Diagramas de Blocos da turbina a gás (adaptada de [67]).



$$FT_1 = \frac{F_d}{N_{\text{erro}}} \Rightarrow \frac{W \cdot (X \cdot s + 1)}{(Y \cdot s + Z)}, \quad (21)$$

onde:

- W - ganho quando a turbina opera no modo *droop* e é inversamente proporcional ao ajuste de *droop* ($W = 1/\text{droop}$);
- X , Y e Z - coeficientes do controlador.

O controle de temperatura é responsável por garantir que a turbina opere dentro dos limites seguros de temperatura, reduzindo o fluxo de combustível quando a temperatura de exaustão excede o valor de referência. As temperaturas internas e a relação de pressão e a resposta geral do HDGT variam com a velocidade. Essas respostas não são lineares. No entanto, no modelo de *Rowen*, um modelo linear é assumido em relação à

velocidade, aplicando a restrição de velocidade de 95% a 107% da velocidade nominal.

De acordo com [66], a temperatura de exaustão (T_{exh}) da turbina a gás é modelada por:

$$T_{exh} = T_R + D(1 - \dot{m}_f) + E(1 - N) , \quad (22)$$

onde:

- T_R - temperatura nominal de exaustão (em °C);
- $\dot{m}_f$ - fluxo de combustível (em pu);
- N - velocidade da turbina (em RPM);
- D e E - parâmetros do bloco de temperatura de exaustão (em °C).

O bloco Escudo de Radiação é responsável por modelar o atraso dinâmico causado pelo escudo de radiação que protege o termopar da turbina a gás. A FT que descreve o comportamento do escudo de radiação é dada por:

$$FT_2 = \frac{T_{exh,d}}{T_{exh}} \Rightarrow FT_2 = G_{SH} + \frac{1 - G_{SH}}{T_{SH} \cdot s + 1} , \quad (23)$$

onde:

- $T_{exh,d}$ - temperatura de exaustão com atraso;
- T_{SH} - constante de tempo do escudo de radiação (em s);
- G_{SH} - relação entre as áreas de transferência de calor por convecção.

A função de transferência que modela a resposta dinâmica do sistema de medição de temperatura é dada por:

$$FT_3 = \frac{T_{med}}{T_{exh,d}} \Rightarrow FT_3 = \frac{1}{T_{TR} \cdot s + 1} , \quad (24)$$

onde T_{TR} é a constante de tempo do termopar, que representa o atraso dinâmico na medição (T_{med}) de temperatura de exaustão devido à inércia térmica do termopar. A função de transferência do controle de temperatura é dada por:

$$FT_4 = \frac{F_{temp}}{T_{erro}} \Rightarrow FT_4 = \frac{G_{TC} \cdot s + 1}{T_{TC} \cdot s} , \quad (25)$$

onde:

- T_{erro} - sinal de erro de temperatura ($T_R - T_{med}$);
- F_{temp} - sinal de controle de temperatura;
- G_{TC} - ganho do controlador de temperatura;
- T_{TC} - constante de integração do controlador de temperatura.

O controle de velocidade sob condições de carga parcial e o controle de temperatura atuando como um limite superior, são todas entradas para o bloco SMV (seletor do menor valor). A saída do SMV é a mais baixa das entradas, ou seja, a que requer menos combustível. Em seguida, essa saída é comparada com os limites máximo e mínimo e produz o sinal de comando VCE . O limite máximo funciona como um backup para o controle de temperatura, enquanto o limite mínimo é dinamicamente o mais importante, pois garante o fornecimento mínimo de combustível para manter a chama do sistema de combustão da turbina a gás [66]. A constante k_{NL} representa a parte de combustível que irá garantir a operação do HDGT quando sem carga.

Existem dois tipos de sistemas de controle de combustível usados em turbinas a gás de eixo único. Ambos são sistemas de desvio, nos quais parte da saída de uma bomba de combustível de volume constante é redirecionada para a sucção da bomba, através do caminho apresentado pelo ganho K_F . A quantidade de combustível desviada é determinada medindo-se o combustível que vai para a turbina, assegurando que este valor corresponda ao comando total de combustível, que é o produto do VCE e da velocidade da turbina. O ganho k_F é calculado para forçar o ganho geral do circuito do posicionador da válvula-sistema de combustível para 1.

O bloco Posicionador de Válvula é responsável por ajustar a posição da válvula de combustível com base no sinal de demanda de combustível recebido. Ele atua como um intermediário entre o sistema de controle e o atuador da válvula, garantindo que a válvula se mova para a posição correta de forma precisa e rápida.

A função de transferência do posicionador de válvula é dada por:

$$FT_5 = \frac{V_p}{F_{d,adj}} \Rightarrow FT_5 = \frac{a}{b \cdot s + c} , \quad (26)$$

onde V_p é o sinal de posição da válvula, a é o ganho, b , c são os coeficientes e dependem do tipo de combustível, se gasoso, ou líquido.

O fluxo de combustível é modelado da seguinte forma:

$$FT_6 = \frac{m_f}{V_p} \Rightarrow FT_6 = \frac{1}{T_f \cdot s + 1} , \quad (27)$$

onde m_f é a vazão de combustível e T_F é a constante de tempo da função de transferência do sistema de combustível. Devido ao comportamento da turbina a gás, é necessário considerar alguns atrasos e constantes de tempo no seu modelo dinâmico [67]: o atraso da reação de combustão (T_{CR}), que consiste no atraso de tempo entre a injeção de combustível e a liberação de calor no combustor (da ordem de alguns ms). Há também o atraso de transporte (T_{TD}) causado pelo sistema de exaustão e turbina para transportar o fluido até o ponto de medição.

O funcionamento da turbina, que consiste na dinâmica do rotor, é refletido por duas quantidades: o torque de saída (T_{mec}) e a temperatura dos gases de escape. O torque mecânico é modelado por:

$$T_{mec} = A \cdot (\dot{m}_{fpu} - B) + C \cdot (1 - N_{pu}) . \quad (28)$$

Considerando o HDGT à velocidade nominal, o torque de saída e a potência mecânica (por unidade) P_{Gpu} são os mesmos. Os parâmetros do HDGT presentes no diagrama de blocos e suas respectivas descrições estão apresentados na tabela 5. Para obter seus valores, primeiro é escolhida uma condição operacional padrão para determinar as eficiências da turbina e do compressor. Em seguida, restringe-se os desvios de velocidade à área linear correspondente à resposta da turbina. Com isso, todos os parâmetros mencionados são calculados usando os dados disponíveis fora da operação da unidade [67]. O Apêndice B apresenta o passo a passo para a obtenção dos valores.

3.2 Retificador com Filtro LC

O retificador trifásico de seis pulsos converte as tensões CA (v_{an} , v_{bn} e v_{cn}) da máquina síncrona em tensão CC (V_{BUS}) que alimenta a microrrede, conforme ilustrado na Figura 27. Considerando um retificador trifásico a 6 pulsos, a tensão CC pode ser expressa por meio da série de Fourier como [68]:

$$V_{BUS}(t) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \frac{6V_m}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k+1}}{(6k)^2 - 1} \cos(6k\omega t) , \quad (29)$$

Tabela 5: Parâmetros do Sistema de Turbina a Gás [67].

Subsistema	Parâmetros	Valor
Regulador de Velocidade	Ganho W	16,7
	Coeficientes X, Y, Z	0,6; 1; 1
Sistema de Combustível	Limite máximo $maxF$	1,5
	Limite mínimo $minF$	-0,13
	Consumo sem carga k_{NL}	0,24
	Constante de tempo T_{FS}	0,4 s
	Ganho de realimentação k_F	0
Posicionador de Válvula	Parâmetros a, b, c	1; 0,05; 1
Sistema de Combustão	Atraso T_{CR}	0,01 s
	Atraso transporte T_{TD}	0,04 s
	Atraso descarga T_{CD}	0,104 s
Turbina a Gás	Torque (A, B, C)	1,3; 0,23; 0,5
	Temperatura exaustão (D, E)	700°F; 550°F
	Temperatura nominal T_R	950°F
Sistema Térmico	Proteção radiação G_{SH}	0,8
	Constante tempo T_{SH}	15 s
	Constante tempo termopar T_{TC}	2,5 s
Controlador de Temperatura	Ganho G_{TC}	3,3
	Constante integração T_{TC}	450°F

onde V_m é a amplitude da tensão CA.

O circuito LC na saída do retificador atua como um filtro passa-baixa, cuja frequência de corte é dada por:

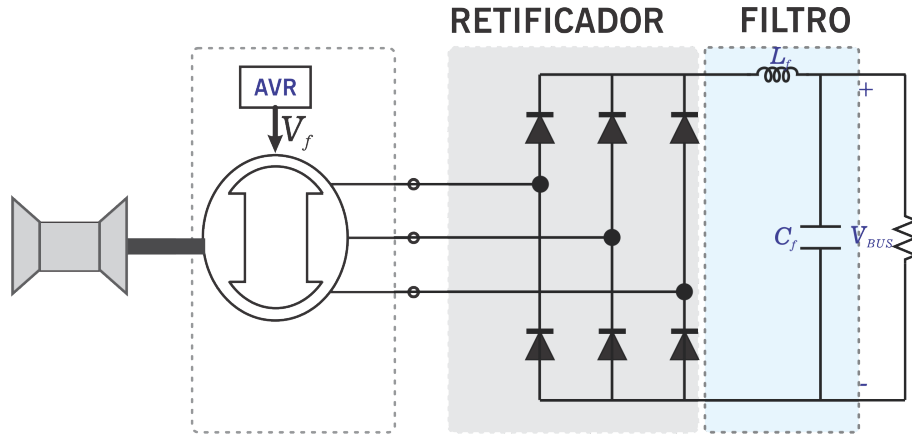
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f \cdot C_f}}. \quad (30)$$

Na tensão CC produzida por um retificador de seis pulsos, o principal componente harmônico possui frequência de 360Hz. Assim, para uma atenuação de 90% desse componente, a frequência de corte foi definida como 36Hz. A Figura 27 apresenta uma representação simplificada desse subsistema, sendo R a resistência equivalente do sistema CC sob condição de carga nominal. Assumindo que $|X_C(\omega_c)| = 0,01R$, é possível obter $C_f = 66.8 \text{ mF}$ e $L_f = 292 \text{ } \mu\text{H}$.

A função de transferência do filtro é:

$$\frac{V_{BUS}}{V_{in}} = \frac{1/(s.C)}{s.L + 1/(s.C)}$$

Figura 27: Retificador trifásico de onda completa a diodo, com filtro LC.



$$\frac{V_{BUS}}{V_{in}} = \frac{1}{s^2.L.C + 1} \rightarrow \frac{V_{BUS}}{V_{in}} = \frac{1}{1.95 \times 10^{-5}s^2 + 1}$$

3.3 Cargas

As cargas convencionais foram modeladas como resistências equivalentes calculadas pela relação $R = V_{BUS}^2/P$, onde V_{BUS} é a tensão nominal do barramento CC (6kV) e P a potência especificada.

A carga pulsada, representada na microrrede da Figura 23, foi modelada como simulada com pulsos de 500 ms, representando o funcionamento típico de armas de energia direta. A tabela 6 apresenta as cargas da microrrede e suas respectivas potências nominais.

Tabela 6: Distribuição de cargas resistivas na microrrede simulada [43]

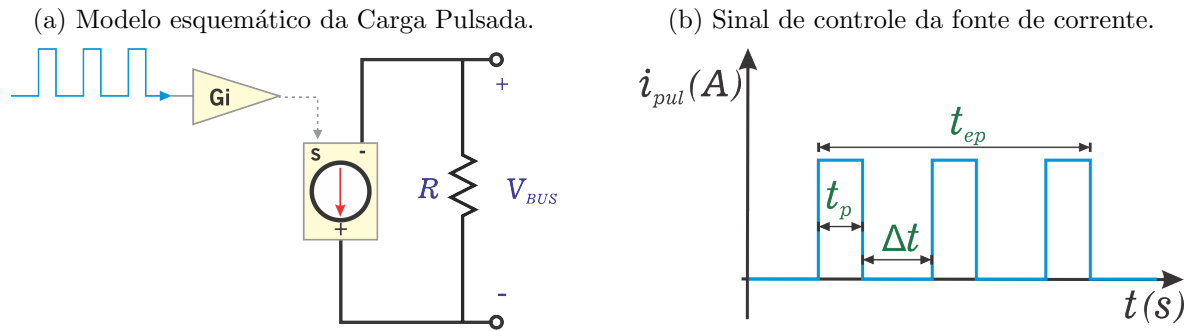
Componente	Potência (MW)
Sistema de Propulsão	38.00
Zona 1 (Sistemas críticos)	1.00
Zona 2 (Sistemas auxiliares)	3.20
Zona 3 (Armamentos)	4.09
Zona 4 (Sistemas auxiliares)	3.12
Carga Pulsada	5.00

3.3.1 Modelagem da Carga Pulsada

Para representar o comportamento da carga pulsada (HEL), empregou-se uma fonte de corrente controlada por um sinal externo, conforme mostrado na Figura 28a. Esse sinal consiste em um trem periódico composto por três pulsos, que é aplicado a um

bloco de ganho G_i . O sinal resultante (Figura 28b) apresenta pulsos de corrente com amplitude de $I_{pul} = 833 \text{ A}$ e duração efetiva de $t_p = 0,5 \text{ s}$. O intervalo de repetição entre o início de pulsos consecutivos é de $\Delta t = 2,5 \text{ s}$. O tempo total do evento pulsado, denotado por t_{ep} , corresponde ao período de aplicação dos três pulsos dentro do ciclo de operação. Os tempos de subida e descida da corrente são simétricos e iguais a $0,016 \text{ s}$, garantindo transições rápidas e controladas [43].

Figura 28: Modelo esquemático e circuito equivalente da Carga Pulsada (HEL) (Adaptado de [43]).



3.4 Modelagem do Sistema de Armazenamento

Com o objetivo de implementar um sistema de armazenamento capaz de suprir a elevada demanda de potência instantânea das cargas pulsadas, foi utilizado um sistema de armazenamento composto por supercapacitores.

Os supercapacitores foram escolhidos por sua baixa resistência interna, alta densidade de potência e capacidade de resposta em escalas de tempo da ordem de microssegundos, sendo ideais para compensar variações abruptas de corrente. O ESS é conectado ao barramento MVDC por um conversor *boost* duplo entrelaçado CC-CC, conforme Figura 29. Este sistema de armazenamento deve ser capaz de suprir uma potência de 5 MW , suficiente para alimentar a carga pulsada.

