



SISTEMA INTEGRADO DE POTÊNCIA EM CORRENTE CONTÍNUA E
MÉDIA TENSÃO COM SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA
PARA MITIGAR EFEITO DE CARGAS PULSADAS EM NAVIOS

Carlos Antonio Zaccaro de Mattos Neto

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, COPPE, da Universidade Federal do Rio de Janeiro, como parte dos requisitos necessários à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Robson Francisco da Silva Dias

Rio de Janeiro
Fevereiro de 2023

SISTEMA INTEGRADO DE POTÊNCIA EM CORRENTE CONTÍNUA E
MÉDIA TENSÃO COM SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA
PARA MITIGAR EFEITO DE CARGAS PULSADAS EM NAVIOS

Carlos Antonio Zaccaro de Mattos Neto

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DO INSTITUTO
ALBERTO LUIZ COIMBRA DE PÓS-GRADUAÇÃO E PESQUISA DE
ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO
PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU
DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM ENGENHARIA ELÉTRICA.

Orientador: Robson Francisco da Silva Dias

Aprovada por: Prof. José Antenor Pomilio
Prof. Walter Issamu Suemitsu

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL
FEVEREIRO DE 2023

Antonio Zaccaro de Mattos Neto, Carlos

Sistema Integrado de Potência em Corrente Contínua e Média Tensão com Sistema de Armazenamento de Energia para mitigar efeito de Cargas pulsadas em Navios/Carlos Antonio Zaccaro de Mattos Neto. – Rio de Janeiro: UFRJ/COPPE, 2023.

XVI, 86 p.: il.; 29, 7cm.

Orientador: Robson Francisco da Silva Dias

Dissertação (mestrado) – UFRJ/COPPE/Programa de Engenharia Elétrica, 2023.

Referências Bibliográficas: p. 77 – 83.

1. Sistema Integrado de Potência. 2. Média Tensão de Corrente Contínua (CC) . 3. Sistema de Armazenamento de Energia. I. Francisco da Silva Dias, Robson. II. Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE, Programa de Engenharia Elétrica. III. Título.

*"A persistência é o caminho do
êxito"*

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus por me iluminar, guiar e dar força para superar os momentos de dificuldade nos quais me deparei ao longo do curso de mestrado da COPPE e por colocar pessoas boas no meu caminho e que muito contribuíram ao longo dessa caminhada pela busca de novos conhecimentos.

A Kênia Rocha Leite Zaccaro minha companheira e esposa por me incentivar a entrar no Mestrado e me fazer acreditar ser capaz, e por me apoiar em todos os momentos, te amo e sou muito grato por tudo que você fez e faz.

Ao João Leite Zaccaro meu filho que tanto amo, por estar sempre do meu lado, trazendo alguns momentos de descontração e pela oportunidade de convivermos mais tempos juntos nesse período do Mestrado e principalmente durante à pandemia.

Ao Orientador Robson Francisco da Silva Dias, agradeço imensamente por embarcar no desafio de me orientar, pela paciência, por me conduzir na busca pelo conhecimento, pelos aconselhamentos ao longo do curso, e pela dedicação com que me orientou. Desejo a esse profissional competente e exemplar, que receba em dobro tudo o que nos proporciona tanto na vida estudantil, profissional e pessoal.

Aos amigos e colegas do ELEPOT, em especial o Paolo Erazo, Clarissa Ecard, Caio Muller, Thiago e Janito dos Santos Ramos por estarem ao meu lado ao longo dessa jornada, me apoiando, tirando dúvidas e pela amizade.

A Marinha do Brasil, pela oportunidade que me deu de retomar os estudos após mais de 12 anos de formado, em Engenharia Eletrônica pelo CEFET-RJ, espero retribuir em dobro a oportunidade a qual me foi ofertada.

Aos amigos do trabalho Gleiton de Paula Oliveira e Ulisses Anastácio por contribuírem com o meu desenvolvimento pessoal.

Um especial agradecimento ao Capitão de Corveta Jorge V.S. Wanderley Junior por me incentivar a ingressar no Mestrado, e assim como a minha esposa me fizeram acreditar que seria capaz.

Aos Professores do CEFET-RJ, Alessandro Rosa Lopes Zachí e Pedrosa por me ajudarem com a carta de recomendação, essa que muito contribui para o meu ingresso no curso de mestrado da COPPE, além da valiosa contribuição da minha formação como Engenheiro Eletrônico. Ao Professor Thiago Americano do Brasil por se dispor a me apresentar a COPPE de forma muito cortês.

Ao meu amigo, Marcus Motta pela convivência no só no tempo de faculdade, mas também durante o curso do PROMINP, na sequência na Marinha, e na vida. Mesmo a distância sou grato pela nossa amizade.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

SISTEMA INTEGRADO DE POTÊNCIA EM CORRENTE CONTÍNUA E
MÉDIA TENSÃO COM SISTEMA DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA
PARA MITIGAR EFEITO DE CARGAS PULSADAS EM NAVIOS

Carlos Antonio Zaccaro de Mattos Neto

Fevereiro/2023

Orientador: Robson Francisco da Silva Dias

Programa: Engenharia Elétrica

Apresenta-se, nesta dissertação, um Sistema Integrado de Potência aplicado a navio de guerra, adotando uma microrrede de média tensão de corrente contínua (CC). Nessa microrrede foi implementado o controle de compartilhamento de carga entre dois geradores, que atuam simultaneamente, sendo verificado nessa etapa o compartilhamento de corrente, tensão e potência, tanto nas saídas dos conversores que são conectados aos geradores, como nas cargas localizadas no barramento CC. No trabalho foi utilizado ainda outro tipo de carga, a pulsada, sendo essa uma representação do laser de alta intensidade utilizada como arma de destruição de possíveis ameaças aérea, terrestre e marítimas. Os impactos da utilização desses armamentos são sentidos no barramento CC, provocando afundamento de tensão, sendo necessário implementar o sistema de armazenamento de energia, além do conversor CC/CC para permitir realizar o fluxo e controle de descarga de energia e potência para mitigar o efeito da carga pulsada, mantendo a tensão do barramento constante. Durante os testes realizados foi possível verificar o funcionamento da malha de controle de tensão em cascata do sistema híbrido de armazenamento de energia, composto por bateria e supercapacitor (SC) sendo essa etapa o objetivo deste estudo. Cabe ressaltar que ao implementar a malha de controle de tensão em cascata, foi primeiramente desenvolvida a malha de controle de corrente da bateria, sendo testado o seu comportamento em relação à carga pulsada. Na sequência, foi adicionado o controle de corrente do SC, sendo testadas as malhas de corrente atuando em conjunto, verificando a sua capacidade de lidar com trem de pulso provocado pela utilização da arma a laser de alta intensidade.

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

INTEGRATED POWER SYSTEM IN DIRECT CURRENT AND MEDIUM
VOLTAGE WITH ENERGY STORAGE SYSTEM TO MITIGATE THE
EFFECT OF PULSE LOADS ON SHIPS

Carlos Antonio Zaccaro de Mattos Neto

February/2023

Advisor: Robson Francisco da Silva Dias

Department: Electrical Engineering

This dissertation presents an Integrated Power System applied to a warship, adopting a direct current (DC) medium voltage microgrid. In this microgrid, the control of load sharing between two generators, which occur simultaneously, was verified in this stage the sharing of current, voltage and power, both in the outputs of the converters that are connected to the generators, and in the loads located on the DC link. In the work, another type of charge was used, the pulsed one, which is a representation of the high intensity laser used as a weapon of destruction of possible air, land and sea threats. The impacts of using these weapons are felt on the DC bus, generating a voltage dip, making it necessary to implement an energy storage system, in addition to the DC/DC converter to allow the flow and control of energy and power discharge to mitigate the effect. pulsed load, keeping the bus voltage constant. During the tests carried out, it was possible to verify the operation of the voltage control loop in cascade of the hybrid energy storage system, composed of battery and supercapacitor (SC), being this step the objective of this study. It should be noted that by implementing a cascade voltage control loop, the battery current control loop was developed, and its behavior in relation to pulsed charge was tested. Next, the SC current control was added, and the current loops were tested together, verifying their ability to deal with the pulse train caused by the use of the high-intensity laser weapon.

Sumário

Agradecimentos	v
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiv
Lista de Símbolos	xv
Lista de Abreviaturas	xvi
1 Introdução	1
1.1 Contextualização	1
1.2 Motivação	2
1.3 Objetivo	3
1.3.1 Objetivo específico	3
1.4 Estrutura da Dissertação	3
2 Sistema Integrado de Potência	5
2.1 Sistema segregado	5
2.2 Sistema Integrado de Potência	6
2.2.1 IPS aplicado a microrredes MVAC	7
2.2.2 IPS aplicado a microrredes MVDC	8
2.2.3 Sistema de Geração	12
2.2.4 Compartilhamento de carga entre geradores elétricos	14
2.3 Cargas	19
2.3.1 Cargas convencionais	20
2.3.2 Carga pulsada	20
3 Sistema de armazenamento de energia e conversor CC	24
3.1 Sistema de armazenamento de energia	24
3.1.1 Sistema de armazenamento por Supercapacitor	25
3.1.2 Sistema de armazenamento por bateria	31
3.2 Conversores CC-CC bidirecionais	34

3.2.1	Conversor <i>Dual Active Bridge</i>	34
3.3	Arquitetura do sistema híbrido de armazenamento de energia	40
3.3.1	Coordenação entre os Geradores e o HESS	41
3.3.2	Algoritmo de carga e descarga do sistema híbrido de armazenamento de energia	41
3.3.3	Controle do sistema híbrido de armazenamento de energia	42
3.3.4	Arquitetura de controle do sistema híbrido de armazenamento de energia	44
4	Discussão e análise de resultados	51
4.1	Microrrede MVDC aplicada a navios de guerra	51
4.2	<i>Droop</i> para compartilhamento de carga	53
4.3	Carga pulsada aplicada à microrrede MVDC	58
4.4	Conversor DAB aplicado à bateria e ao SC	61
4.4.1	Controle de corrente do sistema de bateria	63
4.4.2	Controle de corrente híbrido	66
4.4.3	Controle de tensão em cascata	71
5	Conclusão	75
5.1	Propostas de Trabalhos Futuros	76
	Referências Bibliográficas	77
A	Conversor CA-CC	84
A.1	Projeto do conversor CA-CC	84
A.2	Controle de corrente do conversor CA-CC	85
A.3	Filtros do controle de corrente do gerador 1	85
A.4	Capacitor do elo CC	86

Lista de Figuras

2.1	Sistema Segregado de propulsão e de energia.	6
2.2	IPS aplicado a microrredes MVAC.	8
2.3	Distribuição de energia radial.	10
2.4	Distribuição de energia em anel.	11
2.5	Distribuição de energia por zona.	12
2.6	Conversor fonte de tensão de dois níveis.	14
2.7	Malha de controle do retificador com <i>droop</i> para compartilhamento de carga.	15
2.8	Malha de Controle de tensão CC.	17
2.9	Modelo simplificado 2 nós	18
2.10	Curva de compartilhamento de carga.	19
2.11	Perfil da carga pulsada.	21
2.12	Operando o LDEW contra VANT - Adaptado de [1].	23
3.1	Fontes de armazenamento de energia - Adaptado de [2].	25
3.2	Capacitor de camada dupla - Elaborado por [3].	26
3.3	Banco de SC.	27
3.4	Perfil de descarga do supercapacitor	28
3.5	Circuito equivalente do Superacapacitor	30
3.6	Curva de carga e descarga de longa duração do SC.	31
3.7	Banco de Bateria.	32
3.8	Modelo não-linear da bateria	33
3.9	Conversor Dual Half Bridge.	35
3.10	Conversor DAB trifásico.	35
3.11	Conversor DAB monofásico.	36
3.12	Arquitetura da microrrede MVDC.	41
3.13	Algoritmo de operação do sistema híbrido de armazenamento de energia.	42
3.14	Modelagem de pequenos sinais do Conversor DAB aplicado ao sistema de bateria.	43
3.15	Modelagem de pequenos sinais do Conversor DAB aplicado ao SC.	43

3.16	Malha de controle em cascata do sistema híbrido de armazenamento de energia.	45
3.17	Malha de controle de corrente interna do sistema de baterias.	45
3.18	Malha de controle de corrente interna do SC.	46
3.19	Diagrama de bode para a malha de corrente da bateria.	47
3.20	Diagrama de bode para a malha de corrente do SC.	47
3.21	Corrente medida x corrente de referência na bateria.	48
3.22	Corrente medida x corrente de referência do SC.	48
3.23	Circuito do controle em cascata.	50
4.1	Circuito simulado no PSCAD.	52
4.2	Circuito simulado para o Droop.	54
4.3	Compartilhamento de corrente.	55
4.4	Comportamento da Potência.	56
4.5	Tensão medida na saída do conversor CA/CC.	57
4.6	Tensão nas cargas da Zona 1 e 2.	58
4.7	Resposta da carga Pulsada para Corrente.	59
4.8	Resposta da Carga Pulsada para Potência.	59
4.9	Tensão medida na saída do conversor CA/CC submetida a carga pulsada.	60
4.10	Resposta da Carga Pulsada medida na saída do conversor CA/CC.	60
4.11	Efeito da carga pulsada na carga vital e no barramento MVDC	61
4.12	Defasagem entre a tensão do primário e do secundário do conversor DAB.	62
4.13	Corrente obtida na saída do conversor DAB.	63
4.14	Tensão na saída do conversor DAB.	63
4.15	Curva de resposta da corrente utilizando controle de corrente.	64
4.16	Variação do ângulo da bateria utilizando o controle de corrente.	64
4.17	Curva de resposta da potência utilizando o controle de corrente.	65
4.18	Potência na saída do conversor CA/CC - controle de corrente.	65
4.19	Tensão no barramento MVDC utilizando controle de corrente.	66
4.20	SoC da bateria utilizando o controle de corrente.	66
4.21	Curva de resposta da corrente utilizando controle de corrente híbrido.	67
4.22	Variação do ângulo da bateria utilizando o controle de corrente híbrido.	67
4.23	Variação do ângulo do SC utilizando o controle de corrente híbrido.	68
4.24	Curva de resposta da potência utilizando o controle de corrente híbrido.	68
4.25	Tensão na saída do conversor CA/CC - controle de corrente híbrido.	69
4.26	Potência na saída do conversor CA/CC - controle corrente híbrido.	69
4.27	Tensão no barramento MVDC utilizando controle de corrente híbrido.	70

4.28	SoC da bateria utilizando o controle de corrente híbrido.	70
4.29	SOC do SC utilizando o controle de corrente híbrido.	71
4.30	Curva de resposta da corrente utilizando o controle em cascata.	71
4.31	Variação do ângulo da bateria utilizando o controle de tensão em cascata.	72
4.32	Variação do ângulo do SC utilizando o controle em cascata.	72
4.33	Curva de resposta da potência utilizando o controle em cascata.	73
4.34	Tensão do barramento MVDC utilizando o controle em cascata.	73
4.35	SoC da bateria utilizando o controle em cascata.	74
4.36	SoC do SC utilizando o controle em cascata.	74

Lista de Tabelas

2.1	Módulo de operação do Navio.	13
3.1	Parâmetros do cabo CC.	40
3.2	Dados dos controladores de corrente da bateria e do SC.	47
4.1	Corrente e tensão de droop.	56
4.2	Parâmetros da carga pulsada.	58
4.3	Dados do conversor DAB da bateria.	61
4.4	Dados do conversor DAB do SC.	62

Lista de Símbolos

I_{cc1}	Corrente medida na saída do conversor do gerador 1., p. 15
I_{cc2}	Corrente medida na saída do conversor do gerador 2., p. 15
I_{cc1}	Corrente medida na saída do gerador 1., p. 15
I_{cc2}	Corrente medida na saída do gerador 2., p. 15
K_p, k_i	Constante do controlador de corrente do eixo d e q., p. 16
PI_i	Controle de corrente do eixo d e q., p. 15
PI_v	Controle de tensão do barramento CC., p. 15
R_{eq}	Resistência equivalente., p. 16
V_{cc1}	Tensão medida na saída do conversor do gerador 1., p. 15
V_{cc2}	Tensão medida na saída do conversor do gerador 2., p. 15
V_{cc1}	Fonte de tensão CC representando o gerador 1., p. 15
V_{cc2}	Fonte de tensão CC representando o gerador 2., p. 15
δ	Ângulo de defasagem, p. 37
τ_i	Constante do tempo de integração., p. 16
r_{on}	resistência da chave IGBT., p. 16
R	Resistência do cabo entre o gerador e o conversor., p. 16
pu	valor por unidade, p. 54

Lista de Abreviaturas

CA	Corrente Alternada, p. 2
CC	Corrente Contínua, p. 2
DAB	Dual Active Bridge, p. 4
EDLCs	Capacitores Eletroquímicos de Dupla Camada, p. 26
EMRG	Electromagnetic Rail Gun, p. 7
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolado, p. 14
IPS	Sistema Integrado de Potência, p. 2
LDEW	Light Diodo Emissor Weapon, p. 2
MVDC	Microrrede de média tensão CC, p. 2
PS	Phase-shift, p. 39
PWM	Modulação por largura de pulso , p. 15
RES	Resistência equivalente em série, p. 29
SC	Supercapacitor, p. 3
TG	Turbinas a Gás, p. 5
UC	Ultracapacitores, p. 25
VANT	Veículo Aéreo Não Tripulado, p. 23
VSC	Conversor de fonte de tensão, p. 14

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

Os navios de guerra estão atualmente sujeitos a novos tipos de ameaças, como guerras terroristas, que utilizam lanchas de assalto rápidas e sistemas aéreos não tripulados, equipamentos ágeis e difíceis de serem abatidos com os sistemas de armas atuais, como metralhadoras e canhões [4]. O desenvolvimento de novos armamentos como arma a laser de alta energia com poder de destruição é uma solução para conter esses tipos de ameaças e evitar a aproximação desses meios, que podem conter explosivos e causar danos severos ao navio de guerra [1]. A implementação desses novos armamentos ao serem aplicados nos navios de guerra provoca mudanças significativas no sistema de energia elétrica desses navios.

Embora um grande número de embarcações militares ainda utilize a estrutura segregada, onde o sistema de geração de energia é independente do sistema de propulsão, essa estrutura não atende às necessidades provenientes desses novos armamentos, que geram pulsos de corrente e exigem uma alta quantidade de energia, na ordem de megawatt, em períodos de tempos pequenos na faixa de microssegundos a milissegundos. Esses pulsos podem gerar afundamento de tensão provocando instabilidade no sistema de energia dos navios, o que pode impedir de desenvolver duas das suas atividades fim: navegar e combater [5].

Além disso, a arquitetura segregada possui baixa eficiência energética, pois na maior parte do tempo o navio desenvolve baixas velocidades durante a navegação, enquanto os requisitos de projetos exigem uma capacidade geradora elevada para poder desenvolver altas velocidades, por questões de segurança em poder realizar manobra de evasão utilizando velocidade máxima [5].

O Sistema Integrado de Potência, do inglês Integrated Power System (IPS) [6] em microrrede de média tensão em corrente contínua (em inglês, MVDC), vem recebendo uma atenção especial pelo fato de ser uma estrutura que apresenta uma maior

eficiência energética e estabilidade do sistema de energia ao incorporar os novos sistemas de armas. No IPS, os motores a combustão da propulsão são substituídos por motores elétricos e esses são conectados ao barramento CC, via conversor, assim como os geradores. A mudança na arquitetura e na configuração dos propulsores, além de reduzir o consumo de combustível, também reduz as emissões dos gases poluentes como dióxido de carbono (CO_2), óxido de enxofre (SO_x) e óxido de nitrogênio (NO_x), uma vez que a propulsão elétrica consegue manter alta eficiência em uma ampla faixa de velocidade operacional [7]. Outro aspecto que chama atenção nessa arquitetura é o fato de permitir acoplar e desacoplar tanto as cargas como os geradores, de forma mais fácil por meio da utilização de conversores tanto do tipo CA/CC como CC/CC. Neste último, por exemplo, permite a implementação dos novos sistemas de armas que se encontram em desenvolvimento e geram pulsos de grande intensidade, e são capazes de perturbar o sistema de controle e de causar instabilidade na microrrede MVDC.

A implementação dessa nova geração de armamentos como o laser, ou também conhecido como *Light Diode Emitter Weapon* (LDEW) [8], introduzem novos desafios para o projetista do sistema elétrico de navios [9]. A inserção dessa nova tecnologia vai além de lidar com a demanda crescente de energia proveniente do processo de eletrificação dos navios, ela se torna desafiadora, uma vez que o LDEW gera um trem de pulsos de alta intensidade em um curto período de tempo, A variação de carga provocada pela carga pulsada é prejudicial aos geradores que possuem uma dinâmica lenta, sendo necessário empregar sistema de armazenamento de energia para mitigar os efeitos da carga pulsada no barramento CC [10].

1.2 Motivação

A utilização de cargas pulsadas provenientes dos novos sistemas de armas em navios de guerra é um assunto que tem sido muito discutido na literatura, por ser um desafio para a estabilidade da microrrede e consequente qualidade de energia. Uma vez que esses pulsos são de grande intensidade em um tempo muito pequeno, podendo provocar afundamento de tensão (BS IEC 60092-101:2018) e dessa forma comprometer a capacidade operativa do navio militar, pode fazer com que ele se torne um alvo fácil para seus oponentes.

Para reduzir o risco de falhas e mitigar os efeitos da carga pulsada é proposta a utilização de sistemas de armazenamento de energia híbrido, que combina baterias e supercapacitores. A razão de ser híbrido é porque a bateria, apesar de possuir uma densidade de energia maior, não possui o tempo de resposta suficientemente rápido para atender à demanda da carga pulsada.

A implementação do armamento a laser e seus efeitos na microrrede CC em

navios de guerra tem sido alvo de estudo de várias Marinhas ao redor do mundo [1] [11], assim como ocorre na Marinha do Brasil. Nesse contexto, este estudo busca uma forma de reduzir os efeitos da carga pulsada no barramento CC e na carga considerada vital do navio.

Para minimizar os efeitos da carga pulsada, foi projetado o conversor CC/CC do tipo *Dual Active Bridge* (DAB) [12], esse modelo foi escolhido em virtude de possuir capacidade de conectar fontes de baixa à média tensão, pois possui na sua arquitetura um transformador isolador, além de permitir alta taxa de transferência de energia com base no estado de carga da fonte e do controle.

1.3 Objetivo

Desenvolver o controle de tensão em cascata com o controle de corrente da bateria e do supercapacitor (SC) [13], para mitigar os efeitos da carga pulsada proveniente dos novos armamentos que estão sendo desenvolvidos para os novos navios de guerra [14].

1.3.1 Objetivo específico

A fim de viabilizar o objetivo principal, também foi necessário desenvolver, testar e validar os objetivos específicos para obter uma microrrede CC, aplicada a navios de guerra:

- Modelar o conversor CA/CC para conectar os geradores ao barramento MVDC;
- Projetar o controle de compartilhamento de carga, também chamado de *droop*, entre os geradores para lidar com as cargas convencionais presentes no navio;
- Desenvolver o SC com capacidade de fornecer energia suficiente para suportar a demanda da carga pulsada ($P = 4 MW$).
- Modelar o conversor CC/CC para conectar o sistema híbrido de armazenamento de energia.

1.4 Estrutura da Dissertação

O estudo abordado nessa dissertação é apresentado ao longo de 5 capítulos e a sua organização se apresenta da seguinte forma:

No Capítulo 1, é realizada a contextualização do estudo, por meio da apresentação de um panorama da temática foco desta dissertação, assim como do objeto que

motivou tal estudo, seus objetivos principal e específico, a estrutura a ser adotada e, por fim, a principal contribuição desse trabalho que trata da implementação do controle de tensão em cascata com os controles de corrente do sistema de bateria e do SC, ajustados precisamente para mitigar os efeitos provocados pela adição dos novos sistemas de armas que provocam afundamento de tensão no barramento MVDC.

No Capítulo 2, são apresentadas as duas principais arquiteturas de fornecimento e distribuição de energia elétrica aplicadas a navios de guerra: a segregada e IPS. Também são discutidas suas aplicações em navios totalmente elétricos, conhecidos como *All Electrical Ship*. As principais estruturas de distribuição podem ser do tipo: radial, anel e por zona, e o barramento principal pode ser em CA ou CC. Nesse capítulo, ainda são abordados os elementos que compõem a microrrede CC, como os geradores, as cargas convencionais presentes no navio e os tipos de carga pulsada.