3.4.1 Modelo do Supercapacitor

O modelo do supercapacitor utilizado no simulink pode ser representado pelo diagrama de blocos da Figura 30. Este modelo baseia-se na equação de Stern [69], que descreve o comportamento eletroquímico do sistema de dupla camada.

Equações do modelo

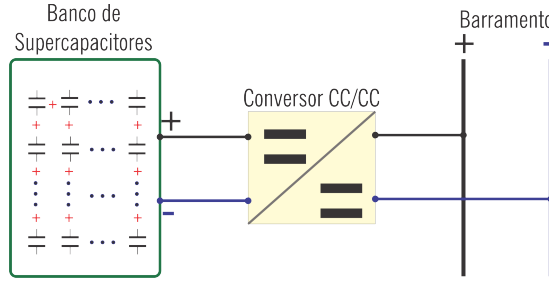
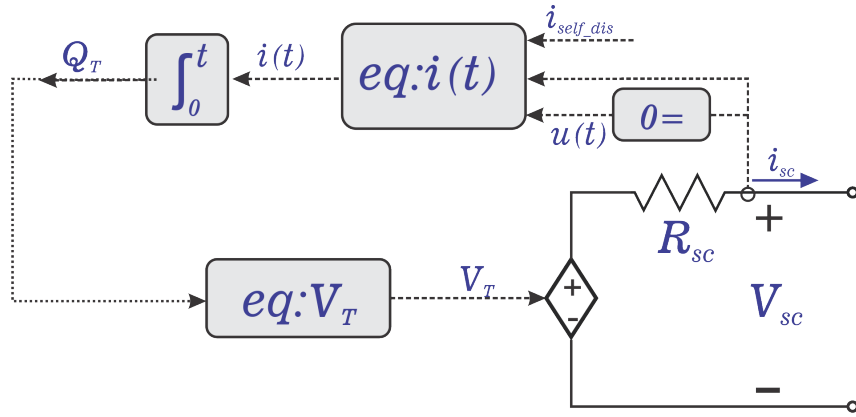


Figura 29: Banco de supercapacitores (Adaptado de [2]).

Figura 30: Circuito equivalente do supercapacitor. (Adaptado de [69])



A tensão de saída do supercapacitor V_{SC} é dada por:

$$V_{SC} = V_T - R_{SC} \cdot i_{SC} , \quad (31)$$

onde i_{SC} e R_{SC} são, respectivamente, a corrente (em A), a resistência interna equivalente (em Ω) do supercapacitor e V_T controla a fonte de tensão dependente.

A variável V_T é calculada da seguinte forma (32):

$$V_T = \frac{N_s Q_T d}{N_p N_e e \epsilon_0 A_i} + \frac{2 N_e N_s R T}{F} \sinh^{-1} \left(\frac{Q_T}{N_p N_e^2 A_i \sqrt{8 R T \epsilon_0 c}} \right) . \quad (32)$$

onde:

- A_i - área interfacial entre eletrodos e eletrólito (m^2);
- c - concentração molar (mol m^{-3}), $c = 1/(8 N_A r^3)$;
- r - raio molecular (m);
- F - constante de Faraday (C mol^{-1});
- C_T - capacitância total (F);
- N_e - número de camadas de eletrodos;

- N_A - constante de Avogadro (mol^{-1});
- Q_T - carga elétrica (C);
- R - constante dos gases ideais ($\text{J mol}^{-1} \text{K}^{-1}$);
- d - distância entre eletrodos (m);
- T - temperatura de operação (K);
- ϵ - Permissividade do material (F m^{-1});
- ϵ_0 - Permissividade do vácuo (F m^{-1}).

O bloco $i(t)$ é representado da seguinte forma:

$$i(t) = i_{sc} \cdot (1 - u(t)) + i_{self-dis} \cdot u(t) . \quad (33)$$

onde $i_{self-dis}$ é a corrente de autodescarga (A).

SOC do Supercapacitor

O SOC (SOC_{SC}) do supercapacitor pode ser calculado da seguinte forma:

$$SOC_{SC} = 100 \cdot \frac{Q_{init} - \int_0^t i_{sc}(t) dt}{Q_T} . \quad (34)$$

Dimensionamento do Banco de Supercapacitores

Para dimensionar o banco de supercapacitores, foram considerados os parâmetros definidos na Tabela 7, extraídos do *datasheet* do módulo de Supercapacitor Maxwell BMOD0058 E016 C02, [70].

Tabela 7: Parâmetros do Módulo de Supercapacitor Maxwell BMOD0058 E016 C02 [70].

Parâmetro	Valor
Tensão nominal (V_{mod})	16 V
Capacitância (C_{mod})	58 F
Resistência série (R_{mod})	25 mΩ
Energia por módulo (E_{mod})	$\frac{1}{2} \times 58 \times 16^2 = 7.424 \text{ kJ}$

Os requisitos que devem ser atendidos pelo sistema de armazenamento são:

- Potência nominal: $P = 5 \text{ MW}$;

- Tensão do sistema: $V_{total} = 1.35$ kV. Queda de tensão máxima: $\Delta_V \leq 5\%$;
- Tempo de descarga: $t = 5$ s ;
- Energia requerida: $E_{req} = P \times t \geq 25$ MJ.

Módulos em Série (N_s)

Para obter a tensão máxima desejada $V_{total} = 1.35$ kV, foram utilizados 85 módulos em série.

Ramos em Paralelo (N_p)

No projeto, foram associados 117 ramos em paralelo, atendendo assim à Energia Requerida e à queda de tensão máxima.

A Tabela 8 apresenta a configuração final do banco de supercapacitores. A memória de cálculo encontra-se no Apêndice C.

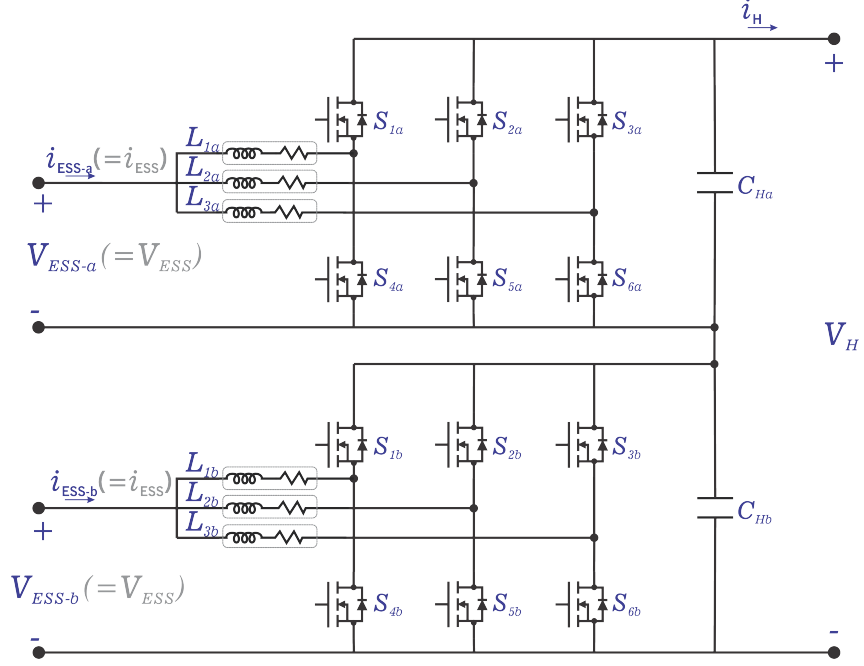
Tabela 8: Parâmetros do arranjo de supercapacitores.

Parâmetro	Valor
Módulos em série (N_s)	85
Ramos em paralelo (N_p)	117
Capacitância equivalente (C_{eq})	79.8 F
Resistência total (R_{SC})	18.2 m Ω
Queda de tensão	67.27 V (4.97%)

3.5 Modelagem do Conversor *Boost* Duplo Entrelaçado

Para o projeto, optou-se pela topologia de conversor *boost* duplo entrelaçado que se destaca pela alta capacidade de processamento de potência e elevada razão de conversão [43]. O esquemático do circuito considerado está ilustrado na Figura 31. Essa arquitetura combina conversores *boost* convencionais em uma configuração que apresenta duas vantagens principais:

- a conexão em série dos terminais de alta tensão permite alcançar a tensão desejada com uma razão de conversão reduzida em cada estágio;
- o entrelaçamento das fases, além de reduzir o *ripple*, diminui a corrente através dos transistores, possibilitando a utilização de componentes comerciais [60].

Figura 31: Conversor *Boost* Entrelaçado (Adaptado de [43].)

O conversor *boost* duplo entrelaçado, por derivar da combinação de conversores *boost* convencionais, pode ser modelado com base na topologia básica do conversor *boost*. As funções de transferência que descrevem seu comportamento dinâmico tanto da corrente quanto da tensão, nesta ordem, são dadas por:

$$\hat{i}_{ESS}(s) = \underbrace{\frac{V_H \cdot (R \cdot C \cdot s + 2)}{L \cdot R \cdot C \cdot s^2 + (L + R_L \cdot R \cdot C)s + R_L}}_{G_{id}(s)} \hat{d}(s) + \underbrace{\frac{R \cdot C \cdot s + 1}{L \cdot R \cdot C \cdot s^2 + (L + R_L \cdot R \cdot C)s + (R_L + R \cdot D'^2)}}_{G_{ivs}(s)} \hat{v}_{ESS}(s) \quad (35)$$

$$\hat{v}_H(s) = 2 \cdot \underbrace{\frac{R \cdot D'}{(R \cdot C \cdot s + 1)(L \cdot s + R_L) + R \cdot D'^2}}_{G_{vESS}(s)} \hat{v}_{ESS}(s) + \underbrace{\frac{V_H (R \cdot D'^2 - L \cdot s - R_L)}{D' [L \cdot R \cdot C \cdot s^2 + (L + R_L \cdot R \cdot C + R \cdot D'^2)s + R_L]}}_{G_d(s)} \hat{d}(s) \quad (36)$$

onde:

- $\hat{i}_{ESS}(s)$ - perturbação da corrente do ESS;
- $\hat{v}_H(s)$ - perturbação da tensão no terminal de alta;

- $\hat{d}(s)$ - perturbação do ciclo de trabalho;
- $\hat{v}_{ESS}(s)$ - perturbação da tensão de entrada;
- R - resistência de carga;
- R_L - resistência dos indutores;
- C - capacitância dos capacitores C_{Ha} e C_{Hb} ;
- L - indutância dos indutores L_1, L_2, L_3 ;
- D' - complemento do ciclo de trabalho nominal;
- $G_{ivs}(s)$ - FT da corrente do ESS em função da tensão de entrada $\left(\frac{i_{ESS}(s)}{v_{ESS}(s)}\right)$;
- $G_{id}(s)$ - corrente do ESS em função do ciclo de trabalho $\left(\frac{i_{ESS}(s)}{d(s)}\right)$;
- $G_{v_{ESS}}(s)$ - FT da tensão dos terminais de alta, em função da tensão do ESS $\left(\frac{v_H}{v_{ESS}}\right)$;
- $G_d(s)$ - FT da tensão dos terminais de alta, em função do ciclo de trabalho $\left(\frac{v_H}{d(s)}\right)$.

3.5.1 Dimensionamento dos Componentes

Cada conversor *boost* entrelaçado, em série, deve atender aos seguintes requisitos:

- Tensão nos terminais de baixa (V_{ESS}) igual a 1,35 kV;
- Tensão nos terminais de alta (V_H) igual a 6 kV (3kV por conversor em série);
- Potência total igual a 5MW (2.5MW por conversor em série);
- *Ripple* de tensão de 2.5% 150V;
- *Ripple* de corrente 5% (41,65 A);
- Frequência de chaveamento (f_s) 3 kHz.

Considerando condição ideal sem perdas, os componentes do conversor foram dimensionados conforme a tabela 9:

Tabela 9: Parâmetros do Conversor Entrelaçado.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Ciclo de trabalho	D	0.55
Indutância por estágio	L	2 mH
Resistência interna da indutância	R_L	1 m Ω
Capacitâncias dos capacitores (C_{Ha} e C_{Hb}) nos terminais de alta tensão	C	3 mF

O uso de 3 níveis ao invés de uma no conversor reduz a corrente em cada chave para 1/3 da corrente da fonte de alimentação, ou seja, de $1.850kA$ para $618A$. Esse requisito de corrente pode ser atendido por dispositivos disponíveis no mercado, por exemplo, pelo módulo do IGBT `DIM800ACM45-TS001` da Dynex [71].

3.6 Sistema de Controle

Na microrrede abordada neste trabalho, o ESS não exerce controle direto sobre o valor da tensão do barramento. No entanto, atua como um sistema de suporte dinâmico ao sistema de geração principal, garantindo o equilíbrio entre geração e demanda de carga, atuando tanto em regimes transitórios quanto em regime permanente.

Para controlar o fluxo de energia do ESS, foi adotado um modelo de controle descentralizado. A escolha desta abordagem se justifica por vantagens importantes em relação ao controle centralizado, tais como: maior simplicidade, menores custos de implementação, já que não exige infraestrutura de comunicação — e menor vulnerabilidade a falhas ou ataques cibernéticos, uma vez que não depende de um canal centralizado que possa ser comprometido.