No Capítulo 3, são discutidos os principais sistemas de armazenamento de energia aplicados para mitigar o efeito das cargas pulsadas, assim como o conversor CC/CC do tipo DAB para conectar as fontes de energia híbrida ao barramento MVDC. Nesse Capítulo, são abordadas as principais características do sistema de bateria e de SC.

No Capítulo 4, são descritas a modelagem da microrrede MVDC aplicada a navios de guerra para mitigar os efeitos das cargas pulsadas, a modelagem dos geradores, da carga pulsada, do conversor DAB, do sistema de bateria e do SC. Também, são apresentados e analisados os resultados da simulação desenvolvida no programa PSCAD/EMTDC, a fim de validação do projeto.

Por fim, no Capítulo 5, as conclusões advindas do estudo desta dissertação são apresentadas.

Capítulo 2

Sistema Integrado de Potência

Os navios de guerra são desafiadores para o projetista de sistema elétrico devido ao perfil operacional exclusivo. Estes navios demandam a oferta de energia para seu uso convencional, propulsão e hotelaria, mas também para uma eventual batalha, em que é necessária a utilização de armamentos [15]. Este perfil exige arquiteturas robustas, que atendam à demanda e, simultaneamente, apresentem a segurança necessária para sua atuação, mesmo em condições adversas. As principais arquiteturas de energia elétrica e propulsão aplicadas em navios são a segregada e a integrada [5], descritas a seguir.

2.1 Sistema segregado

Na arquitetura de sistemas segregados, o sistema de geração de energia do navio é independente do sistema de propulsão, conforme apresentado na Figura 2.1. Nesse sistema de geração, por exemplo, são utilizados quatro motores a combustão a diesel destinados ao sistema das máquinas auxiliares (MCA), para atender às cargas de serviço do navio, e quatro motores a combustão combinados com duas turbinas a gás (TG) exclusivas para o sistema da propulsão, acopladas por meio da engrenagem redutora. Existe também outra possibilidade de configuração das máquinas ligadas à propulsão, onde se tem quatro turbinas a gás, sendo duas de baixa potência, que desenvolvem baixas e médias velocidades, e outras duas turbinas de alta potência, que permitem ao navio desenvolver altas velocidade [5]. A arquitetura segregada tradicional exige que os navios tenham grande quantidade de energia disponível, na ordem de centenas de quilowatts a megawatts de potência instalada [16], a fim de atender aos requisitos exigidos pelo sistema de propulsão, além de considerar as perdas de transmissão de 5% e a limitação dos motores primários em 80% de sua potência nominal, como é prática militar comum, embora seja projetado para atender 100% de sua capacidade [5].

Os navios de guerra do tipo Fragatas são projetados para desenvolver altas velo-

idades, podendo atingir 30 nós, equivalendo a aproximadamente 55,6 km/h, devido à necessidade de efetuar manobra de evasão ou perseguição. Embora os propulsores tenham grande capacidade, na maior parte do tempo o navio opera em baixas velocidades, (entre 12 e 15 nós) [17], representando uma utilização muito baixa do recurso disponível [5]. Apesar dessa arquitetura ser consagrada pela sua robustez, a baixa eficiência energética combinada com a demanda crescente dos novos armamentos de guerra, como o Sistema de Armas a Laser, faz com que a arquitetura de IPS seja preferida em relação à arquitetura Segregada [17].

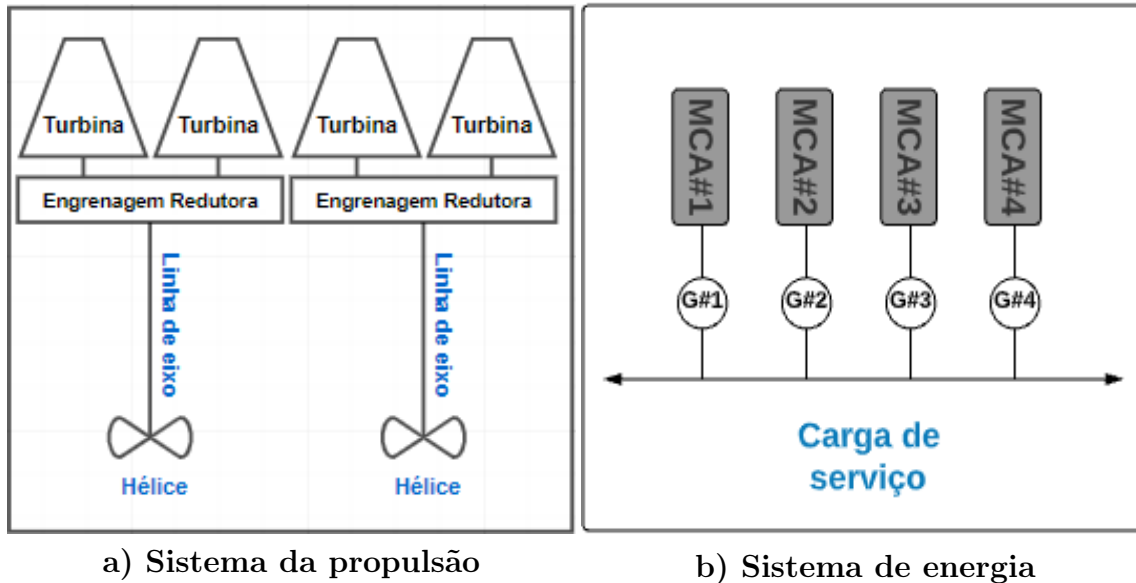


Figura 2.1: Sistema Segregado de propulsão e de energia.

2.2 Sistema Integrado de Potência

O Sistema Integrado de Potência (do inglês, IPS) aplicado a navio totalmente elétrico (do inglês, *All Electrical Ship*) não é um assunto novo, no entanto, somente com o desenvolvimento da eletrônica de potência foi possível a incorporação de técnicas, na qual o IPS pudesse fornecer uma fonte de alimentação eficiente, flexível, e que reduza a emissão de gases poluentes na atmosfera, além de proporcionar redução de custo [18]. Neste tipo de arquitetura são utilizados conversores de energia para conectar a geração com as cargas ao barramento, que pode ser do tipo de corrente alternada (CA) ou corrente contínua (CC), formando um sistema único entre as cargas de serviço e de propulsão [17].

2.2.1 IPS aplicado a microrredes MVAC

Neste tipo de estrutura, em comparação com a segregada, os motores a combustão da propulsão são substituídos por motores elétricos, de mesma capacidade. Outras características e vantagens que podem ser observadas ao adotar o IPS são a maior flexibilidade de arranjo proporcionada pela redução do número de equipamentos instalados a bordo, maior flexibilidade e confiabilidade. O navio totalmente elétrico elimina ainda a necessidade de equipamentos hidráulicos ligados à propulsão, assim como a necessidade da engrenagem redutora, além de permitir a redução do tamanho da linha de eixo [18], uma vez que é possível instalar o motor elétrico mais próximo do hélice, o que faz com que o processo de manutenção de montagem e desmontagem seja mais simples. Esses fatores associados permitem que se tenha uma redução da assinatura acústica do navio devido à redução da vibração e ruídos [18] [19], dificultando a detecção por navios inimigos [5].

Na Figura 2.2 é apresentada a estrutura do IPS aplicada a microrredes MVAC, essa estrutura possui um barramento de média tensão de corrente alternada (MVAC), nele é adicionado tanto o grupo gerador do tipo síncrono acoplado aos motores a combustão das máquinas auxiliares (MCA) por meio do eixo, mas assim como ocorre no segregado é possível substituir os motores a combustão por turbinas a gás (TGs), para o caso de alta densidade de potência [18]. Já em relação aos motores propulsores, esses são adicionados ao barramento principal por meio do acionamento de frequência variável (do inglês, VFD), cuja função é adequar a geração à demanda de carga do navio, fazendo com que trabalhe no ponto ótimo de operação dos motores a combustão, resultando em uma redução no consumo de combustível que pode variar entre 15% a 20% para navios do mesmo porte [5] [6], e as demais cargas do navio podem ser alimentadas diretamente pelo barramento, ou por meio de transformadores [19]. Outro aspecto relevante da utilização do IPS é a sua modularidade que permite uma rápida e fácil reconfiguração do sistema elétrico, tornando o sistema mais confiável [15].

Embora a microrrede MVAC pareça vantajosa, existem algumas implicações, tais como fluxo de potência reativa, a sincronização de tensão e fase dos geradores antes de colocar em operação e a presença de harmônicos, que tornam o IPS aplicado a microrredes MVDC vantajoso, uma vez que nesse tipo de arquitetura esses fatores não estão presentes [6]. Outras vantagens são, por exemplo, os conversores poderem operar em alta frequência e, como consequência, os transformadores serem menores, além da principal questão em torno da escolha da microrrede CC que se deve ao fato de acomodar mais facilmente as cargas elétricas de alta potência como EMRG, LDEW e radar de alta potência [17].

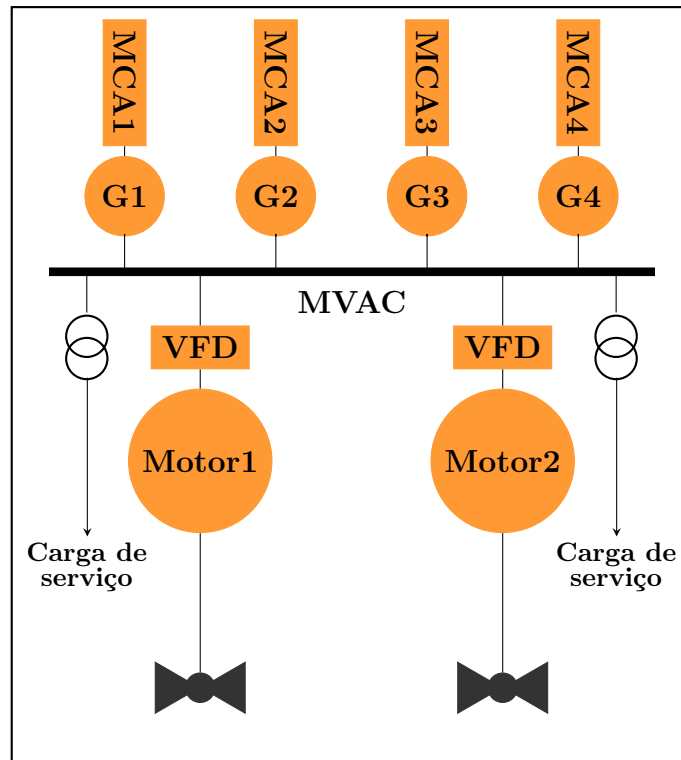


Figura 2.2: IPS aplicado a microrredes MVAC.

2.2.2 IPS aplicado a microrredes MVDC

Nas últimas décadas houve uma reviravolta na histórica “guerra das correntes”, com um interesse renovado na distribuição de energia em CC, tanto em aplicações terrestres quanto marítimas, devido à evolução da eletrônica de potência, que embora seja uma tecnologia madura, tem tido uma evolução significativa devido aos avanços proporcionados tanto pela busca de novos materiais mais eficientes, como por novas topologias de conversores e também de microcontroladores cada vez mais rápidos e com maior capacidade de memória. A escolha por uma microrrede MVDC para navios de guerra vem se destacando em relação às topologias apresentadas anteriormente pela simplicidade do seu desenho, eficiência e qualidade de energia [20].

A tensão de distribuição de eletricidade a bordo utilizando o barramento MVDC pode chegar até 35 kV [7], sendo considerada uma solução promissora para lidar com a demanda crescente por energia dos navios totalmente elétricos, principalmente pelo fato das novas cargas serem do tipo CC. A opção por utilizar a arquitetura do tipo CC permite obter vantagens em relação ao CA, tais como:

- eliminação dos volumosos transformadores de baixa frequência;
- diminuição do espaço ocupado e o peso geral de todo o sistema elétrico [7];
- eliminação do fluxo de potência reativa [7];

- ausência da necessidade de realizar sincronismo de tensão, fase e frequência [6];
- eliminação de problemas de harmônicos e desequilíbrios de tensão [6];
- conexão ou desconexão paralela mais fácil para fontes de energia CC [7];
- suporte para armas avançadas [5];
- integração de novas fontes de energia como célula de combustível, bateria e SC [17].

A arquitetura CC, assim como ocorre na CA, pode adotar diferentes arquiteturas de distribuição, tal como radial, anel e por zona, apresentadas a seguir.

Distribuição radial

Os navios têm vários requisitos de fornecimento de energia como confiabilidade, densidade de energia e flexibilidade. Portanto, é necessário estudar a arquitetura do barramento e os níveis de tensão, bem como a configuração do sistema de energia do navio [21].

A distribuição radial é uma arquitetura convencional recomendada pelo IEEE Std. 1709 – 2010 [21], e aplicada também para microrrede CC para navios de guerra. A distribuição radial é mais usada em casos práticos, uma vez que os navios elétricos atuais são em boa parte revitalização de navios antigos com arquitetura segregada [21]. A escolha por esse tipo de distribuição, deve-se ao fato de ser mais simples e por utilizar poucos dispositivos de proteção, porém a capacidade de sobrevivência e reconfiguração são mais limitadas [22].

Na Figura 2.3 é apresentada a distribuição radial, arquitetura cujas fontes geradoras são compostas pelas turbinas a gás principais (do inglês, MTG) e pelas turbinas a gás auxiliar (do inglês, ATG), e as cargas são distribuídas de forma simétrica e equilibrada entre os dois barramentos, sendo cada um deles composto por um gerador principal e um auxiliar, conectados ao barramento por meio de um conversor CA/CC para adequar o nível de tensão. Já os sistemas de armazenamento de energia (do inglês, ESS), são conectados ao barramento por meio de conversores do tipo CC/CC, assim como as cargas pulsadas de bombordo (BB) e de boreste (BE). Já cargas convencionais, tais como os motores da propulsão de bombordo (lado esquerdo da embarcação) e boreste (lado direito da embarcação), são conectados utilizando conversores do tipo CA/CC [7].

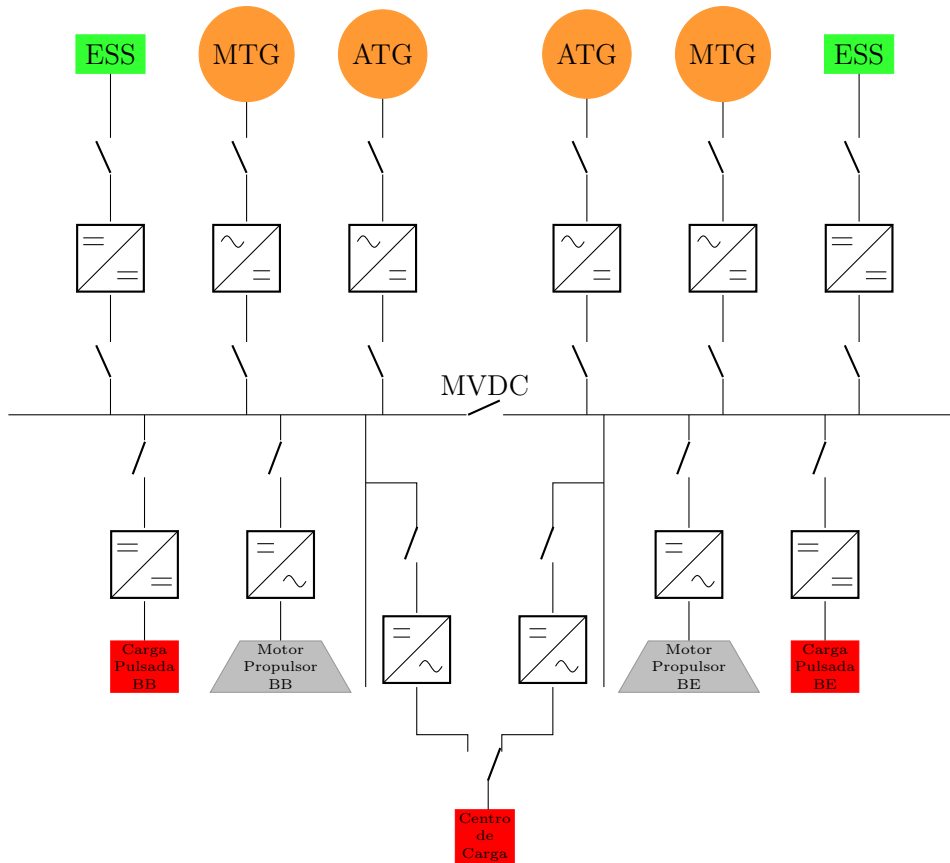


Figura 2.3: Distribuição de energia radial.

Distribuição em anel

A arquitetura em anel apresentada na Figura 2.4 é considerada uma transição entre a arquitetura radial e por zona, sendo pouco empregada em navios. A distribuição em anel permite que todas as cargas, incluindo propulsão, serviço de navio e cargas pulsadas, consigam energia de qualquer gerador e sistema de armazenamento de energia híbrida [21].

Neste tipo de distribuição, os interruptores que conectam as cargas e os geradores ao barramento de média tensão CC permanecem fechados quando estão em condições normais de operação, tornando o barramento um *loop*, muito semelhante à arquitetura por zona (assunto abordado na sequência). A distribuição em anel possui maior capacidade de sobrevivência em relação à radial, pois no caso de eventual falha é possível desconectar o disjuntor mais próximo e manter o restante do circuito funcionando normalmente. Porém, diferente da distribuição zonal, cada centro de carga na distribuição em anel possui apenas um *link* para o barramento, suscetível a falhas no caso de cargas vitais [22].

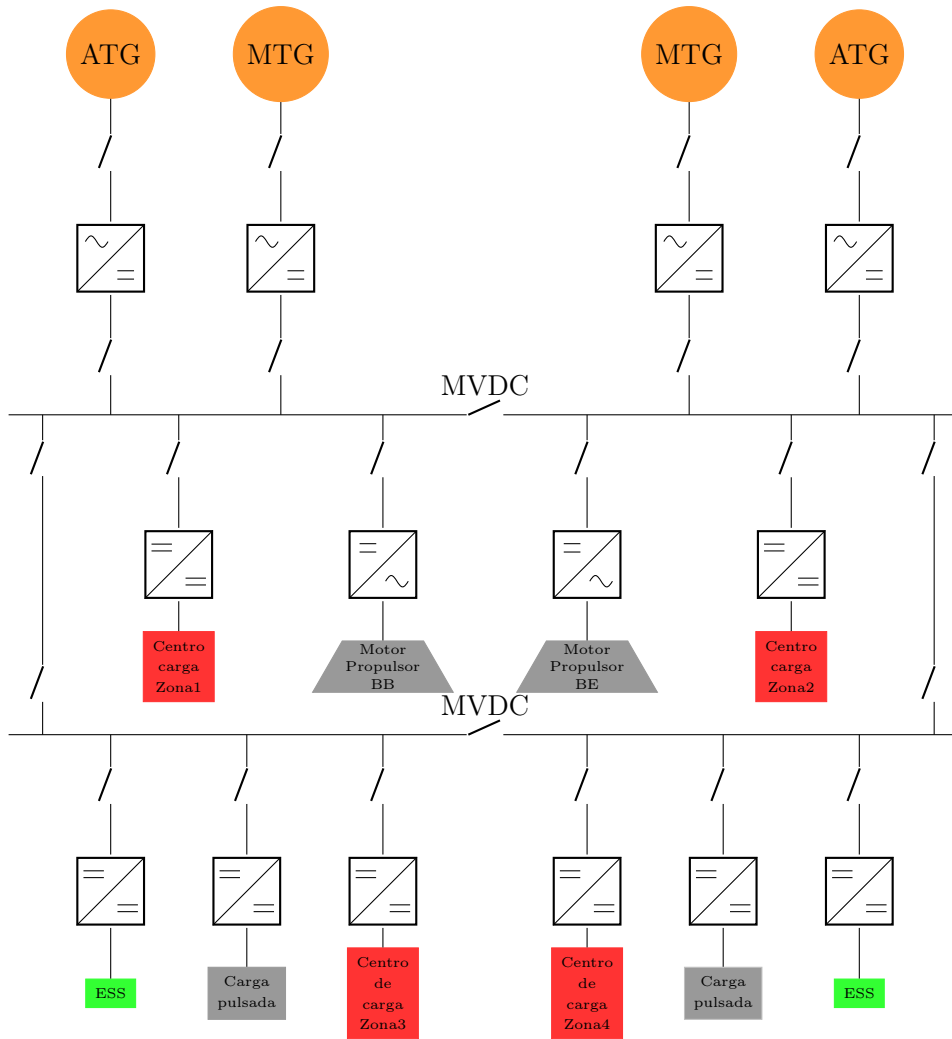


Figura 2.4: Distribuição de energia em anel.

Distribuição por zona

A arquitetura por zona pode ser encontrada a bordo de navios de guerra, onde os requisitos de sobrevivência recomendam redundância adicional no fornecimento de energia para cargas críticas [17]. A distribuição zonal é uma configuração potencial segundo o IEEE Std. 1709 – 2010 [21], adotada para os navios da Marinha dos Estados Unidos [21].

Na Figura 2.5 é apresentado o IPS baseado na distribuição por zona aplicado à microrrede MVDC. Essa distribuição de energia apresenta maior confiabilidade em relação às estruturas radial e anel, mas, em contrapartida, o sistema apresenta alta complexidade e grande número de disjuntores, elevando o custo desta estrutura. Neste tipo de configuração, as cargas consideradas vitais e de alta potência, como o radar, são alocadas por zonas definidas independentemente, como um único equipamento em uma zona e, no que lhe concerne, são alimentadas por dois barramentos dispostos longitudinalmente, de proa à popa do navio, para garantir energia

constante para as cargas, mesmo no caso de eventual falta em parte do sistema [7]

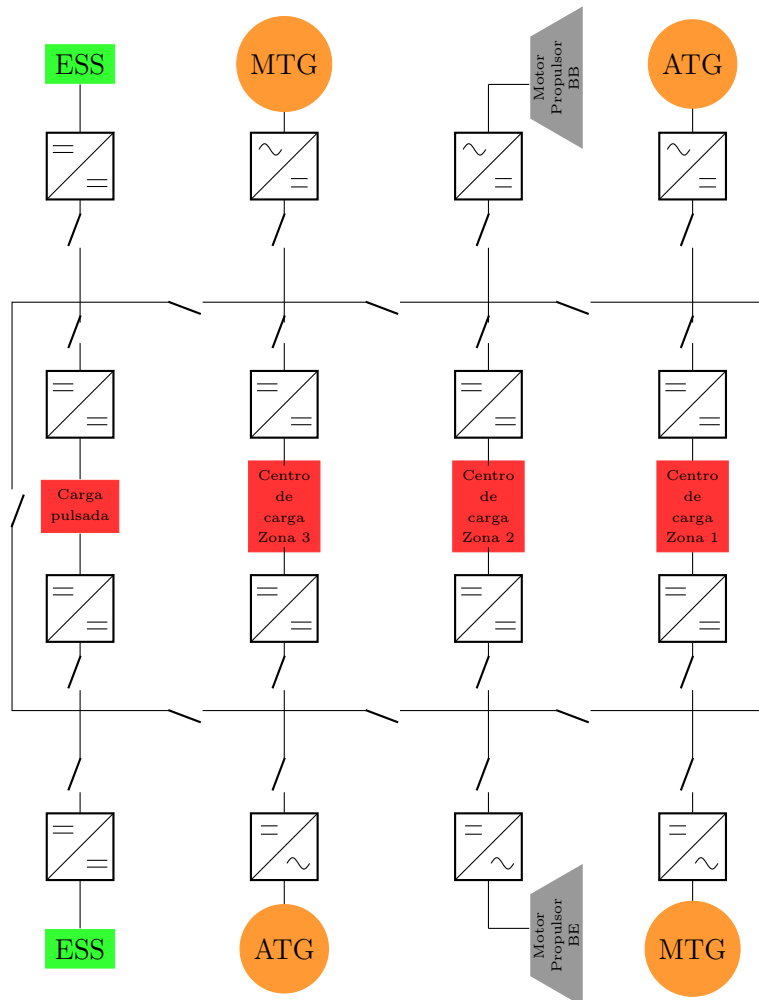


Figura 2.5: Distribuição de energia por zona.