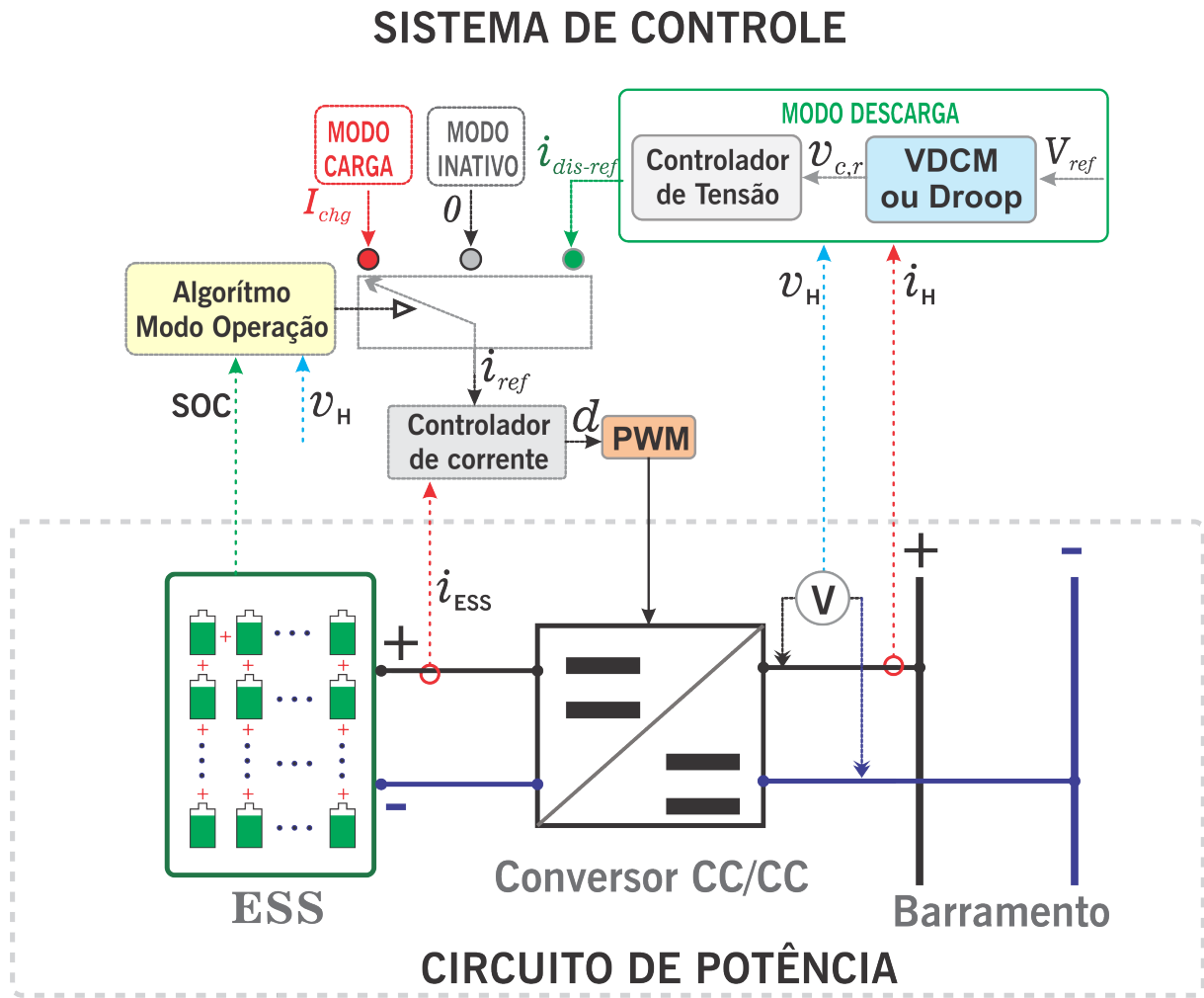
Os principais objetivos deste controle são manter a tensão no barramento estável, dentro dos limites (5%) estabelecidos pela norma *IEEE Std 1709-2010*, e garantir reserva operacional do ESS, utilizando-o apenas quando necessário.

A Figura 32 apresenta o diagrama de blocos do sistema de controle de um dispositivo de armazenamento de energia (ESS) conectado ao barramento CC por meio do conversor CC-CC.

No circuito de potência, em conjunto com o conversor CC-CC, estão presentes os sensores de corrente da bateria (i_{ESS}), de corrente do lado de alta tensão (i_H) e da tensão do lado de alta (v_H), que alimentam as malhas de controle.

Integrado com o circuito de potência, o sistema de controle, de maneira geral,

Figura 32: Diagrama do sistema de controle e potência do ESS.



contém os seguintes blocos:

- Algoritmo do Modo de Operação: Seleciona o modo de operação com base em limites de SOC e tensão.
- Blocos Modo de Carga, Modo Inativo e Modo Descarga: determinam a corrente de referência para o controlador de corrente.
- Controlador de corrente: controla o conversor de forma que a corrente siga a referência definida no modo de operação selecionado.

3.6.1 Algoritmo de Seleção do Modo de Operação com Histerese Temporal

O sistema de gerenciamento do armazenamento de energia deve decidir, a cada instante, se o conversor conectado à bateria opera em modo de *carga*, *descarga* ou permanece

inativo. Para tanto, foi implementado um algoritmo de decisão baseado em comparações lógicas entre a tensão do barramento (V_{bus}), o estado de carga da bateria (SOC) e limiares de operação predefinidos.

As constantes utilizadas são: tensão máxima ($V_{max} = 5950$ V), tensão mínima ($V_{min} = 5750$ V), tensões de histerese $V_{th1} = 5800$ V e $V_{th2} = 5900$ V, além dos limites superior (SOC_{max}) e inferior (SOC_{min}) do estado de carga. Existem 3 modos de operação distintos: o modo de operação *Modo* Descarga, Inativo e Carga. Inicialmente, o *mModo* de operação Inativo é selecionado.

Regras de Transição

As regras de decisão são organizadas de forma hierárquica, conforme segue:

- **Se Modo Inativo:**

- Se $V_{bus} < V_{th1}$ e $SOC > SOC_{min}$, então seleciona Modo Descarga.
- Se $V_{bus} > V_{th2}$ e $SOC < SOC_{max}$, então seleciona Modo Carga.

- **Se $Modo = -1$ (Descarga):**

- Se $V_{bus} > V_{th2}$ ou $SOC < SOC_{min}$, então seleciona Modo Inativo.
- Se $V_{bus} > V_{max}$ e $SOC < SOC_{max}$, então seleciona Modo Carga.

- **Se Modo=Carga:**

- Se $SOC > SOC_{max}$ ou $V_{bus} < V_{th1}$, então seleciona Modo Inativo.
- Se $V_{bus} < V_{min}$ e $SOC > SOC_{min}$, então seleciona Modo Descarga.

Tempo Mínimo de Permanência

Para evitar *chattering* (oscilações rápidas entre modos consecutivos), foi introduzida uma restrição temporal mínima de permanência em cada estado. Define-se $T_{min} = 0,1$ s. Para evitar *chattering* (oscilações rápidas entre modos consecutivos), foi introduzida uma restrição temporal mínima de permanência em cada estado. Define-se $T_{min} = 0,1$ s.

Fluxo Lógico

Inicialmente, as entradas (V_{bus} e SOC) são avaliadas e um modo proposto é determinado segundo as regras descritas. Caso o modo proposto seja diferente do modo atual, inicia-se a contagem do tempo de permanência. Se a condição persistir até atingir T_{min} , a transição é confirmada; caso contrário, o sistema permanece no estado anterior.

Resumo do Algoritmo

Em síntese, o algoritmo garante:

1. Proteção contra sobrecarga e descarga profunda do ESS;
2. Operação coerente com os limites de SOC e tensão do barramento;
3. Inclusão de histerese de tensão por meio dos limiares V_{th1} e V_{th2} ;
4. Supressão de oscilações indesejadas mediante o tempo mínimo de permanência T_{min} .

Dessa forma, assegura-se a estabilidade da lógica de decisão, evitando chaveamentos excessivos e prolongando a vida útil do ESS.

3.6.2 Bloco Modo de Carga

Quando em Modo de Carga, uma corrente de referência constante $i_{ref} = I_{chg}$ é fornecida para o bloco Controlador de Corrente, com o objetivo de carregar o ESS. Para este projeto foi definida $I_{chg} = 800A$, seguindo a recomendação do fabricante [72] para um carregamento seguro.

3.6.3 Bloco Modo Inativo

O Modo Inativo fornece uma corrente de referência nula $i_{ref} = 0$, ou seja, o ESS não fornece, nem absorve energia. Os objetivos desse Modo são :

- *Proteção contra sobrecarga:* quando o SOC e a tensão do barramento excedem seus limites superiores, evitando degradação da bateria.
- *Proteção contra descarga profunda:* quando o SOC e a tensão do barramento caem abaixo dos limites inferiores, evitando danos irreversíveis ao ESS.

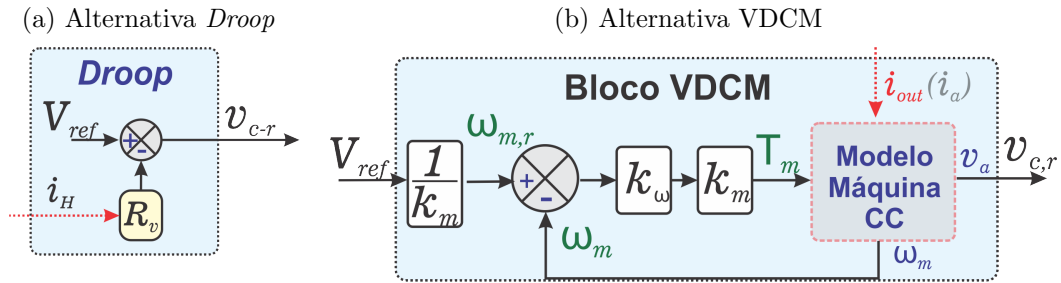
3.6.4 Bloco Modo de Descarga

No modo de descarga, o ESS fornece energia para a microrrede. Esse bloco é composto internamente pelos seguintes sub-blocos:

1. VDCM ou *droop*: ambos tem como entrada a corrente do lado de alta i_H . Uma tensão de referência fixa V_{ref} é modificada de acordo com informações extraídas do conversor e da técnica de compartilhamento de carga escolhida (*droop* ou VDCM), gerando uma nova referência dinâmica $v_{c,r}$.
2. Controlador de Tensão: A diferença entre $v_{c,r}$ e a tensão real do barramento v_H é processada por um controlador PI, com realimentação em avanço (*feed-forward*), gerando, assim, a corrente de referência $i_{dis-ref}$ que consiste na entrada i_{ref} do controlador de corrente.

A título de comparação, foram consideradas duas alternativas de técnicas para compartilhamento de potência: *droop* e VDCM. A Figura 33 apresenta internamente os respectivos diagramas de blocos.

Figura 33: Sub-blocos *Droop* e VDCM



O ganho *droop* do conversor foi determinado com base [23] representado da seguinte forma:

$$R_v = \frac{K}{1 - K} \cdot R_{v,G} , \quad (37)$$

onde K é a porcentagem de carga a ser fornecida pela fonte de maior potência, cuja constante de ganho *droop* é $R_{v,G}$. Neste caso trata-se do conversor CA-CC suprido pelo gerador a gás. Dado que o retificador fornecerá 92% da corrente total, e o seu ganho *droop* $R_{v,G} = 0.025\Omega$, encontra-se $R_v \approx 0.25\Omega$. A Figura 34 representa graficamente os ganhos

droop do conversor e do retificador. Os parâmetros da técnica VDCM foram calculados utilizando-se a metodologia apresentada na seção 2.5. Seus valores estão na Tabela 21.

Figura 34: Representação gráfica dos ganhos *droop* $R_{v,G}$ e R_v

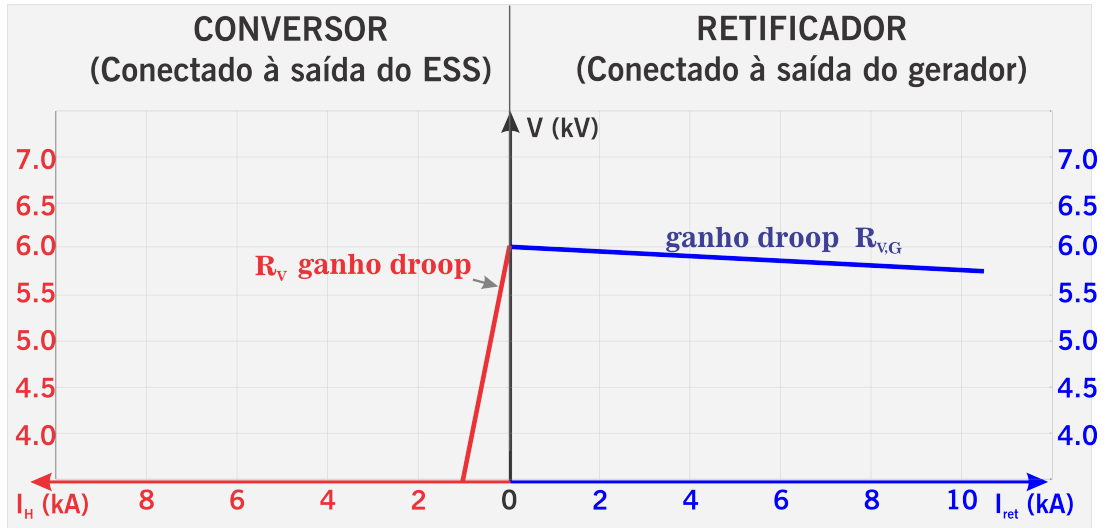


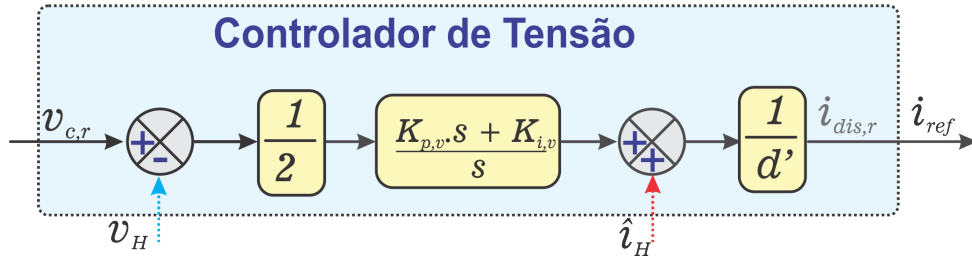
Tabela 10: Parâmetros da Máquina CC Virtual

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão Nominal de saída	V_H	6kV
Tensão de Referência	V_{ref}	6kV
Desvio Máximo de Tensão Desejado	ΔV_a	150V
Corrente Nominal de saída	I_H	833.33A
Velocidade Mecânica	$\omega_{m,r}$	100rad/s
Constante da Máquina	k_m	61.8Vs/rad
Constante de Tempo Elétrica	τ_e	3.3ms
Resistência de Armadura	R_a	0.07Ω
Indutância de Armadura	L_a	233μH
Torque Nominal	T_r	50kNm
Torque de Atrito	T_f	2.5kNm
Constante de Tempo Mecânica	τ_m	33.3ms
Momento de inércia	J_m	8.33kg.m ²
Coefficiente de Atrito	B_m	25Ns/m
Ganhos de controle ω_m	k_ω	416,67A.s/rad

O controlador de tensão está conectado em cascata com o controlador de corrente, sendo acionado quando o ESS fornece energia para a microrrede. O diagrama de blocos desse controlador é ilustrado na Figura 35. O ganho $\frac{1}{2}$ após o cálculo do erro ($V_{ref} - v_H$) deve-se ao fato de o controle ser aplicado a cada um dos dois conversores entrelaçados em série. As constantes $K_{p,v}$ e $K_{i,v}$ são os ganhos proporcional e integral, a variável $d' = 1 - d$. Além do controle *feedback*, foi inserido o controle *feedforward* de corrente para

melhorar o tempo de resposta do controle às alterações de corrente, especialmente durante o acionamento de cargas pulsadas. O controle por alimentação direta (*feedforward*) é uma técnica complementar ao controle por realimentação, utilizada para melhorar a rejeição a distúrbios e a recuperação transitória em conversores CC-CC. Diferentemente da realimentação, que atua com base no erro já ocorrido, o (*feedforward*) de corrente antecipa os efeitos de variações na carga, aplicando correções diretamente no sinal de controle [59]. Para implementar o controle (*feedforward*) de corrente no conversor *boost*, deve-se adicionar à corrente de referência do indutor, a corrente de descarga i_H devidamente normalizada ($\frac{1}{d'}$) para que o valor adicionado corresponda à escala de controle interno. Os ganhos proporcional e integral estão definidos na Tabela 11, juntamente com os parâmetros do controlador de corrente.