2.2.3 Sistema de Geração

Geralmente, o módulo de geração marítima no sistema de energia CC consiste em motores a combustão, geradores e retificadores. Para aplicações em navios militares, a turbina a gás tem sido bastante empregada por sua alta confiabilidade, eficiência e alta densidade de energia. A demanda crescente de energia elétrica tem levado ao desenvolvimento de turbinas a gás com maior capacidade de geração, e estima-se que em um futuro próximo alcance 100 MW [21].

A turbina a gás é a força motriz, que é acoplada a um gerador através do mesmo eixo, e esse utiliza um conversor CA/CC para adequar a tensão gerada à tensão do barramento CC. Para regular a geração de energia fornecida com base nas cargas são utilizadas técnicas de controle, que permitem variar a velocidade, fazendo com que a geração acompanhe a demanda da carga, reduzindo o consumo de combustível.

A capacidade do gerador é dimensionada com base nas cargas utilizadas no

navio, permitindo a utilização plena de todas elas simultaneamente, além de garantir uma reserva de segurança e também a redundância nos equipamentos de geração de energia. A demanda total das cargas do navio é composta por sistemas como ventilação/ extração, equipamentos localizados nas praças de máquinas e oficinas, sistemas de navegação e novos sistemas de armas, cujas cargas somadas representam a demanda energética total da embarcação. As cargas existentes no navio podem ser alocadas em diferentes níveis de prioridade, dependendo do modo de operação selecionado pelo navio, tais como: porto, navegação em tempo de paz e navegação em combate [23], conforme é apresentado na Tabela 2.1. No presente trabalho, a carga será representada de forma genérica, convencional e pulsada, e não serão abordados os outros módulos de operação.

Tabela 2.1: Módulo de operação do Navio.

Prioridade da carga	Porto	Navegação em paz	Navegação em combate
Alta	Serviço	Propulsão	Armamento
Média	Propulsão	Serviço	Propulsão
Baixa	Armamento	Armamento	Serviço

Conversor CA/CC com compartilhamento de potência

Os conversores CA/CC são fundamentais para o sistema de geração de energia, pois por meio deles ocorre a transferência de energia entre os geradores e o barramento MVDC, mantendo a tensão constante e a qualidade de energia.

Existem diferentes modelos de conversores disponíveis, tais como conversor de fonte de tensão (do inglês, VSC) de dois níveis, de três níveis, além do VSC trifásico ponte H em cascata, e por fim o conversor modular multinível (do inglês, MMC) [24].

No desenvolvimento desse trabalho foi utilizado como prova de conceito o conversor de fonte de tensão de dois níveis clássico, o VSC, em virtude de possuir uma ampla faixa de tensão entre 9 kV a 200 kV, e de potência de 3 MW a 400 MW, além do tamanho reduzido do conversor [24].

Na Figura 2.6 é apresentado o gerador conectado ao conversor VSC, a conexão entre eles é realizada utilizando um reator de interface, representado por uma resistência e indutância em série, que funciona como um filtro, reduzindo a variação de corrente no lado CA [25]. Já no conversor podem ser utilizadas chaves do tipo Carbeto de Silício (SiC) IGBT e diodos conectados em paralelo permitem a corrente reversa, o que impede a tensão reversa no transistor. Estes componentes comutam em alta frequência (da ordem de dezenas de kHz) e quando estão conduzindo pos-

suem uma resistência interna chamada de R_{on} [25], que implica em menor dissipação de energia por chaveamento. As chaves do tipo SiC IGBT, atualmente, são limitadas a tensão de 12 kV/10 A [26], mas existem estudos experimentais com resultados publicados para tensão de 20 kV [27].

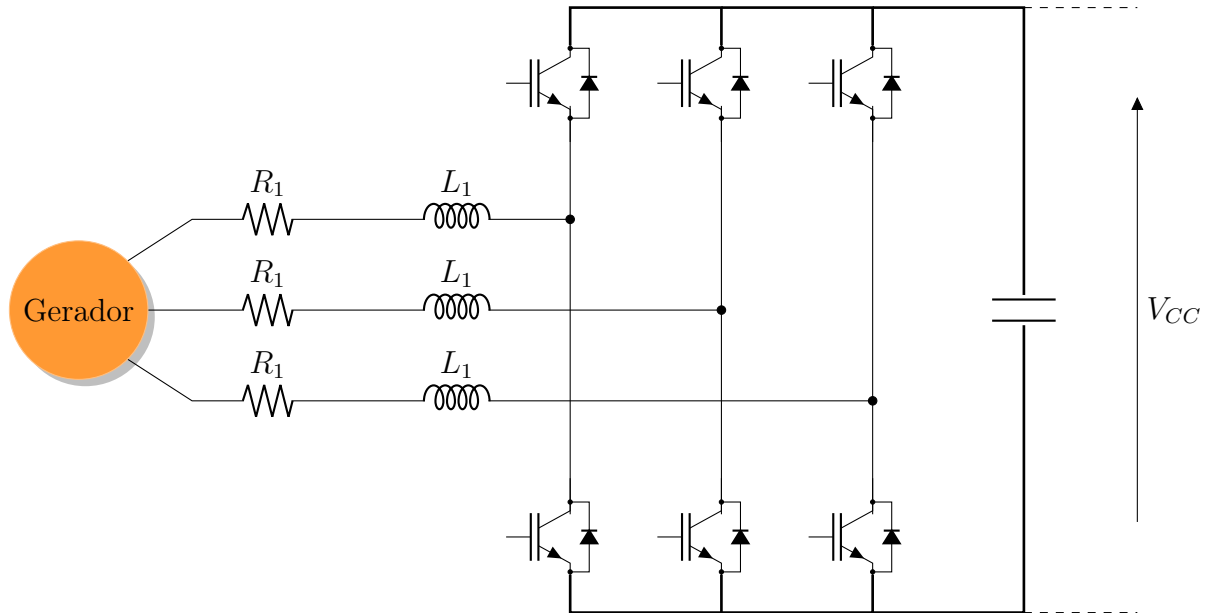


Figura 2.6: Conversor fonte de tensão de dois níveis.

Aterramento para microrrede MVDC

Os métodos de aterramento para sistemas CA são bem desenvolvidos, já para o sistema CC e para CA/CC são relativamente novos, sendo um desafio para o desenvolvimento do projeto. Os estudos existentes na literatura não fornecem informações abrangentes e práticas estabelecidas sobre como projetar o aterramento para sistemas CC em navios. Embora o tópico de aterramento seja parte da prática recomendada para sistemas de energia de navios de corrente contínua de média tensão (MVDC) [28], e possua diferentes estratégias de aterramento [29], neste estudo não foi abordado detalhes referente a esse aspecto. Foi considerado na simulação, que o neutro do gerador é aterrado, e no lado CC não possui aterramento. Nos Navios da Marinha do Brasil o aterramento não é aplicado a pontos energizados do sistema elétrico.

2.2.4 Compartilhamento de carga entre geradores elétricos

O conceito de compartilhamento de carga pode ser facilmente aplicado a microrrede MVDC, pois é possível conectar diferentes fontes de energia como geradores, bateria e supercapacitor em paralelo na microrrede. No entanto, a falta de comuni-

cação entre os elementos pode causar dificuldade de conhecer as informações globais e resultar em limitação de desempenho [6].

Na Figura 2.7 é apresentada a malha de controle de compartilhamento de carga entre os dois geradores utilizados neste projeto. A malha de controle pode ser dividida em três estágios, sendo o primeiro estágio composto por uma malha interna de corrente, que gera o sinal para disparo das chaves do conversor VSC, por meio da modulação por largura de pulso (PWM). No segundo estágio da implementação, foi adotado um controle de tensão mais externo, utilizando uma malha de controle mais lenta em comparação com a malha anterior. O objetivo é garantir a tensão constante do barramento MVDC por meio do uso do método ótimo simétrico para sintonizar o controlador de tensão. Por fim, no terceiro estágio foi implementado o compartilhamento de carga, também conhecido como controle *droop*, a fim de garantir a eficiência do sistema.

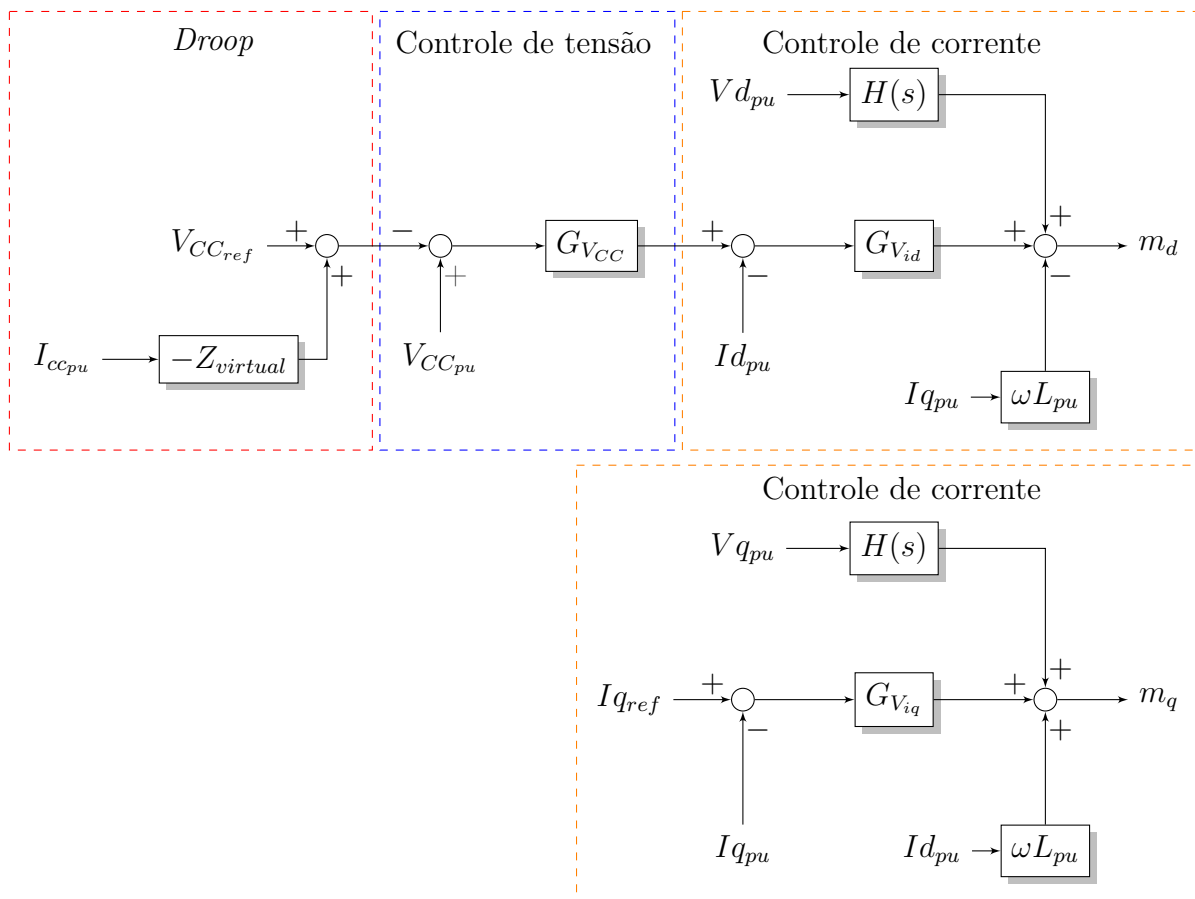


Figura 2.7: Malha de controle do retificador com *droop* para compartilhamento de carga.

Controle de Corrente

A malha de controle de corrente interna apresentada na Figura 2.7, é dividida em corrente do eixo d e q, obtidas por meio da transformada de Park direta [30]. Para o caso da corrente do eixo d, a sua referência é gerada pelo sinal obtido na saída do controle de tensão, já para o caso da corrente de referência do eixo q é igual à zero, para que não tenha presença de reativo.