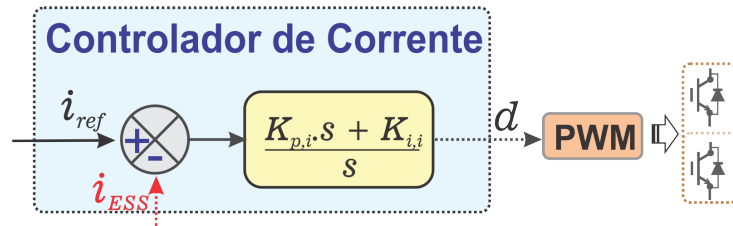
Figura 35: Diagrama de blocos do Controlador de Tensão



3.6.5 Controlador de Corrente

O controlador de corrente recebe o valor de i_{ref} , seja qual for o modo operacional, e comanda o conversor CC-CC por meio de modulação PWM, de forma que a corrente no ESS siga a referência desejada. O sinal referente ao ciclo de trabalho, d , é ajustado dinamicamente até que o valor médio do erro na entrada do controlador PI seja igual a zero.

Figura 36: Diagrama de blocos do Controlador de Corrente



Para o cálculo dos ganhos proporcional $k_{p,i}$ e integral $k_{i,i}$ do controlador de corrente, foi adotada uma frequência de cruzamento f_b 10% da frequência de chaveamento ($f_b =$

$f_{sw}/10$), garantindo margem de fase adequada e evitando interferência com harmônicos de chaveamento.

O laço externo, encarregado do controle de tensão, opera intencionalmente com dinâmica mais lenta (aproximadamente 10 vezes menor que o laço de corrente), assegurando que a tensão de saída v_H siga a referência $v_{c,r}$. Dessa forma, para cálculo dos ganhos $k_{p,v}$ e $k_{i,v}$, as frequências ω_1 e ω_2 foram definidas com separação entre décadas, para prevenir a sobreposição de polos e zeros no diagrama de Bode, resultando em resposta transitória suave e estável. Os valores desses parâmetros estão na Tabela 11. A memória de cálculo encontra-se no Apêndice D.

Tabela 11: Parâmetros do Controlador em Cascata

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência de cruzamento	f_b	300 Hz
Ganho proporcional (corrente)	$K_{p,i}$	5.0385
Ganho integral (corrente)	$K_{i,i}$	1.8850
Frequência angular primária	ω_1	188.4956 rad/s
Frequência angular secundária	ω_2	18.8496 rad/s
Ganho proporcional (tensão)	$K_{p,v}$	0.2640
Ganho integral (tensão)	$K_{i,v}$	4.5236

3.7 Conclusões Parciais

Este capítulo apresentou a modelagem dos equipamentos e o dimensionamento da microrrede DC-SMG utilizada para simular a aplicação das técnicas de controle descentralizado, abordadas neste trabalho, na mitigação do afundamento de tensão causado por cargas pulsadas.

A geração de energia foi modelada por uma turbina a gás (*heavy-duty*) usando o modelo de *Rowen*, com funções de transferência para controle de velocidade, temperatura e combustível, simulando o fornecimento de potência.

A energia gerada foi retificada por um retificador trifásico com filtro LC, dimensionado para garantir alta qualidade de tensão CC. As cargas foram representadas por resistências equivalentes e incluíram uma carga pulsada, modelada para testar a robustez do sistema.

Um sistema de armazenamento foi dimensionado para picos de 5 MW, com modelos eletroquímicos. O conversor *boost* duplo entrelaçado foi selecionado para conectar o ESS

ao barramento da microrrede, e seu modelo de pequenos sinais foi derivado.

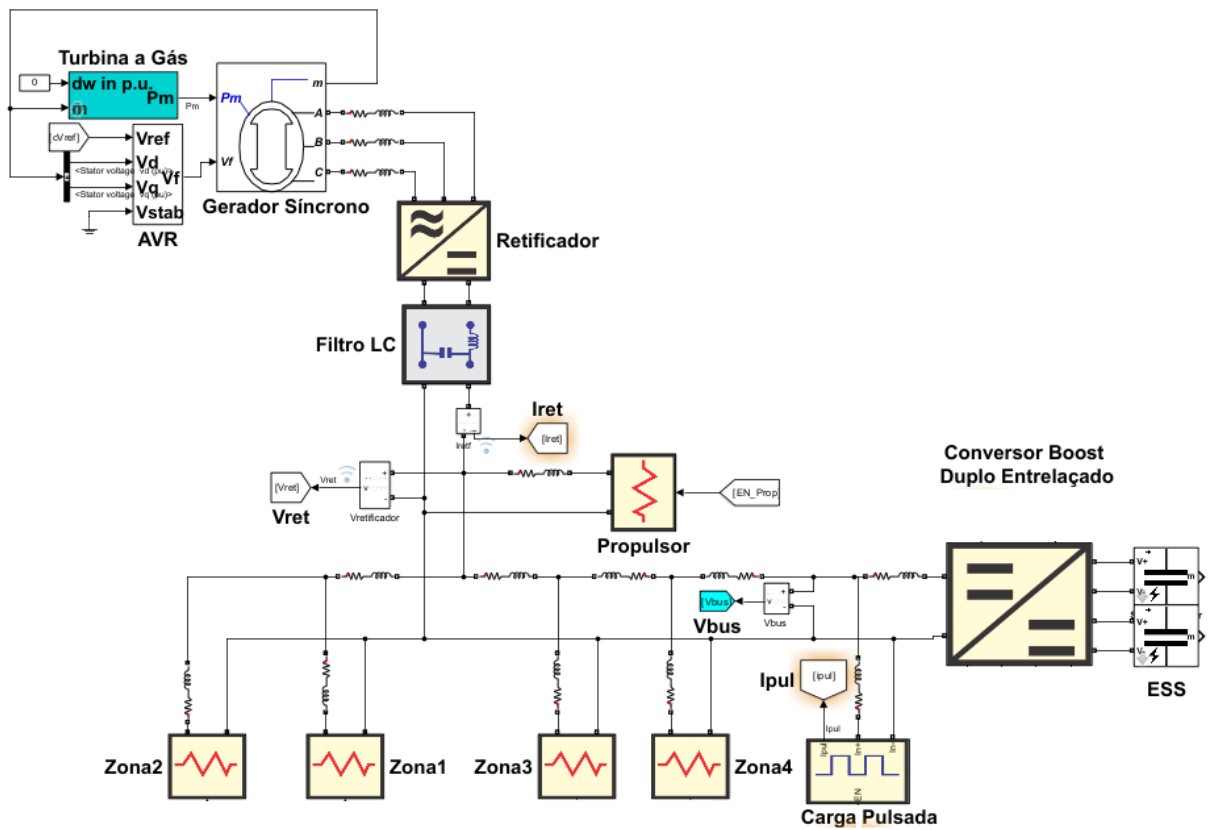
Por fim, um sistema de controle hierárquico descentralizado para o ESS foi projetado, alternando modos de operação com base na tensão do barramento e no estado de carga (SOC). O controle de descarga pode usar estratégias *droop* ou VDCM associadas aos controladores PI em cascata dimensionados para obter estabilidade.

Com a microrrede completamente caracterizada em termos de parâmetros, topologias e leis de controle, o cenário está preparado para a etapa de simulação e análise de desempenho, que será realizada no Capítulo 4. Nele, as estratégias droop e VDCM serão testadas sob a atuação da carga pulsada, permitindo avaliar quantitativamente sua capacidade de mitigar afundamentos de tensão, manter a estabilidade do barramento e garantir o compartilhamento adequado de potência entre geração e armazenamento.

4 SIMULAÇÕES E RESULTADOS

Este capítulo apresenta os resultados das simulações realizadas com o modelo da dc-SMG desenvolvido no Capítulo 3, com o objetivo de avaliar e comparar a eficácia das estratégias de controle VDCM e Droop na mitigação de afundamentos de tensão provocados por cargas pulsadas. As simulações foram estruturadas de forma incremental, testando inicialmente o desempenho básico dos controladores, seguido pela adição de técnicas complementares (*feedforward*, limiares de atuação e algoritmo de modos) para analisar sua contribuição na estabilidade da tensão do barramento e na eficiência operacional do ESS.

Figura 37: Diagrama da rede elétrica MVDC simulada.



4.1 Estratégias de Controle Descentralizado VDCM e *Droop*

Visando evidenciar as vantagens potenciais do método VDCM em relação ao *droop*, conduziram-se simulações comparativas que demonstram como a configuração de seus parâmetros possibilita enriquecer a dinâmica da tensão de referência, incorporando, por

exemplo, efeitos de inércia virtual. Para tal, com dc-SMG funcionando à plena carga, o cálculo da tensão de referência foi iniciado em $t = 9$ s, e o conversor foi conectado ao barramento em $t = 10$ s, variando-se o coeficiente de inércia J_m para 10, 100 e 1000 vezes seu valor nominal $J_{m,r}$.

Os resultados de simulação mostrados na Figura 38b evidenciam que, para esta microrrede, os métodos *droop* e VDCM produziram respostas de tensão no barramento (V_{bus}) praticamente idênticas. No cenário sem carga pulsada, o conversor foi acionado em $t = 10$ s e a carga da Zona 4 em $t = 14$ s. Diante da equivalência de desempenho observada e da simplicidade inerente ao método *droop*, optou-se por utilizar a VDCM como referência para a integração das técnicas complementares (*feedforward* e gestão por limiares), sem prejuízo à generalização dos resultados, uma vez que o *droop* poderia ser igualmente empregado nas análises subsequentes.

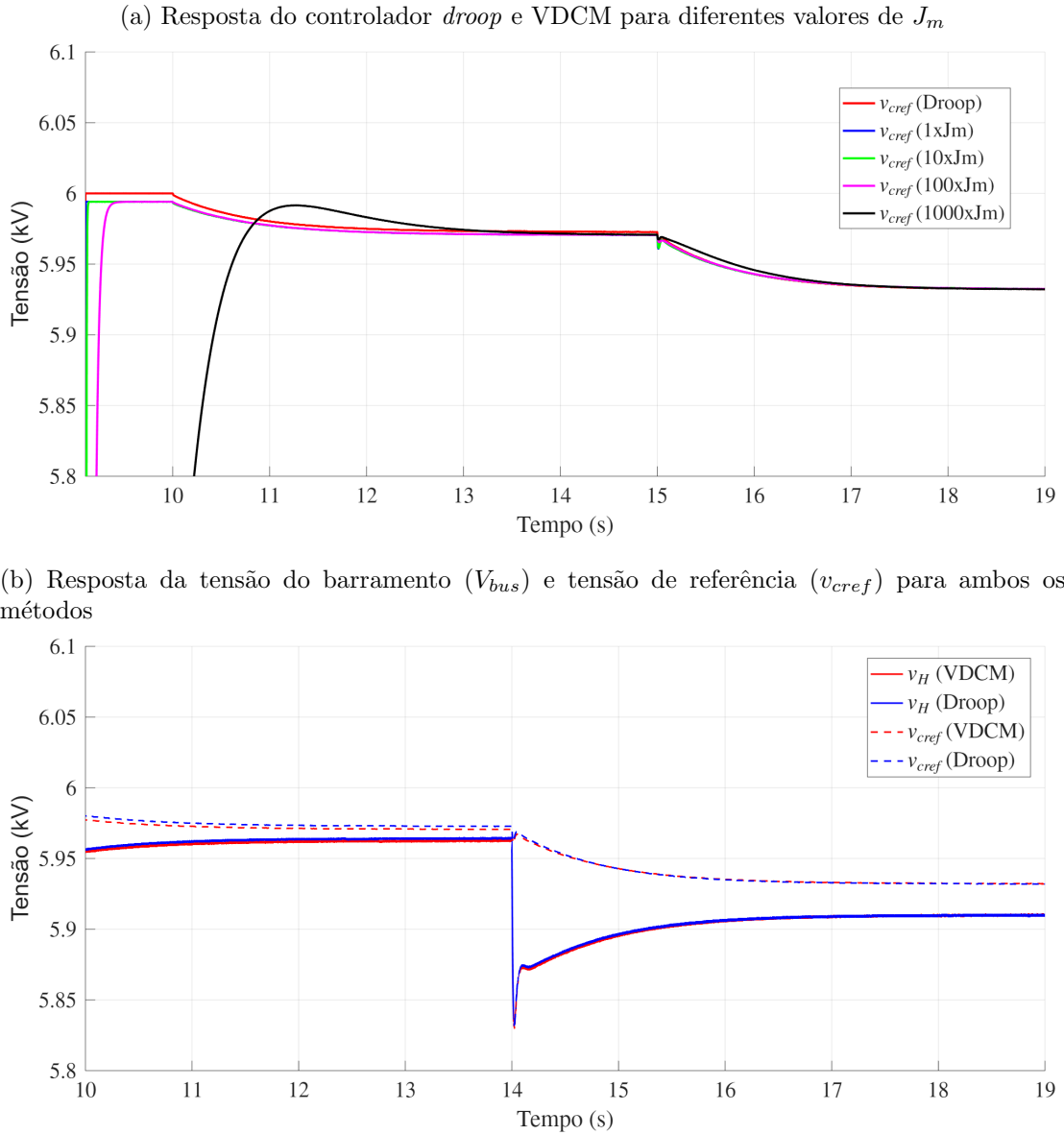
Utilizando apenas o controle VDCM (ou *droop*) com realimentação (*feedback*) em cascata, a tensão de referência e a tensão do barramento demoram aproximadamente 4 s para se alinharem. Isso ocorre, entre outros fatores, devido à potência limitada do sistema de armazenamento (apenas 10% da potência total), o que impede que o conversor imponha sua tensão de referência ao barramento de forma imediata. Contudo, com a adição de técnicas complementares, como o controle *feedforward* de corrente, obtêm-se resultados significativamente melhores, conforme ilustrado na Figura 39. As seções seguintes detalham os efeitos dessas técnicas.