Na elaboração do controle, primeiro é feita a análise em malha aberta ($G_{oL,dq}(s)$), considerando o controlador ($PI_i(s)$) e a planta (no caso, a impedância CA na Figura 2.6), conforme apresentado em (2.1).

$$G_{oL,dq}(s) = PI_i(s) \cdot G_{i,planta}(s) \quad (2.1)$$

A função que representa a planta do sistema é descrita em (2.2).

$$G_{i,planta}(s) = \frac{1}{L_1 s + R_{eq}} \quad (2.2)$$

A resistência equivalente do circuito é representada pela soma da resistência (R_1) do reator que conecta a saída do conversor CA/CC ao gerador, com a resistência (r_{on}) interna da chave do conversor (CA/CC), conforme é apresentado em (2.3).

$$R_{eq} = R_1 + r_{on} \quad (2.3)$$

A função de transferência em malha fechada do controle de corrente do eixo dq é representada por(2.4).

$$G_{i,cl,dq}(s) = \frac{PI_i(s) \cdot G_{i,planta}(s)}{1 + PI_i(s) \cdot G_{i,planta}(s)} \quad (2.4)$$

A função de transferência do controle de corrente é representada por (2.5).

$$PI_i(s) = \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \quad (2.5)$$

O ganho K_p e a constante de integração K_i podem ser calculados utilizando as equações abaixo e considerando a constante de tempo, τ_i cujos valores típicos adotados são entre 0,5ms e 5,0ms, para garantir uma resposta rápida para o controle de corrente [25].

$$K_p = \frac{L_1}{\tau_i} \quad (2.6)$$

$$K_i = \frac{R_{eq}}{\tau_i} \quad (2.7)$$

Controle de tensão CC

A malha de controle de tensão da Figura 2.8 é composta pelo controlador $PI_v(s)$ de tensão, pela função $G_1(s)$ que representa a malha de controle de corrente com a constante de tempo adotada, e a planta que se deseja controlar, no caso, a tensão do capacitor do elo CC, representado por $G_2(s)$.

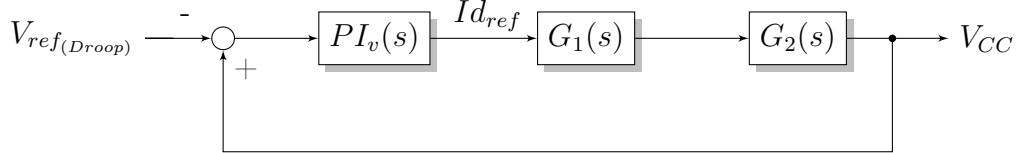


Figura 2.8: Malha de Controle de tensão CC.

Na malha de controle o $G_1(s)$ é definido pela função de transferência de primeira ordem conforme é apresentado em (2.8).

$$G_1(s) = \frac{K_1}{1 + s \cdot \tau_i} \quad (2.8)$$

O tempo de acomodação do sistema à resposta ao degrau é obtido considerando a constante de tempo compensável T_n que é maior ou igual a quatro vezes o valor de τ_i , conforme apresentado em (2.9).

$$T_n \geq 4 \cdot \tau_i \quad (2.9)$$

Na malha de controle, o $G_2(s)$ é definido pela transformada de Laplace do capacitor, conforme apresentado em (2.10).

$$G_2 = \frac{1}{s \cdot C_{cc}} \quad (2.10)$$

O valor do capacitor utilizado para manter a tensão CC constante é definido como:

$$T_0 = C_{cc} \quad (2.11)$$

O ganho do controle de tensão $k_{p,v}$ é definido em (2.12).

$$K_{p,v} = \frac{T_0}{2 \cdot K_1 \cdot \tau_i} \quad (2.12)$$

O tempo de integração T_i do controlador PI_V é obtido por:

$$T_{i,v} = \frac{T_0}{K_{p,v}} \quad (2.13)$$

Capacitor do elo CC

O projeto do capacitor do elo CC, na saída do conversor CA/CC, é uma parte crucial do projeto do conversor VSC, devido à comutação das chaves IGBT gerarem variação de tensão no barramento MVDC [30]. A magnitude da ondulação depende da frequência de chaveamento e da capacitância do barramento, e sua ondulação pode ser reduzida com a utilização de filtros de realimentação de corrente e de tensão do eixo dq.

A capacitância do elo CC pode ser definida por (2.14).

$$C_{CC} = \frac{2 \cdot H \cdot S_{CA}}{V_{CC}^2} \quad (2.14)$$

Onde:

- H é a constante de inércia equivalente do sistema;
- V_{CC} é a tensão CC nominal; e
- S_{CA} é a potência aparente nominal fornecida pelo conversor.

Método de compartilhamento de carga (*droop*)

O compartilhamento de carga pode ser analisado com base na simplificação da microrrede MVDC, conforme Figura 2.9. No caso dos dois geradores, no lado CC, são representados por fontes de tensão V_{cc1} e V_{cc2} , na sequência tem-se a resistência virtual (R_{d1} e R_{d2}), que será definida logo abaixo. Por fim, para conectar a carga em comum aos geradores, são utilizados cabos CC, identificados no circuito como R_{linha1} e R_{linha2} [31] [32].

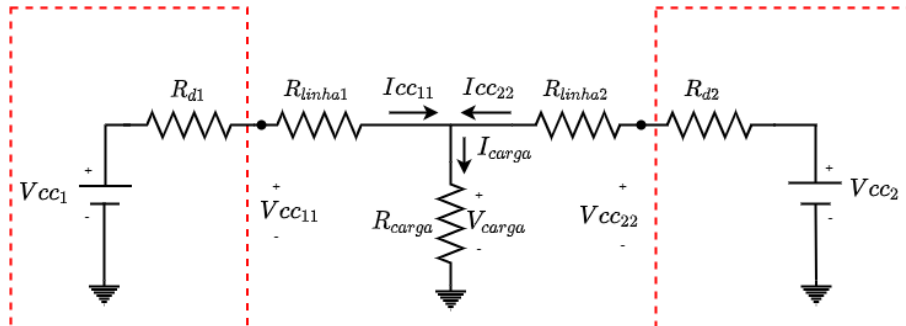


Figura 2.9: Modelo simplificado 2 nós

Na Figura 2.10 é apresentada a curva de variação de corrente do eixo x inversamente proporcional à variação de tensão no eixo y. Com base na análise gráfica

à medida que a corrente aumenta a tensão diminui linearmente, o inverso também ocorre, caso a corrente diminua a tensão aumenta [22]. Essa variação de corrente é ocasionada com a entrada e saída de carga na microrrede MVDC. Por meio da inclinação da curva é possível obter a resistência virtual. Como no caso desse projeto os geradores foram projetados com a mesma capacidade e para trabalharem na mesma proporção, a inclinação das curvas é a mesma, sendo representadas pela variável do gerador 1 como (R_{d1}) , e do gerador 2 como (R_{d2}) [31].

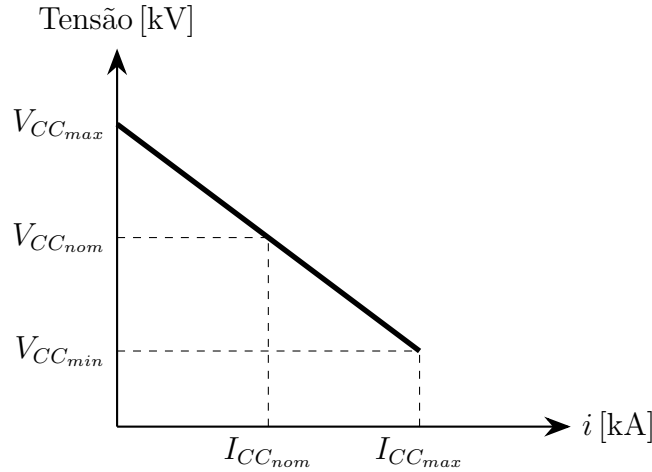


Figura 2.10: Curva de compartilhamento de carga.

O terceiro e último estágio do controle do conversor CA/CC é o método de controle de *droop*, aplicado ao controle dos dois geradores para garantir que um não sobrecarregue o outro, utilizando a equação (2.15).

$$V_{CC_{nom}} = V_{CC}^* - I_{CC_{nom}} \cdot R_d \quad (2.15)$$

$V_{CC_{nom}}$ - representa a tensão nominal na saída de cada conversor;

V_{CC}^* - valor de referência de cada conversor;

$I_{CC_{nom}}$ - corrente nominal na saída total do conversor;

R_d - resistência virtual de cada gerador.

O valor de corrente nominal é definido por (2.16).

$$I_{CC} = \frac{P_{ger}}{V_{bar}} \quad (2.16)$$

2.3 Cargas

Os navios de guerra possuem grande variedade de equipamentos instalados a bordo para atender às mais diversas necessidades operacionais do navio, e essas

cargas podem ser divididas em convencionais, como as que estão presentes na parte de hotelaria (iluminação, tomadas, computadores, entre outros), sistema de combate a incêndio (bombas, alarmes, sistema de monitoramento), sistema de propulsão (motores elétricos, bombas, entre outros) e cargas pulsadas. Estas são provenientes da nova geração de armamentos que se encontram em desenvolvimento e consomem grande quantidade de energia em curto intervalo de tempo, um desafio para o sistema de geração do navio.

2.3.1 Cargas convencionais

As cargas convencionais normalmente encontradas em navios são motores elétricos e bombas, no caso dos navios que utilizam a propulsão elétrica, os motores utilizados para realizar o deslocamento do navio consomem grande parte da energia fornecida pelos geradores [5]. Cargas como motores elétricos podem ser conectadas à microrrede MVDC por conversores CA/CC de forma a adequar os níveis de tensão entre diferentes fontes de energia. Para motores utilizados na propulsão é utilizado um inversor de frequência, pois permite obter resposta rápida e precisa, além de controlar o torque e permitir a partida suave do motor e a reversão de velocidade [7].

2.3.2 Carga pulsada

Em navios militares, existem cargas especiais, tais como radares e sonares, além do desenvolvimento de novos armamentos, como sistema eletromagnético de lançamento de aeronaves (do inglês, EMALS) aplicado a navios aeródromos, lasers de elétrons livres, e canhão eletromagnético (do inglês, EMRG). Essa nova geração de armas tem requisitos de potência periódica de centenas de quilowatts a dezenas de gigawatt com duração variando de vários microssegundos a segundos, sendo denominada de carga pulsada.

Com base nas características apresentadas da carga pulsada, os geradores a diesel atualmente usados não têm capacidade para atender a taxa de rampa de potência exigida. Embora essa taxa de rampa dos geradores possa ser relaxada para acompanhar o comportamento das cargas pulsadas, a vida útil desses geradores pode ser severamente reduzida devido ao desgaste, e o impacto dessas cargas na microrrede pode provocar o afundamento de tensão e perda de estabilidade do sistema. Para garantir a estabilidade e a qualidade de energia oferecida no navio é necessário buscar fontes de energia alternativas e que possuam alta taxa de rampa [33].

Modelagem da carga pulsada

Para modelar a carga pulsada é necessário primeiro definir alguns parâmetros, tais como amplitude do pulso, número de pulsos, duração do pulso, intervalo entre os pulsos e ciclo de trabalho. Essas informações são úteis para dimensionar a capacidade de geração do sistema, que deve ser determinada com base nesse perfil de carga pulsada [34].

A carga pulsada é modelada no programa de simulação PSCAD/EMTDC usando um gerador de sinais, sendo configurada uma resistência variável ($R_{min} \leq R \leq R_{max}$), ou seja, a carga pulsada consome a potência máxima (P_{max}) no instante em que se tem a menor resistência (R_{min}), já no instante em que se tem a maior resistência (R_{max}), a potência tende a zero. A carga pulsada é representada pela forma de onda retangular, sendo adotada nesse presente trabalho uma sequência de três pulsos, uma vez que as cargas pulsadas a bordo reais podem ter o perfil de múltiplos pulsos [35], conforme Figura 2.11 que representa o LDEW aplicado a futuros navios de guerra.

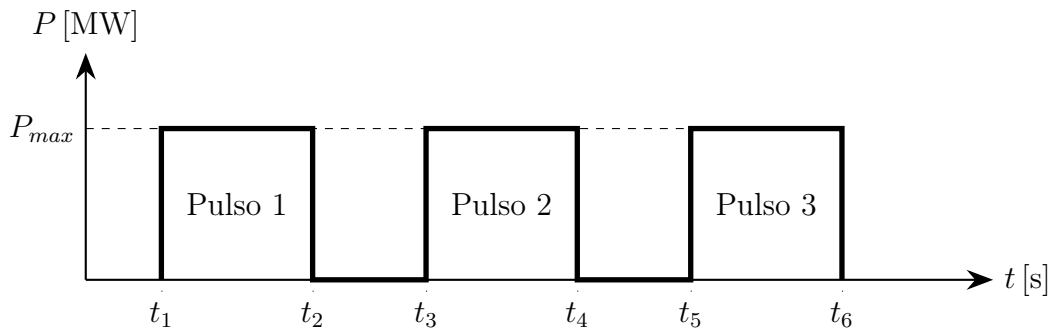


Figura 2.11: Perfil da carga pulsada.

Amplitude de pulso

Existem diferentes tipos de cargas pulsadas, e cada uma delas possui amplitudes diferentes. Entre as cargas pulsadas tem-se o sistema eletromagnético de lançamento de aeronaves (EMALS) que pode atingir o pico de potência de 60 MW [36], já o canhão eletromagnético (EMRG) durante o disparo consome a potência de 25 MW [37]. Existem outras cargas pulsadas como o radar, cuja potência é de 4 MW [18] e o LDEW, de 2 MW [8].

Número de pulsos

O impacto do pulso único e pulsos múltiplos na microrrede MVDC do navio apresenta grande variação, e sua avaliação é importante para dimensionar o sistema de armazenamento de energia, a capacidade do gerador, e determinar os métodos

de gerenciamento de falhas. Para o caso de um único sinal de pulso, ele pode ser representado por diferentes parâmetros, tais como potência de pico máximo (P_{pmax}) e tempo de duração de pulso único (t_p). Para o caso de múltiplos pulsos, além dos parâmetros apresentado para o caso do pulso único, também é preciso considerar o intervalo de tempo (Δt) entre dois sinais de pulso e o número de sinais de pulso N_p .

Duração do pulso

No caso da carga pulsada utilizar pulsos múltiplos, o efeito que essa carga provoca torna-se um desafio ainda maior, uma vez que a potência de pico mais alta e a duração de pulso mais longa resultam em quedas de tensão maiores no barramento MVDC, ao passo que pulsos com tempo pequeno de duração provocam afundamentos de tensão menores. O perfil de potência da carga pulsada dentro de um período pode ser modelado da seguinte forma [35]:

$$P_p(t) = \begin{cases} P_{pmax} & t_0 < t < t_0 + t_p \\ 0 & \text{outros} \end{cases} \quad (2.17)$$

Intervalo de tempo entre os pulsos.

O tempo entre os pulsos (Δt) é um ponto sensível do projeto, pois define o tempo de indisponibilidade dos vários sistemas de armas que estão presentes em um navio de guerra [8].

Sistema de Arma a Laser

A potência do feixe do laser é uma característica que determinaria o grau de destruição que o laser pode infligir ao alvo, e ele deve conseguir lidar com diferentes classes de alvo, e múltiplas ameaças, sendo necessária uma resposta rápida do sistema de energia do navio para desabilitar os alvos, além de considerar outros fatores como as condições atmosféricas e como elas afetarão o feixe de laser, e o que se sabe sobre a ameaça (alcance, cinemática, características, localização dos componentes, composição e espessura do material) [4].

A disponibilidade e a quantidade de energia deve ser empregada considerando diferentes fatores, entre eles o tipo de material do alvo e a distância, um exemplo é que a potência necessária para desabilitar um alvo endurecido (alumínio) é muito maior do que a necessária para o alvo de polietileno, sendo necessária uma potência de fonte de laser de 1,6 MW contra material de alumínio a 1 km, sendo necessário concentrar o laser menos de 1s para desativar o alvo. Dada a mesma fonte de laser (1,6 MW), poderia desabilitar um alvo de polietileno em até 2 km, na ausência de

chuvas. O laser possui baixa eficiência e baixo rendimento, sendo que um sistema de 500 kW requer uma potência de 2 MW de energia elétrica de entrada [4][8].

Nesse trabalho o sistema híbrido de armazenamento de energia foi projetado para atender a carga de 4 MW de potência [38], ou seja, o navio pode ser equipado com duas armas a laser, uma vez que cada arma pode consumir até 2 MW de potência. Como o sistema de armazenamento de energia possui uma grande capacidade de geração, as duas armas a laser podem atuar simultaneamente contra as múltiplas ameaças, conforme é apresentado na Figura 2.12, como ataque de drones [1] e lanchas de ataque rápido [4].



Figura 2.12: Operando o LDEW contra VANT - Adaptado de [1].

Capítulo 3

Sistema de armazenamento de energia e conversor CC

3.1 Sistema de armazenamento de energia

Os geradores a diesel ainda são as principais fontes de energia em navios de grande porte, no entanto, não conseguem corresponder à alta taxa de rampa das cargas pulsadas, que podem provocar o desgaste excessivo e a redução significativa da vida útil dos geradores a diesel convencionais [5]. A maneira de reduzir esses efeitos negativos é fazer a integração do sistema de armazenamento de energia, e assim, aumentar a flexibilidade, redundância, eficiência do sistema, além de atender rapidamente às demandas de carga.

Para compensar os efeitos das cargas pulsadas é necessário analisar as características de vários tipos de unidades de armazenamento de energia, conforme representado na Figura 3.1, pois existem diferentes níveis de maturidade técnica e escala de implementação nas tecnologias disponíveis. Uma vez realizada a escolha, o sistema de energia deve conseguir manter a qualidade da energia e de tensão nos parâmetros estabelecidos no projeto. Apenas um tipo de elemento armazenador de energia não consegue atender aos requisitos do sistema de energia do navio, onde se faz necessário combinar elementos de armazenamentos de alta densidade de energia e de potência. Essa combinação possibilita ao sistema operar com cargas convencionais como iluminação, motores elétricos e bombas de incêndio, como também com cargas pulsadas que geram transitórios rápidos e severos [39].

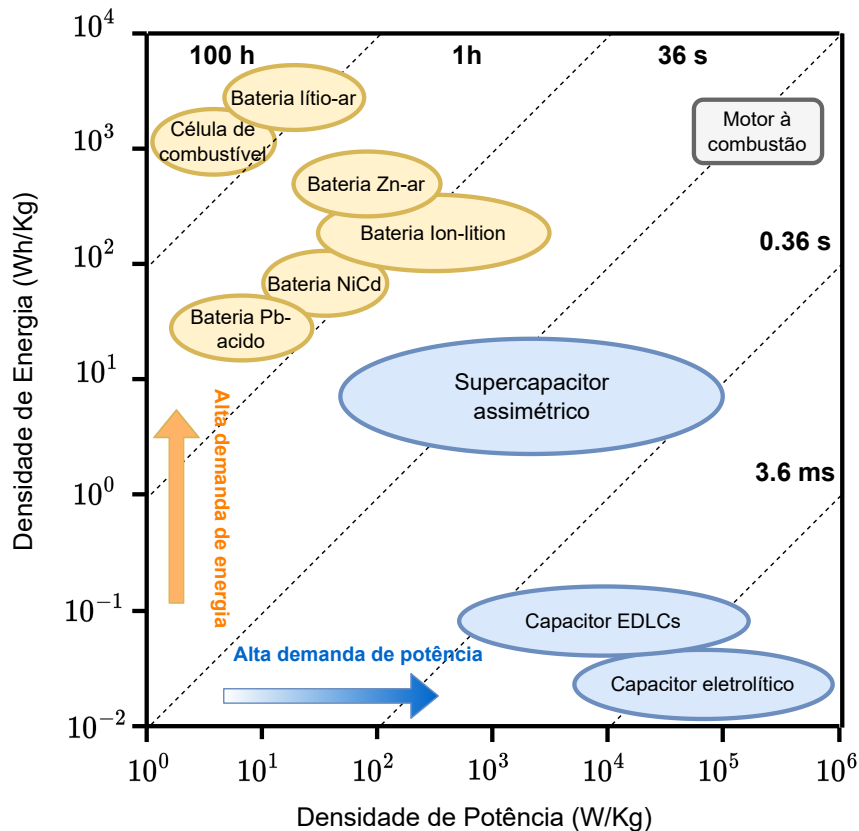


Figura 3.1: Fontes de armazenamento de energia - Adaptado de [2].

A combinação supercapacitor e bateria é uma das configurações de sistema híbrido de armazenamento de energia. A principal vantagem desse sistema em relação à utilização individual de cada elemento armazenador de energia é a combinação da alta densidade de potência proporcionada pelo SC, com a alta densidade de energia fornecida pela bateria [10].

3.1.1 Sistema de armazenamento por Supercapacitor

Os supercapacitores (SC) também são conhecidos como Ultracapacitores (UC). A escolha de utilizar o supercapacitor é considerada pela sua capacidade de atuar como um elemento armazenador de energia para flutuações rápidas, devido à baixa resistência interna e por possuir pequena constante de tempo, o que permite entregar uma alta taxa de rampa de carga/ descarga, resultando em alta densidade de potência, além de manter o balanço de energia de forma estável. Com base no mecanismo de armazenamento de energia, os supercapacitores são classificados em três classes:

- Capacitores Eletroquímicos de Dupla Camada (EDLCs): entre suas principais características, pode-se dizer que o mecanismo de armazenamento em

EDLCs permite absorção e entrega de energia de forma altamente rápida e com melhor desempenho, além de não haver reação química devido ao processo não-Faradaico, eliminando assim o efeito inchaço, pois não ocorre reação eletroquímica [40] [41];

- Pseudocapacitores: entre as suas características estão a natureza Faradaico, que envolve a reação de oxi-redução e sofre com a falta de estabilidade durante o ciclo e baixa densidade de potência [41];
- Supercapacitores Híbridos: as principais características nesse modelo, o eletrodo Faradaico resulta em um aumento da densidade de energia em detrimento da estabilidade cíclica, principal desvantagem dos dispositivos híbridos [41].

O SC do tipo EDLCs é o modelo escolhido, por apresentar boa estabilidade cíclica e bom desempenho de energia [41]. Na Figura 3.2 é apresentado o aspecto construtivo do SC, que consiste em dois materiais à base de carbono como eletrodos, um eletrólito e um separador, que permite alcançar a capacitância de até 3.000 farads [42].

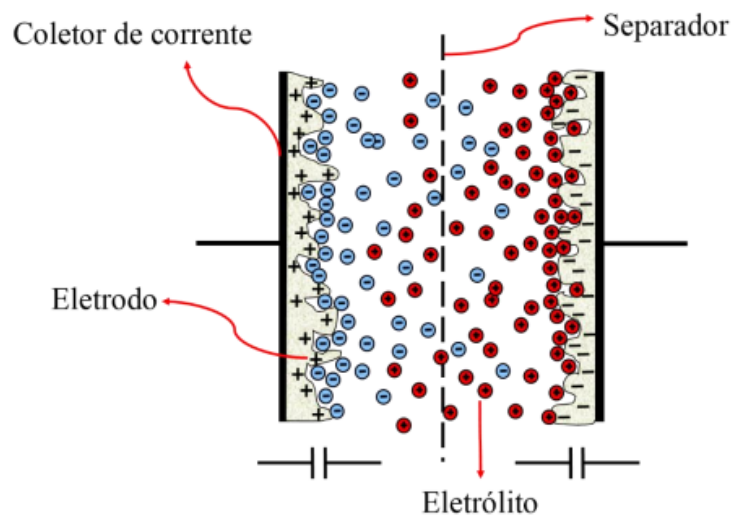


Figura 3.2: Capacitor de camada dupla - Elaborado por [3].

O princípio de armazenamento de energia desse modelo de SC consiste em, ao aplicar uma tensão nos seus terminais, onde há um acúmulo de carga nas superfícies dos eletrodos devido à diferença de potencial, ocorre uma atração entre as cargas opostas, as quais resultam em íons no eletrólito difundindo sobre o separador e nos poros do eletrodo, para evitar a recombinação de íons no eletrodo, uma dupla camada de carga é formada. Essa dupla camada, combinada com o aumento da área

de superfície específica e a diminuição das distâncias entre os eletrodos, permitem que os EDLCs atinjam maior densidade de energia.