4.2 Simulações com Carga Pulsada e ESS

Na primeira simulação, a carga pulsada é acionada em $t = 14$ s, na ausência do ESS. Nas simulações subsequentes, o conversor do ESS é conectado em $t = 10$ s, compartilhando energia com o gerador principal e atuando para regular a tensão do barramento em aproximadamente 6 kV. Foram avaliadas as seguintes configurações de controle:

- VDCM com realimentação (*feedback*);
- VDCM com realimentação e antecipação (*feedforward*);
- VDCM com *feedback* e *feedforward*, utilizando limiares de tensão para atuação seletiva do conversor.

Figura 38: Comparação entre os sinais de referência $v_{c,r}$ gerados pelos métodos *droop* e VDCM.

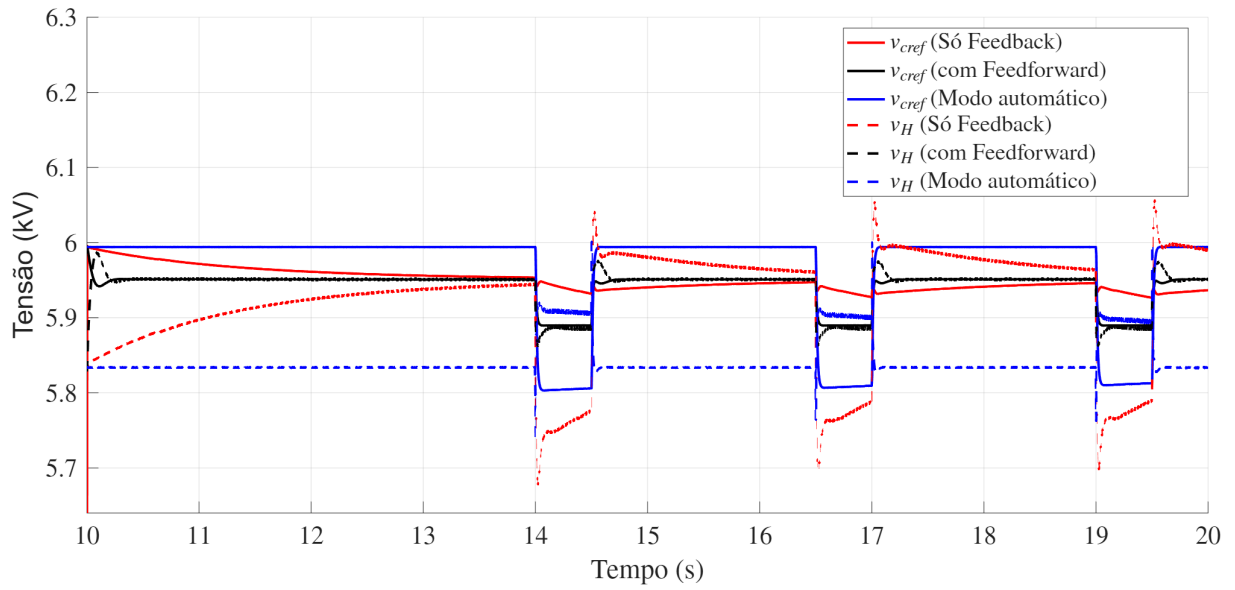


4.3 Simulação com VDCM e *Feedback*

No primeiro cenário, o ESS permanece desconectado; no segundo, é conectado sob controle VDCM com cascata de corrente e tensão, utilizando apenas realimentação. A Figura 40 apresenta a comparação entre os dois casos.

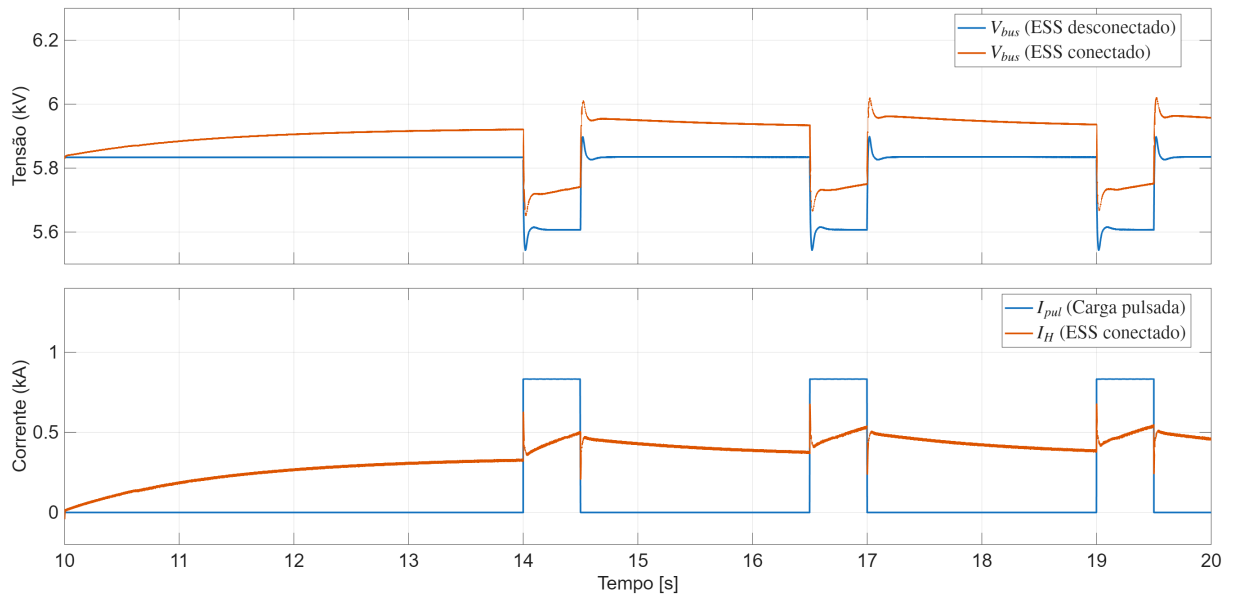
Sem o ESS, a carga pulsada provoca afundamentos de tensão superiores a 5%. Com o ESS conectado, a tensão melhora progressivamente a cada pulso, devido ao aumento da corrente I_H fornecida pelo conversor. No entanto, o controle em cascata apenas com realimentação mostrou-se insuficiente para corrigir rapidamente os afundamentos de

Figura 39: Resposta da tensão do barramento (V_H) e da tensão de referência (v_{cref}) para diferentes técnicas de controle.



tensão.

Figura 40: Resposta da microrrede após a conexão do conversor com VDCM e controle por realimentação em cascata.



Cabe destacar que, dado que o gerador a gás projetado possui baixa impedância de curto-circuito, as alterações em suas tensões de saída durante o acionamento dessas cargas foram imperceptíveis nas simulações. Por essa razão, não se julgou relevante a inserção de gráficos específicos das tensões do gerador. As quedas de tensão observadas

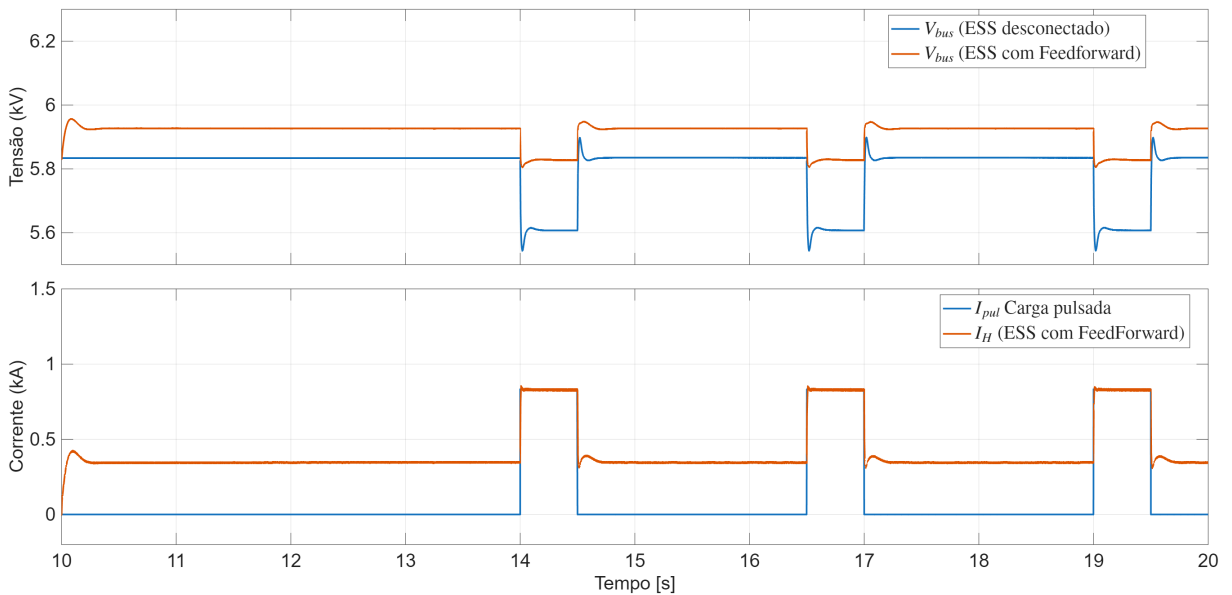
no barramento foram proporcionadas basicamente pela impedância de linha dos cabos, evidenciando a necessidade da atuação do ESS para compensar esses afundamentos de forma localizada.

4.4 Simulação com VDCM, *Feedback* e *Feedforward*

Para melhorar a resposta dinâmica, incorporou-se um termo de antecipação (*feedforward*) que calcula previamente a corrente de referência do ESS. Os resultados são mostrados na Figura 41.

Observa-se que, com o *feedforward*, o conversor responde de forma mais eficaz ao acionamento da carga pulsada, mitigando significativamente as oscilações de tensão no barramento. A corrente fornecida pelo conversor (I_H) passa a acompanhar de perto a demanda da carga (I_{pul}).

Figura 41: Resposta da microrrede com VDCM, realimentação em cascata e antecipação (*feedforward*).

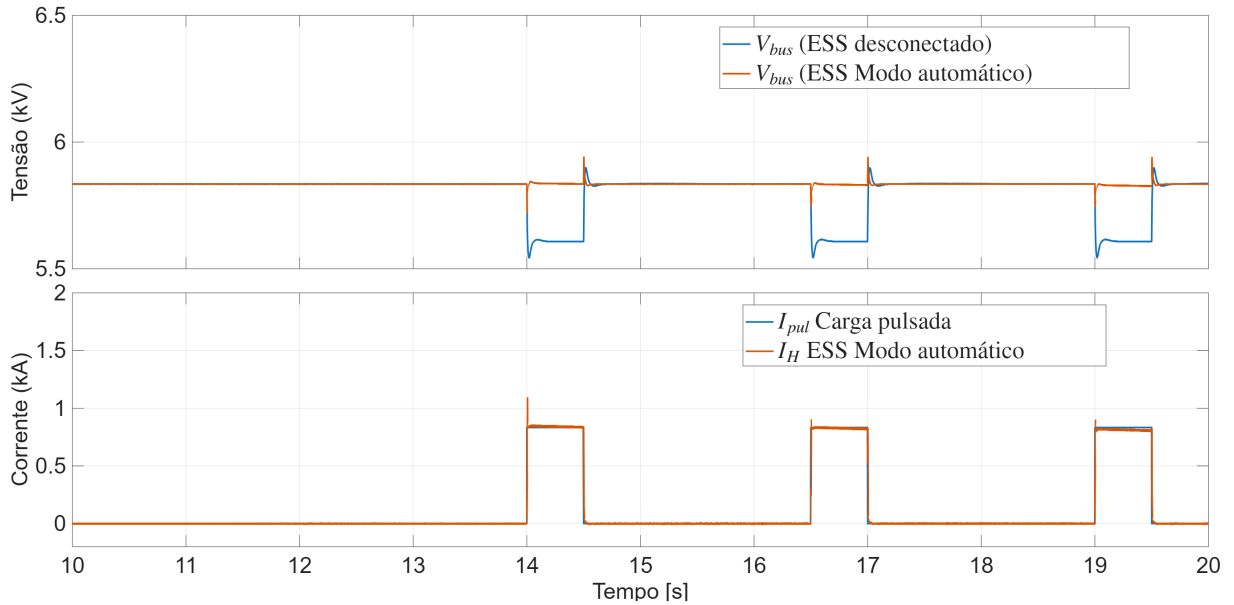


4.5 Simulação com Limiar de Atuação do Conversor

Nas simulações anteriores, o ESS operava continuamente em modo de descarga, respeitando apenas os limites de Estado de Carga (SOC) e tensão do barramento. Nesta configuração, foram inseridos limiares de tensão no algoritmo de operação, de modo que o conversor é ativado somente durante o acionamento da carga pulsada.

A Figura 42 mostra que a tensão no barramento mantém-se próxima de 5850 V antes e durante os pulsos, com atuação seletiva do conversor. A corrente I_H é fornecida apenas após o acionamento da carga.

Figura 42: Resposta da tensão do barramento (V_{bus}) e da corrente do ESS (I_H) com atuação baseada em limiar.



4.6 Simulação do Algoritmo de Modos de Operação

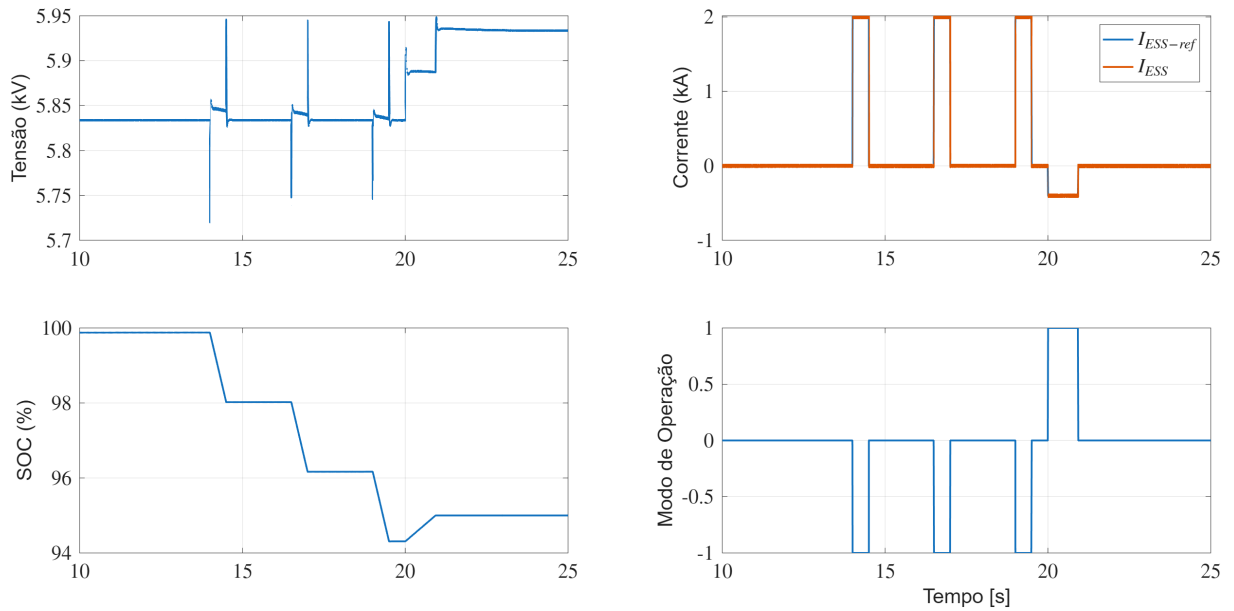
Para ilustrar o algoritmo de modos de operação, que comuta entre três estados (Inativo = 0, Descarga = -1, Carga = 1), realizou-se uma simulação de 25 segundos. Em $t = 20$ s, as cargas da Zona 4 foram desconectadas, elevando a tensão do barramento acima do limiar $V_{th2} = 5900$ V.

Nessa condição, se o Estado de Carga (SOC) for inferior a 95%, o ESS entra em modo de carga, aproveitando o excesso de energia disponível no barramento. Os resultados são apresentados na Figura 43, evidenciando as transições entre os modos de operação e a resposta global do sistema.

4.7 Conclusões Parciais

Ao longo deste capítulo, foram apresentados os resultados das simulações da microrrede naval implementada no ambiente Simulink, validando os modelos desenvolvidos e avaliando o desempenho das estratégias de controle propostas. A análise do gerador a

Figura 43: Respostas do sistema: tensão do barramento (V_{bus}), Estado de Carga (SOC), corrente do ESS (I_{ESS}), corrente de referência ($I_{ESS-ref}$) e modo de operação.



gás e do conjunto retificador-filtro confirmou que o sistema de geração opera conforme o esperado, fornecendo uma tensão CC estável e com baixa ondulação para o barramento principal.

A comparação entre as tensões de referência geradas pelos métodos *droop* e VDCM evidenciou a flexibilidade superior do VDCM, cuja resposta dinâmica pode ser ajustada através de parâmetros como o coeficiente de inércia, em contraste com a característica estática do *droop*. Contudo, em malha fechada e na ausência de cargas pulsadas, ambos os métodos apresentaram desempenho semelhante na regulação da tensão do barramento.

As simulações com carga pulsada demonstraram a criticidade do Sistema de Armazenamento de Energia (ESS). Sem o ESS, os afundamentos de tensão ultrapassaram o limite de 5% estipulado por normas técnicas. A integração do ESS, controlado pela técnica VDCM com realimentação, melhorou a estabilidade, mas mostrou-se insuficiente para compensar transitórios rápidos. A adição de controle antecipatório (*feedforward*) foi decisiva, permitindo uma resposta quase instantânea à demanda da carga pulsada e mitigando eficazmente os afundamentos de tensão.

Por fim, a implementação do algoritmo de modos de operação com limiares de tensão validou a capacidade do sistema de controle em ativar o ESS seletivamente, otimizando seu uso e garantindo reserva operacional. Os resultados confirmam que a combinação da estratégia VDCM com controle *feedforward* e um algoritmo de gerenciamento

inteligente constitui uma solução robusta e eficaz para garantir a qualidade e a estabilidade de energia em microrredes navais submetidas a cargas pulsadas de alta potência.

CONCLUSÕES

Esta dissertação investigou estratégias de controle descentralizado para mitigação de afundamentos de tensão em microrredes de corrente contínua em navios (dc-SMGs) submetidas a cargas pulsadas de alta potência. Ao longo dos capítulos, foram apresentados os fundamentos teóricos, a modelagem completa do sistema, a implementação das técnicas de controle e, por fim, a análise comparativa de seu desempenho por meio de simulações.

Os resultados demonstraram que tanto o controle droop convencional quanto a técnica da Máquina CC Virtual (VDCM) são capazes de manter a tensão do barramento dentro dos limites normativos (inferior a 5% de afundamento, conforme a IEC 92-101) quando integradas a mecanismos complementares como o *feedforward* de corrente e um algoritmo de gestão por limiares. Contudo, não foi observada superioridade significativa da VDCM em relação ao droop nos cenários testados. Embora a VDCM ofereça maior flexibilidade paramétrica e a capacidade de emular inércia, essa complexidade adicional não se traduziu em benefícios práticos mensuráveis para a microrrede naval em estudo. Diante disso, a simplicidade, a maturidade e a robustez do controle droop o tornam uma opção técnica mais adequada para implementação em sistemas reais com cargas pulsadas bem caracterizadas.

A pesquisa validou ainda a eficácia de técnicas complementares: o *feedforward* reduziu os transitórios de tensão em mais de 80%, enquanto o algoritmo de modos de operação com histerese temporal garantiu que o sistema de armazenamento atuasse de forma seletiva, preservando sua vida útil e melhorando a eficiência global do sistema. Em conjunto, essas estratégias permitiram que a microrrede mantivesse a qualidade da energia mesmo sob a atuação repetida de uma carga pulsada de 5 MW.

Este trabalho reforça um princípio importante em engenharia de potência: soluções maduras e bem compreendidas, como o controle droop, podem ser plenamente adequadas a aplicações complexas, desde que complementadas com mecanismos de compensação dinâmica apropriados. A contribuição da dissertação reside, portanto, não na proposição de uma técnica radicalmente nova, mas na validação comparativa e contextualizada de alternativas de controle, oferecendo subsídios técnicos para a escolha de arquiteturas de controle em projetos de sistemas navais integrados.

Contribuições do trabalho

As principais contribuições desta dissertação podem ser resumidas da seguinte forma:

1. Modelagem integrada de uma dc-SMG naval realista, incluindo geração com turbina a gás, sistema de armazenamento com supercapacitores, conversor *boost* entrelaçado e perfil de cargas com componente pulsada, proporcionando uma plataforma de simulação fiel a cenários operacionais de navios modernos.
2. Implementação e análise comparativa do controle droop e da VDCM em um mesmo ambiente, com avaliação mais abrangente de suas capacidades e limitações, concluindo pela equivalência de desempenho no contexto estudado.
3. Integração bem-sucedida de técnicas complementares (*feedforward* e gestão por limites) que comprovadamente melhoram a resposta dinâmica do sistema e a eficiência do uso do armazenamento.
4. Validação da adequação do controle droop para aplicações navais com cargas pulsadas, um resultado de relevância prática para engenheiros e projetistas, que podem optar por uma solução simples, robusta e amplamente dominada.
5. Base para pesquisas futuras, com a modelagem e os protocolos de teste estabelecidos, que podem ser estendidos para investigar outras técnicas de controle, topologias de microrrede ou cenários de operação.

Propostas para Trabalhos Futuros

Para trabalhos futuros, sugere-se:

1. Validação experimental em plataforma de *hardware-in-the-loop* (HIL), permitindo testar as estratégias de controle em condições mais próximas da realidade, com inclusão de não idealidades e atrasos de comunicação.
2. Investigação da técnica *lift control* (controle com elevação adaptativa) em cenários navais, especialmente em microrredes com múltiplas cargas pulsadas ou com perfil de missão variável.

3. Estudo da integração de fontes renováveis (como painéis fotovoltaicos ou turbinas eólicas offshore) na dc-SMG, avaliando o impacto na estabilidade e na qualidade da energia.
4. Análise de robustez e resiliência frente a falhas de componentes (perda de geradores, curtos-circuitos, falhas em conversores) e avaliação de esquemas de proteção coordenados.
5. Extensão do modelo para incluir motores propulsores e sistemas de armas reais (lasers de alta energia ou canhões eletromagnéticos) com perfis de carga mais detalhados e restrições operacionais específicas.

Estas investigações complementariam as contribuições desta dissertação, aprofundando o conhecimento sobre o controle de microrredes navais e contribuindo para o desenvolvimento de sistemas de energia mais resilientes, eficientes e adaptados aos desafios das microrredes navais modernas.

REFERÊNCIAS

- [1] ANG, C. N. Analysis of high energy laser weapon employment from a navy ship. Tese (Doutorado) — Monterey, California. Naval Postgraduate School, 2012.
- [2] NETO, C. A. Z. de M. Sistema Integrado de Potência em Corrente Contínua e Média Tensão com Sistema de Armazenamento de Energia para mitigar efeito de Cargas pulsadas em Navios. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica., Rio de Janeiro - RJ, 2023.
- [3] HAN, J.; PAN, Y.; HE, J. Study of employing railguns in close-in weapon systems. IEEE Transactions on Magnetics, v. 45, n. 1, p. 641–644, 2009.
- [4] ZHANG, C. et al. Analysis of transient current distribution in copper strips of different structures for electromagnetic railgun. IEEE Transactions on Plasma Science, v. 43, n. 7, p. 2414–2419, 2015.
- [5] O'ROURKE, R. Navy shipboard lasers for surface, air, and missile defense: Background and issues for congress. Congressional Research Service, 2013.
- [6] CASTELLAN, S. et al. A review of power electronics equipment for all-electric ship mvdc power systems. International Journal of Electrical Power e Energy Systems, v. 96, p. 306–323, 2018. ISSN 0142-0615. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0142061517300595>>.
- [7] PUGLIESE, H.; KANNEWURFF, M. von. Discovering dc: A primer on dc circuit breakers, their advantages, and design. IEEE Industry Applications Magazine, v. 19, n. 5, p. 22–28, 2013.
- [8] JIN, Z. et al. Maritime dc microgrids - a combination of microgrid technologies and maritime onboard power system for future ships. In: 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia). [S.l.: s.n.], 2016. p. 179–184.

- [9] SULLIGOI, G. et al. Modeling, simulation, and experimental validation of a generation system for medium-voltage dc integrated power systems. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 46, n. 4, p. 1304–1310, 2010.
- [10] XU, L. et al. A review of dc shipboard microgrids—part i: Power architectures, energy storage, and power converters. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 37, n. 5, p. 5155–5172, 2022.
- [11] TARASIUK, T. et al. Review of power quality issues in maritime microgrids. IEEE Access, v. 9, p. 81798–81817, 2021.
- [12] COORDINATED Control and Optimal Flow of Shipboard MVDC System for Adapting to Large Pulsed Power Load. p. 1–22, 2022.
- [13] MUTARRAF, M. U. et al. Energy storage systems for shipboard microgrids—a review. Energies, v. 11, n. 12, 2018. ISSN 1996-1073. Disponible em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/11/12/3492>>.
- [14] MUTARRAF, M. U. et al. Hybrid energy storage systems for voltage stabilization in shipboard microgrids. In: 2019 9th International Conference on Power and Energy Systems (ICPES). [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–6.
- [15] GUERRERO, J. M. et al. Hierarchical control of droop-controlled ac and dc microgrids—a general approach toward standardization. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 58, n. 1, p. 158–172, 2011.
- [16] SAHOO, S. K.; SINHA, A. K.; KISHORE, N. K. Control techniques in ac, dc, and hybrid ac–dc microgrid: A review. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, v. 6, n. 2, p. 738–759, 2018.
- [17] KHAZAEI, J. Optimal flow of mvdc shipboard microgrids with hybrid storage enhanced with capacitive and resistive droop controllers. IEEE Transactions on Power Systems, v. 36, n. 4, p. 3728–3739, 2021.
- [18] PISHBAHAR, H. et al. Inertia emulation with incorporating the concept of virtual compounded dc machine and bidirectional dc–dc converter for dc microgrid in islanded mode. IET Renewable Power Generation, v. 15, p. 1812–1825, 2021.

- [19] SAMANTA, S.; MISHRA, J.; ROY, B. K. Virtual dc machine: an inertia emulation and control technique for a bidirectional dc–dc converter in a dc microgrid. IET Electric Power Applications, v. 12, p. 874–884, 2018.
- [20] WU, W. et al. A virtual inertia control strategy for dc microgrids analogized with virtual synchronous machines. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 64, n. 7, p. 6005–6016, 2017.
- [21] BORGES, J. de S.; FREITAS, C. M.; MONTEIRO, L. F. C. Control of dc-dc converters in dc microgrids: adaptation of virtual dc machine control. In: 2024 16th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC). [S.l.: s.n.], 2024. p. 1–6.
- [22] BORGES, J. d. S.; FREITAS, C. M.; MONTEIRO, L. F. C. Current-controlled virtual dc machine control for dc-microgrid applications. In: Proceedings of the 18th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP). Vitória, Espírito Santo, Brazil: [s.n.], 2025. In press.
- [23] BORGES, J. de S.; FREITAS, C. M.; MONTEIRO, L. F. C. Enhanced droop control with lift action for dc-dc converters to support pulsed loads in shipboard dc microgrids. In: Proceedings of the XVII Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente (SBAI 2025) and XI Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE 2025). São João del-Rei, Brazil: [s.n.], 2025. In press.
- [24] MCCOY, T. J. Integrated power systems—an outline of requirements and functionalities for ships. Proceedings of the IEEE, v. 103, n. 12, p. 2276–2284, 2015.
- [25] JIN, Z. et al. Hierarchical control design for a shipboard power system with dc distribution and energy storage aboard future more-electric ships. IEEE Transactions on Industrial Informatics, v. 14, n. 2, p. 703–714, 2018.
- [26] BURGT, J. van der; GELDER, P. van; DIJK, E. van. Pulsed power requirements for future naval ships. In: Digest of Technical Papers. 12th IEEE International Pulsed Power Conference. (Cat. No.99CH36358). [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 1357–1360 vol.2.
- [27] KUMAR, D.; ZARE, F.; GHOSH, A. Dc microgrid technology: System architectures, ac grid interfaces, grounding schemes, power quality, communication networks, applications, and standardizations aspects. IEEE Access, v. 5, p. 12230–12256, 2017.

- [28] LIU, W. et al. A review of DC shipboard microgrids—part i: Power architectures, energy storage, and power converters. IEEE Transactions on Power Electronics, IEEE, v. 37, n. 9, p. 10581–10596, 2022. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3165476>>.
- [29] HANSEN, J. F. et al. Onboard dc grid: The newest design for marine power and propulsion systems. ABB Review, January 2013. Paper presented at the Dynamic Positioning Conference, Houston, TX, United States. Disponível em: <<https://library.e.abb.com/public/b4f3f099e9d21360c1257a8a003beac2/ABB+Generations20+Onboard+DC+grid.pdf?x-sign=PdxeyJFKFIJ5RHJf4xio692D5CSea63ZLKMpU0A>>.
- [30] SULLIGOI, G. et al. Design of zonal electrical distribution systems for ships and oil platforms: Control systems and protections. IEEE Transactions on Industry Applications, v. 56, n. 5, p. 5656–5669, 2020.
- [31] ADNANES, A. K. Maritime electrical installations and diesel electric propulsion. Oslo: ABB, 2003. Available: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.115.966&rep=rep1&type=pdf>.
- [32] WEG Electric Machinery. Synchronous Motors. Jaraguá do Sul, Brazil, 2022. Brochure técnico descrevendo motores síncronos com rotor enrolado, excitação por corrente contínua via escovas ou excitação sem escovas, destacando a construção do rotor com enrolamentos, alta potência, eficiência e a necessidade de manutenção dos anéis coletores e enrolamentos. Disponível em: <<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/hd3/h9a/WEG-synchronous-motors-50019091-brochure-english-dc.pdf>>.
- [33] GULDAN, M. M. et al. Variable speed control of wound rotor synchronous motor with mtpa technique. In: 2023 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) 2023 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM). [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–6.
- [34] KIRTLEY, J. L.; BANERJEE, A.; ENGLEBRETSON, S. Motors for ship propulsion. Proceedings of the IEEE, IEEE, v. 103, n. 12, p. 2320–2332, 2015.

- [35] NATEGH, S. et al. A review on different aspects of traction motor design for railway applications. IEEE Transactions on Industry Applications, IEEE, v. 56, n. 3, p. 2148–2157, 2020.
- [36] XU, F. et al. Research on flexible medium-voltage dc distribution technology based shore-to-ship power supply system. In: Proceedings of the IECON 2017–43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. [S.l.]: IEEE, 2017. p. 405–409.
- [37] MAHDI, H.; HOFF, B.; ØSTREM, T. A review of power converters for ships electrification. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 38, n. 4, p. 4680–4697, 2023.
- [38] DONG, D. et al. Active fault-current foldback control in thyristor rectifier for dc shipboard electrical system. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE, v. 5, n. 1, p. 203–212, 2017.
- [39] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. IEEE Recommended Practice for 1 kV to 35 kV Medium-Voltage DC Power Systems on Ships. 2010. Estabelece requisitos para sistemas DC embarcados, incluindo tolerâncias de tensão ($\pm 10\%$) e proteção.
- [40] XU, L. et al. A review of dc shipboard microgrids—part ii: Control architectures, stability analysis, and protection schemes. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 37, n. 4, p. 4105–4120, 2022.
- [41] TAHER, S. A.; JAFARI, M.; PAKDEL, M. A new approach for modeling electromagnetic railguns. IEEE Transactions on Plasma Science, v. 43, n. 5, p. 1733–1741, 2015.
- [42] HECHT, J. The ray guns are coming. IEEE Spectrum, v. 55, n. 4, p. 24–50, 2018.
- [43] HERNANDES, A. F. Contribuição ao Estudo da Qualidade da Energia Elétrica em Navios. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas., Campinas - SP, 2023.
- [44] INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. Electrical Installations in Ships - Part 101: Definitions and General Requirements. 2018. Define requisitos para proteção, aterramento e qualidade de energia em sistemas elétricos navais.

- [45] MUTARRAF, M. U. et al. Battery energy storage systems for mitigating fluctuations caused by pulse loads and propulsion motors in shipboard microgrids. In: Proceedings of the IEEE. IEEE, 2019. p. 1–8. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/XXXXXXX>>.
- [46] CHATZIVASILEIADI, A.; AMPATZI, E.; KNIGHT, I. Characteristics of electrical energy storage technologies and their applications in buildings. Renewable and Sustainable Energy Reviews, v. 25, p. 814–830, 2013. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032113003262>>.
- [47] ZHAO, H. et al. Review of energy storage system for wind power integration support. Applied Energy, v. 137, p. 545–553, 2015. ISSN 0306-2619. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261914004668>>.
- [48] CHEN, H. et al. Progress in electrical energy storage system: A critical review. Progress in Natural Science, v. 19, n. 3, p. 291–312, 2009. ISSN 1002-0071. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S100200710800381X>>.
- [49] ARGYROU, M. C.; CHRISTODOULIDES, P.; KALOGIROU, S. A. Energy storage for electricity generation and related processes: Technologies appraisal and grid scale applications. Renewable and Sustainable Energy Reviews, v. 94, p. 804–821, 2018. ISSN 1364-0321. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032118304817>>.
- [50] SANDU-LOISEL, R.; MERCIER, A. Technology Map of the European Strategic Energy Technology Plan. Luxembourg: Publications Office of the European Union, 2011. Ref. [10] no artigo original.
- [51] DROEGE, P. Urban energy transition: from fossil fuel to renewable power. 1. ed. Hungary: Elsevier, 2008. Ref. [11] no artigo original.
- [52] International Electrotechnical Commission. Electrical energy storage: white paper. Geneva, Switzerland, 2011. Ref. [26] no artigo original.
- [53] SIMBOLOTTI, G.; KEMPENER, R. Electricity storage: technology brief. [S.l.], 2012. Ref. [32] no artigo original.
- [54] ALANEN, R. et al. Electrical energy storage technology review. [S.l.], 2012. Ref. [42] no artigo original.

- [55] CONNOLLY, D. A review of energy storage technologies for the integration of fluctuating renewable energy. Limerick, 2010. Ref. [51] no artigo original, fonte específica para custo de células de combustível.
- [56] AZIZ, M. S. et al. Energy storage systems for shipboard microgrids—a review. IEEE Access, IEEE, v. 6, p. 8502–8519, 2018.
- [57] ZHAO, Y. et al. Decentralized energy management of hybrid energy storage on mvdc shipboard power system. IEEE Transactions on Energy Conversion, IEEE, v. 33, n. 2, p. 764–773, 2018.
- [58] HAN, Y. et al. Multisource coordination energy management strategy based on soc consensus for a pemfc-battery-supercapacitor hybrid tramway. IEEE Transactions on Vehicular Technology, v. 67, n. 1, p. 296–305, 2018.
- [59] KAPAT, S.; KREIN, P. T. A tutorial and review discussion of modulation, control and tuning of high-performance dc-dc converters based on small-signal and large-signal approaches. IEEE Open Journal of Power Electronics, v. 1, p. 339–371, 2020.
- [60] PIRASHANTHIYAH, L. et al. Design and analysis of a three-phase interleaved dc-dc boost converter with an energy storage system for a pv system. Energies, MDPI, v. 17, n. 1, p. 250, 2024. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/17/1/250>>.
- [61] MENG, L. et al. Review on control of dc microgrids and multiple microgrid clusters. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, v. 5, n. 3, p. 928–948, 2017.
- [62] JOHNSON, B. et al. Expandable multiterminal dc systems based on voltage droop. IEEE Transactions on Power Delivery, v. 8, n. 4, p. 1926–1932, 1993.
- [63] BATARSEH, I.; SIRI, K.; LEE, H. Investigation of the output droop characteristics of parallel-connected dc-dc converters. In: Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist Conference - PESC'94. [S.l.: s.n.], 1994. v. 2, p. 1342–1351 vol.2.
- [64] ANAND, S.; FERNANDES, B. G.; GUERRERO, J. Distributed control to ensure proportional load sharing and improve voltage regulation in low-voltage dc microgrids. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 28, n. 4, p. 1900–1913, 2013.

- [65] MHANKALE, S. E.; THORAT, A. R. Droop control strategies of dc microgrid: A review. In: 2018 International Conference on Current Trends towards Converging Technologies (ICCTCT). [S.l.: s.n.], 2018. p. 372–376.
- [66] ROWEN, W. I. Simplified mathematical representations of heavy-duty gas turbines. Journal of Engineering for Power, v. 105, n. 4, p. 865–869, 10 1983. ISSN 0022-0825. Disponível em: <<https://doi.org/10.1115/1.3227494>>.
- [67] TAVAKOLI, M. R. B.; VAHIDI, B.; GAWLIK, W. An educational guide to extract the parameters of heavy duty gas turbines model in dynamic studies based on operational data. IEEE Transactions on Power Systems, v. 24, n. 3, p. 1366–1374, 2009.
- [68] RASHID, M. H. Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications. 3rd. ed. Upper Saddle River, NJ: Pearson, 2010. ISBN 978-0132080673.
- [69] OLDHAM, K. B. A Gouy-Chapman-Stern model of the double layer at a (metal)/(ionic liquid) interface. Journal of Electroanalytical Chemistry, v. 613, n. 2, p. 131–138, 2008. ISSN 1572-6657. Artigo citado no modelo de supercapacitor do MATLAB. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1572665707006221>>.
- [70] Maxwell Technologies. 16V 58F Module BMOD0058 E016 C02 Datasheet. 2019. <https://www.mouser.com/access/?pn=BMOD0058%20E016%20C02>. Document Number: 3003212.2.
- [71] SEMICONDUCTOR, D. DIM800ACM45-TS001 IGBT Chopper Module Datasheet. Ds6186-4. Doddington Road, Lincoln, Lincolnshire, LN6 3LF, United Kingdom, 2023. Document Number: LM42741. Disponível em: <<http://www.dynexsemi.com>>.
- [72] Delta Electronics Inc. Fact Sheet: Delta 48V100Ah Series Lithium Iron Phosphate (LFP) Battery. Taipei, Taiwan, 2023. Document version: 230815. Disponível em: <<http://www.deltaww.com/>>.
- [73] ERICKSON, D. M. R. W. Fundamentals of Power Electronics. [S.l.]: LLC, 2001.

Apêndices

A DIMENSIONAMENTO DOS CONVERSORES BUCK E PARÂMETROS DE CONTROLE

Dados que $R_1 = R_2 = 10\Omega$ e $R_3 = 5\Omega$ estão em paralelo, a resistência equivalente é $R_{Total} = 2.5\Omega$.

Sendo assim, a potência total da microrrede é dada por:

$$P = \frac{V_{ref}^2}{R_{Total}} = 921.6W$$

Portanto, cada conversor deverá suprir $P = 460.8W$ ($I_{out} = 9.6A$).

Para um *ripple* de corrente de 7% e *ripple* de tensão de 3.5%, considerando-se, a frequência de chaveamento $f_{sc} = 10kHz$, a resistência interna do indutor $R_L = 0.01\Omega$, calcula-se os seguintes valores da Capacitância C e da Indutância L [73]:

$$C = \frac{\Delta I}{8 \cdot f_{sc} \cdot \Delta V} = 5\mu F$$

$$L = \frac{(V_s - V_{ref} - I_{out} \cdot R_L)}{f_{sc} \cdot \Delta I} = 2mH$$

Tabela 12: Especificação da Máquina CC Virtual

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão de Referência	V_{ref}	48V
Desvio Máximo de Tensão Desejado	ΔV_a	4.8V
Corrente Nominal de saída	I_{out}	9.6A
Velocidade Mecânica	$\omega_{m,r}$	100rad/s
Torque de atrito	T_f	23.4N.m

Constante de máquina:

$$k_m = \frac{V_{ref}}{\omega_{m,r}} = 0.48V.s/rad, \quad (38)$$

Constante de tempo elétrica:

$$\tau_e = \frac{100}{f_{sc}} = 10ms, \quad (39)$$

Constante de tempo mecânica:

$$\tau_m = 10 \cdot \tau_e = 100ms \quad (40)$$

Para calcular a resistência da armadura, :

$$R_a = 0.02 \cdot \frac{\Delta V_a}{I_{out}} = 0.1\Omega \quad (41)$$

Indutância da armadura:

$$L_a = R_a \cdot \tau_e = 1mH \quad (42)$$

Constante de atrito:

$$B_m = \frac{T_f}{\omega_{m,r}} = 0.0023N.m.s/rad \quad (43)$$

Constante de inércia:

$$J_m = \tau_m \cdot B_m = 23 \times 10^{-5}kg \cdot m^2 \quad (44)$$

Ganho proporcional do controle de velocidade:

$$k_\omega = \frac{k_m}{V_{ref}} \cdot \frac{P_r}{\Delta V} = 4.8A.s/rad \quad (45)$$

B DIMENSIONAMENTO DOS PARÂMETROS DA TURBINA A GÁS

Este apêndice tem como objetivo apresentar o dimensionamento dos parâmetros do modelo matemático da turbina a gás abordada neste trabalho, através de dados operacionais disponibilizados em artigos e manuais de fabricantes.

B.1 Escolha do Modelo de Referência

Para modelar uma turbina a gás de 55 MW, foi usado como referência o modelo **MS7001E** (60 MW) da Tabela 13, ajustando alguns parâmetros proporcionalmente ou por interpolação:

Tabela 13: CARACTERÍSTICAS E CONSTANTES DO TURBOGERADOR (Adaptado de [66])

Modelo	Velocidade (RPM)	Classificação (MW)	T_R Nominal (°C)	Torque (kg m)	Inércia (kg m ²)	T_I (s)
MS5001M	5100	18,2	513	3.484	1.037	16,2
MS5001P	5100	24,8	493	4.728	1.521	17,5
MS6001B	5100	35,9	549	6.844	1.892	15,1
MS7001E	3600	60,0	510	16.231	7.834	18,5
MS7001E'	3600	75,0	540	20.282	8.394	14,1
MS9001B	3000	82,6	510	26.793	21.083	25,2
MS9001E''	3000	106,7	522	34.619	18.521	17,1

Nota: Gerador resfriado a hidrogênio; todos os outros são resfriados a ar. Os cálculos de T_I usam

$$T_I = \frac{\text{Velocidade Nominal} \times \text{Inércia}}{307,65 \times \text{Torque Nominal}}.$$

- **Modelo de Referência:** MS7001E (60 MW).
- **Dados Base:**
 - RPM: 3600.
 - Torque Nominal: 117 400 (16 231 kg m).
 - Inércia: 185 900² (7834 kg m²).
 - Tempo Constante do Rotor (T_I): 18.5 s.

Ajuste para 55 MW

A relação de escala para parâmetros é dada por:

$$\text{Parâmetro}_{(55)} = \left(\frac{55}{60} \right) \times \text{Parâmetro}_{(60)}$$

Dessa forma, encontra-se os seguintes valores dos parâmetros:

Tabela 14: Parâmetros Ajustados para 55 MW

Parâmetro	Valor de Referência (60 MW)	Ajuste para 55 MW
Potência (MW)	60	55
Torque (ft lb)	117.400	107 000
Inércia (lb ft ²)	185.900	170 000
T_I (s)	18.5	17.0

Tabela 15: Dados operacionais de referência

Parâmetro	Valor	Unidade
Potência nominal (P_{Gn})	55	MW
Velocidade nominal (N_{pu})	3600	RPM
Temperatura ambiente (T_1)	15	°C
Pressão ambiente (P_1)	1	atm
Pressão de descarga (P_2)	15.4	atm
Fluxo de ar nominal ($\dot{m}_n$)	200	kg/s
Fluxo de combustível nominal ($\dot{m}_{fn}$)	5	kg/s

- **Limites Operacionais:**

$$0.95N_{\text{ref}} \leq N_{pu} \leq 1.07N_{\text{ref}}$$

- **Simplificações:**

- Ignorar atrasos < 0.1 s
- Linearizar em torno de 100% carga

B.1.1 Parâmetros do sistema de controle de velocidade

Para FT_1 foi estabelecido um ajuste droop de 6%, portanto $W = 16.7$. Os demais coeficientes são obtidos da tabela 16 [66].

$$FT_1 = \frac{W \cdot (X \cdot s + 1)}{(Y \cdot s + Z)} \Rightarrow FT_1 = \frac{16.7}{0.05 \cdot s + 1} \quad (46)$$

Tabela 16: Coeficientes do Governador (Adaptada de [66])

Parâmetro	Drop (6%)	Isochronous
W	16.7	8
X	0	2.5
Y	0.05	0.83
Z	1	0

B.1.2 Parâmetros do sistema de controle de temperatura

B.1.2.1 Bloco temperatura de exaustão da turbina a gás

De acordo com [66], a função de temperatura de exaustão da turbina a gás (equação 22) é modelada por:

$$T_{exh} = T_R + D(1 - \dot{m}_{fpu}) + E(1 - N_{pu}) \Rightarrow f_1 = T_R - 390(1 - \dot{m}_{fpu}) + 306(1 - N_{pu})$$

B.1.2.2 Bloco Escudo de Radiação

Através do artigo [67], os valores típicos são:

$$G_{SH} = 0.85,$$

$$T_{SH} = 12.2 \text{ s.}$$

Portanto,

$$FT_2 = G_{SH} + \frac{1 - G_{SH}}{T_{SH} \cdot s + 1} \Rightarrow FT_2 = 0.85 + \frac{0.15}{12.2 \cdot s + 1}$$

B.1.2.3 Função de Transferência do Controle de Temperatura

Para a equação 25, adotando os valores $G_{TC} = 3.3$ e $T_{TC} = 250^\circ C$ obtidos do artigo [66], tem-se:

$$FT_3 = \frac{G_{TC} \cdot s + 1}{T_{TC} \cdot s} \Rightarrow FT_3 = \frac{3.3 \cdot s + 1}{250 \cdot s}$$

B.1.3 Função de Transferência do Termopar

De acordo com informação do fabricante, na equação 24 $T_{TR} = 1.7s$ [67]. Dessa forma:

$$FT_4 = \frac{1}{1.7 \cdot s + 1}$$

B.1.4 Sistema de Combustível

Nas FTs das equações 27 e 26, T_f , a , b , c , bem como o ganho K_F estão definidos na Tabela 17.

$$FT_5 = \frac{1}{T_f \cdot s + 1} \Rightarrow FT_5 = \frac{1}{0.4 \cdot s + 1}$$

$$FT_6 = \frac{a}{b \cdot s + c} \Rightarrow FT_6 = \frac{1}{0.05 \cdot s + 1}$$

Tabela 17: Parâmetros do Sistema de Combustível (Adaptado de [66])

Tipo	a	b	c	T_f (s)	K_F
Gasoso	1	0.05	1	0.4	0
Líquido (MS6001)	10	1	0	0.1	1
Líquido (MS7001)	1	0.2	0	0.2	0

B.1.5 Atrasos e constantes de tempo

Os atrasos de combustão (E_{CR}) e de transporte (E_{CD}), bem como a constante de tempo de descarga do combustor (T_{CD}) são obtidos da Tabela 18.

Tabela 18: Características dinâmicas (Adaptado de [66])

Série do modelo	E_{CR}	T_{CD}	E_{TD}
5 & 6	0.01	0.1	0.02
7 & 9	0.01	0.2	0.04

B.1.6 Dinâmica do Rotor

O parâmetros da equação 28 são obtidos do artigo [66].

- Equação de torque:

$$T_{mec} = A \cdot (\dot{m}_{fpu} - B) + C \cdot (1 - N_{pu}) \Rightarrow T_{mec} = 1.3(\dot{m}_{fpu} - 0.23) + 0.5(1 - N_{pu})$$

- Constante de tempo do rotor:

$$T_I = \frac{\text{RPM} \times \text{Inércia}}{307.65 \times \text{Torque Nominal}}$$

Os demais parâmetros utilizados no projeto do Gerador a Gás de 55MW estão na Tabela 19.

Tabela 19: Parâmetros de Projeto para 55 MW

Componente	Parâmetro	Valor
Temperatura	T_R	510 °C
Combustível	T_f	0.4 s (gasoso)
Rotor	T_I	17.0 s

C DIMENSIONAMENTO DE BANCO DE SUPERCAPACITORES PARA 5MW/1.35KV

C.1 Modelo Teórico do Supercapacitor

O modelo do supercapacitor utilizado baseia-se na equação de Stern [69], que descreve o comportamento eletroquímico do sistema de dupla camada. A tensão de saída é dada por:

$$V_{SC} = \frac{N_s Q_T d}{N_p N_e e \epsilon_0 A_i} + \frac{2 N_e N_s R T}{F} \sinh^{-1} \left(\frac{Q_T}{N_p N_e^2 A_i \sqrt{8 R T \epsilon_0 c}} \right) - R_{SC} \cdot i_{SC} \quad (47)$$

onde:

- $Q_T = \int i_{SC} dt$ é a carga elétrica acumulada
- N_s, N_p são o número de células em série e paralelo
- R_{SC} é a resistência série equivalente
- A_i é a área interfacial eletrodo-eletrólito

Para simplificação do modelo, consideramos:

$$V_{SC} \approx \frac{Q_T}{C_{eq}} - R_{SC} i_{SC} \quad (48)$$

C.1.1 Especificações dos Módulos

Parâmetro	Valor
Tensão nominal (V_{mod})	16 V
Capacitância (C_{mod})	58 F
Resistência série (R_{mod})	25 mΩ
Energia por módulo (E_{mod})	$\frac{1}{2} \times 58 \times 16^2 = 7.424 \text{ kJ}$

C.1.2 Requisitos do Sistema

- Potência nominal: $P = 5 \text{ MW}$
- Tensão do sistema: $V_{sys} = 1.35 \text{ kV}$
- Tempo de descarga: $t = 5 \text{ s}$
- Energia requerida: $E_{req} = P \times t = 25 \text{ MJ}$

C.1.3 Cálculo do Arranjo

C.1.3.1 Módulos em Série (N_s)

$$N_s = \left\lceil \frac{V_{sys}}{V_{mod}} \right\rceil = \left\lceil \frac{1350}{16} \right\rceil = 85 \text{ módulos} \quad (49)$$

Tensão real: $85 \times 16 = 1.36 \text{ kV}$ (0.7% acima do especificado)

C.1.3.2 Ramos em Paralelo (N_p)

$$N_p = \left\lceil \frac{E_{req}}{E_{mod} \times N_s} \right\rceil \quad (50)$$

$$= \left\lceil \frac{25 \times 10^6}{7.424 \times 10^3 \times 85} \right\rceil \quad (51)$$

$$= 40 \text{ ramos} \quad (52)$$

C.1.3.3 Verificação de Queda de Tensão

$$I_{max} = \frac{P}{V_{sys}} = \frac{5 \times 10^6}{1350} = 3,704 \text{ A} \quad (53)$$

$$R_{total} = \frac{N_s \times R_{mod}}{N_p} = \frac{85 \times 0.025}{40} = 53.1 \text{ m}\Omega \quad (54)$$

$$\Delta V = I_{max} \times R_{total} = 3,704 \times 0.0531 \approx 197 \text{ V} \text{ (14.6\%)} \quad (55)$$

C.1.3.4 Ajuste para $\Delta V < 5\%$ (67.5 V)

$$R_{total}^{max} = \frac{67.5}{3,704} = 18.2 \text{ m}\Omega \quad (56)$$

$$N_p^{novo} = \left\lceil \frac{85 \times 0.025}{0.0182} \right\rceil = 117 \text{ ramos} \quad (57)$$

C.1.4 Configuração Final

- Módulos em série: 85
- Ramos em paralelo: 117

- Total de módulos: $85 \times 117 = 9,945$
- Capacitância equivalente: $\frac{58 \times 117}{85} = 79.8 \text{ F}$
- Resistência total: $18.1 \text{ m}\Omega$
- Queda de tensão: 67.1 V (4.97%)

Sistema projetado para:

5 MW por 5 segundos

1.35 kV nominal

9,945 módulos totais

Queda de tensão $< 5\%$

(58)

D DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR E DO SISTEMA DE CONTROLE

Nas seções a seguir, são apresentados os cálculos para dimensionamento do conversor Boost Entrelaçado Duplo e de seu sistema de controle. É importante ressaltar que, neste trabalho, o dimensionamento do conversor *boost* duplo entrelaçado foi obtido a partir da aproximação de cada conversor entrelaçado em série pelo modelo do conversor *boost* convencional.

D.1 Dimensionamento do conversor duplo entrelaçado:

Tabela 20: Especificações do Projeto do Conversor de Potência

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão nos terminais de baixa	V_L	1,35 kV
Tensão nos terminais de alta	V_H	6 kV (3 kV por conversor)
Potência total	P_{total}	5 MW (2,5 MW por conversor)
<i>Ripple</i> de tensão	ΔV	2,5% (150 V)
<i>Ripple</i> de corrente	ΔI	5%
Frequência de chaveamento	f_s	3 kHz

Ciclo de trabalho do conversor duplo entrelaçado:

$$D = \frac{0.5 \times V_H - V_L}{V_L} = \frac{3kV - 1.35kV}{1.35kV} = 0.55 \quad (59)$$

Valor da indutância:

$$L = \frac{V_L}{2 \cdot f_s \cdot \Delta i_L} = \frac{1.35kV}{2 \cdot 3kHz \cdot 92.59A} = 2.67mH \quad (60)$$

Valor da capacitância:

$$C = \frac{0.5 \cdot V_H}{2 \cdot R \cdot \Delta V} D \cdot T_s = 1.27mF \quad (61)$$

D.2 Dimensionamento do Sistema de Controle

D.2.1 Controle de corrente e tensão

Frequência de cruzamento:

$$f_b = \frac{f_c}{10} = 300Hz \quad (62)$$

Ganhos proporcional e integral (malha de controle de corrente):

$$K_{p,i} = 2\pi L f_b = 5.0385, \quad (63)$$

$$K_{i,i} = \frac{R_L K_{p,i}}{L} = 1.8850 \quad (64)$$

Frequência angular primária ω_1 e secundária ω_2 :

$$\omega_1 = \frac{2\pi f_b}{10} = 188.4956 \text{ rad/s}, \quad (65)$$

$$\omega_2 = \frac{\omega_1}{10} = 18.8496 \text{ rad/s}. \quad (66)$$

Ganhos proporcional e integral (malha de controle de tensão):

$$K_{p,v} = C(\omega_1 + \omega_2) = 0.2640, \quad (67)$$

$$K_{i,v} = C(\omega_1 \omega_2) = 4.5236, \quad (68)$$

D.2.2 Controle da tensão de referência, método VDCM

Tabela 21: Especificação da Máquina CC Virtual

Parâmetros	Símbolo	Valor
Tensão de Referência	V_{ref}	6kV
Desvio Máximo de Tensão Desejado	ΔV_a	150V
Corrente Nominal de saída	I_H	833.33A
Velocidade Mecânica	$\omega_{m,r}$	100rad/s
Torque de atrito	T_f	2.5kN.m

Constante de máquina:

$$k_m = \frac{V_H}{\omega_{m,r}} = 60V.s/rad, \quad (69)$$

Constante de tempo elétrica:

$$\tau_e = \frac{100}{f_{sc}} = 3.3ms, \quad (70)$$

Constante de tempo mecânica

$$\tau_m = 10 \cdot \tau_e = 33.3ms \quad (71)$$

Resistência da armadura:

$$R_a = 0.01 \cdot \frac{\Delta V_a}{I_H} = 0.007\Omega \quad (72)$$

Indutância da armadura:

$$L_a = R_a \cdot \tau_e = 0.24mH \quad (73)$$

Constante de atrito:

$$B_m = \frac{T_f}{\omega_{m,r}} = 25N.m.s/rad \quad (74)$$

Constante de inércia:

$$J_m = \tau_m \cdot B_m = 8.33kg \cdot m^2 \quad (75)$$

Ganho proporcional do controle de velocidade:

$$k_\omega = \frac{k_m}{V_{ref}} \cdot \frac{P_r}{\Delta V} = 416.66A.s/rad \quad (76)$$