Banco de Supercapacitores (SC)

Neste projeto é utilizado um SC com tensão nominal de 1 kV e com potência de 4 MW. Para projetar o banco de SC, baseou-se no módulo comercial da marca Maxwell de 16 V, 58 F, do tipo BMOD0058 E016 C02, onde é possível fazer associações em série e em paralelo [42]. Para atingir o valor de tensão e potência desejada foram utilizados 63 módulos em série, N_s , e 114 módulos em paralelo, N_p , conforme apresentado na Figura 3.3, obtendo-se um banco de SC de 1 kV e 4 kA.

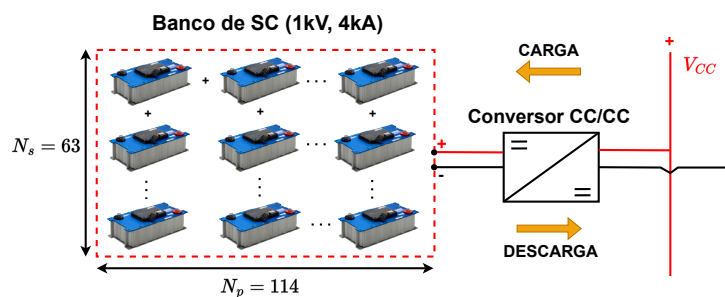


Figura 3.3: Banco de SC.

Ciclo de Carga e Descarga

O SC realiza ciclos ilimitados de carga e descarga, as características relativas a essas duas etapas são apresentadas na sequência.

Ciclo de Carga

Os supercapacitores armazenam energia em uma carga estática do diferencial de tensão nas placas positivas e negativas. Durante o ciclo de carga a tensão do supercapacitor aumenta exponencialmente conforme em (3.1). A partir do momento em que ele se encontra totalmente carregado, uma corrente parasita estável é necessária para mantê-lo carregado e manter sua energia na tensão nominal [43].

$$E = V[1 - e^{-\frac{t}{RC}}] \quad (3.1)$$

- E é a energia armazenada no SC;
- V é a tensão nominal;
- RC é a constante de tempo determinada pela; resistência interna e capacitância do SC.

Ciclo de Descarga

A partir da análise do perfil de descarga do SC é possível extrair duas características, tal como a resistência em série equivalente (RES) e sua capacitância. A Figura 3.4 mostra que o RES do SC causa uma queda de tensão de sua energia armazenada na região da tensão nominal (V_{nom}) até atingir seu limite V_r , na zona de transição entre o RES e o SC, ou seja antes de descarregar a uma taxa linear até seu limite de energia nominal, antes da tensão saturar (V_{sat}) [41] [43].

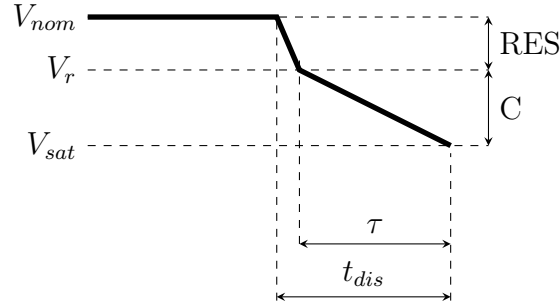


Figura 3.4: Perfil de descarga do supercapacitor

A resistência em série equivalente (RES), mostrada na Figura 3.4, pode ser obtida por meio de (3.2) [44]:

$$RES = \frac{V_{nom} - V_r}{I_{nom}} \quad (3.2)$$

- τ é a constante de tempo de descarga do SC;
- t_{dis} é o tempo de descarga do SC;
- I_{nom} é a corrente nominal do SC.

Ciclo de vida

Os EDLCs usando eletrodos de carbono geralmente têm um ciclo de vida longo, podendo chegar até 1.000.000 de ciclos de trabalho ou 10 anos de vida em temperatura ambiente de $25^\circ C$. No entanto, esse ciclo de vida longo depende de vários fatores, tais como: tipo de célula, materiais do eletrodo, eletrólito, taxa de carga/descarga, tensão de operação e temperatura [41].

Densidade de Potência

A densidade de potência é um dos principais atributos para a escolha do SC [42], e para determinar a sua potência máxima é necessário considerar a resistência em

série equivalente (RES), obtida por meio dos componentes internos do capacitor, tais como os eletrodos, o material dielétrico e os coletores de corrente [40]. O valor de RES merece atenção especial, uma vez que ao reduzir o seu valor, inversamente, aumenta-se a densidade de potência. Já o valor alto do RES limita a taxa de carga/descarga, levando a uma baixa densidade de potência [41]. A potência máxima pode ser calculada por (3.3).

$$P_{max} = \frac{V_{(nominal)}^2}{4 \cdot RES} \quad (3.3)$$

A entrega de potência máxima só pode ser realizada quando a carga tem a resistência idêntica à RES, mas em situações realistas, o resistor de carga geralmente não combina com RES.

Densidade de Energia

A densidade de energia também é considerada um dos principais atributos do capacitor [40]. A busca para aumentar a densidade de energia do capacitor está atrelada tanto em buscar novos compostos que permitam obter altas capacitâncias, como aumentar o valor de tensão nominal até ao seu valor máximo (V_{max}), uma vez que a equação abaixo é uma função quadrática.

$$E_{max} = \frac{0,5 \cdot C \cdot V_{max}^2}{3600} \quad (3.4)$$

- E_{max} é a energia armazenada (Wh);
- C é a Capacitância (F); e
- V_{max} é a tensão nominal máxima (V).

Modelo de circuito equivalente Supercapacitor

Neste trabalho foi utilizado o modelo de circuito equivalente do SC, que prevê seu comportamento elétrico e energético. O modelo RC simples não consegue prever o comportamento não linear do SC. Para modelar com precisão, é necessário um modelo de parâmetros distribuídos, que considera fatores lineares e não lineares, tais como variação de temperatura e efeito da corrente de fuga, que replicam a distribuição de carga e autodescarga com valores de parâmetros de circuitos equivalentes adequados do SC [44].

O modelo utilizado com três ramos é adequado para entender o comportamento completo do SC. Um indutor em série pode ser adicionado para condição de carga, mas medições mostram que indutância muito pequena pode ser negligenciada na maioria das aplicações [44].

O modelo do SC apresentado na Figura 3.5 é dividido em três estágios e as características de cada braço são apresentadas abaixo [44] [45]:

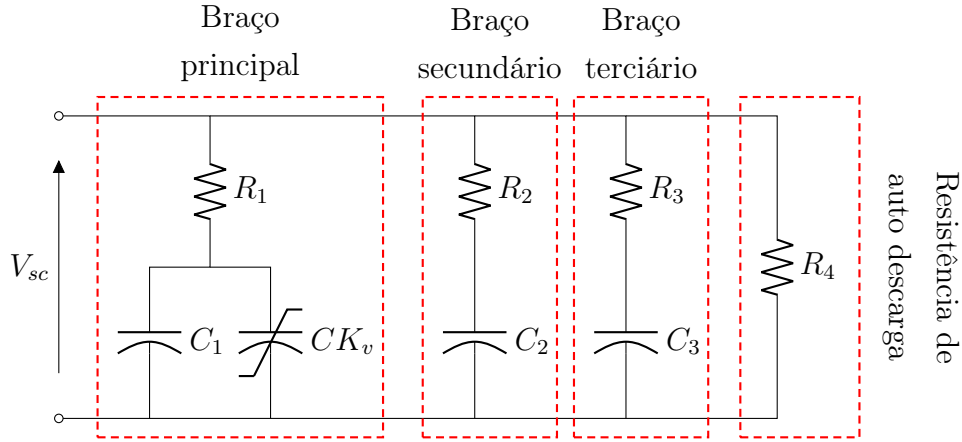


Figura 3.5: Circuito equivalente do Supercapacitor

- O braço principal é o responsável pelo armazenamento do SC, os seus parâmetros K_v (F/V), R_1 e C_1 afetam a resposta de curto prazo (em segundos) [45]. A resistência R_1 prevê o comportamento não-linear referente à temperatura conforme é apresentado em [44].
- Braço secundário é responsável pela descarga e os parâmetros R_2 e C_2 afetam a resposta de curto a médio prazo (em minutos) [44].
- Braço terciário é responsável também pela descarga, mas os parâmetros R_3 e C_3 afetam a resposta de médio a longo prazo, superior a 10 minutos [45].
- A propriedade de autodescarga do SC é representada por um resistor de fuga paralelo ao terminal do SC modelado como resistor paralelo equivalente (R_4). Esse é um fator importante para determinar a duração de tempo para armazenar energia em circuito aberto [46].

A resistência de autodescarga pode ser obtida por meio da relação (3.5). Com relação à corrente de fuga, ela é definida na folha de dados do fabricante do SC, assim como a tensão nominal.

$$R_4 = \frac{V_{nom}}{I_{fuga}} \quad (3.5)$$

As características de autodescarga são fundamentais para determinar o tempo de *backup*, quando a fonte de carga principal é desconectada do supercapacitor, é iniciado o processo de autodescarga devido a sua alta resistência interna, provocando uma queda de tensão no decorrer do tempo.

Projeto do modelo não linear do SC

No projeto do SC foi utilizado o software PSIM que possui uma ferramenta com o modelo de Supercapacitor para obter os parâmetros necessários. A partir dessa ferramenta é possível verificar a curva de carga e descarga do SC para obter os parâmetros necessário do circuito.

Para utilizar a ferramenta do PSIM no projeto da microrrede MVDC foi necessário adequar os parâmetros tanto de tensão em relação ao tempo, como os valores de corrente. Para que o SC consiga fornecer valores elevados de tensão e corrente, utiliza-se o número de módulo em série e paralelo.

A partir dos dados obtidos no software PSIM, foi desenvolvido o modelo do circuito equivalente do SC no software PSCAD/EMTDC, e na Figura 3.6 é apresentada a curva de carga e descarga do SC.

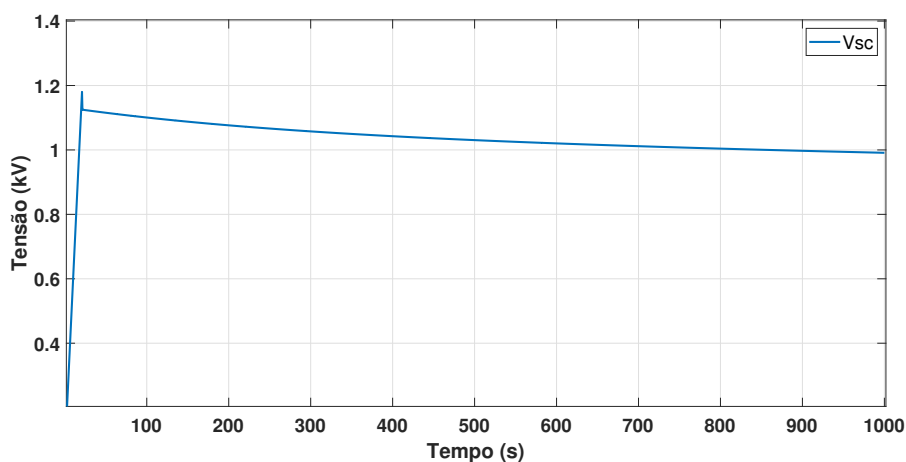


Figura 3.6: Curva de carga e descarga de longa duração do SC.

3.1.2 Sistema de armazenamento por bateria

As baterias são empregadas como elemento armazenador/ regulador de energia devido a sua capacidade de fornecer maior quantidade de energia por um longo período em relação a outras fontes de energia como o SC. Embora a bateria de chumbo-ácido seja bem conhecida, a de íon-lítio ganha a cada dia mais espaço devido a sua alta densidade de energia, baixa taxa de auto-descarga e longa vida útil [21].

Bateria de Íon-lítio

A bateria de íon de lítio possui duas características vantajosas em relação à bateria de chumbo-ácido, maior densidade de energia e tempo de vida. O ciclo de vida normalmente é de 1.000 a 10.000 [38], mas dependendo da profundidade da descarga pode chegar a 100.000 ciclos de vida [47].

Dimensionamento do Banco de Baterias

Um sistema de armazenamento de energia por bateria, assim como por SC, pode ser integrado a microrrede MVDC por meio de um conversor bidirecional do tipo DAB, conforme apresentado na Figura 3.7. O banco de baterias é formado por uma associação em série e em paralelo [21] [42], para obter valor maior de tensão e capacidade de ampere-hora, e atender às exigências do projeto.

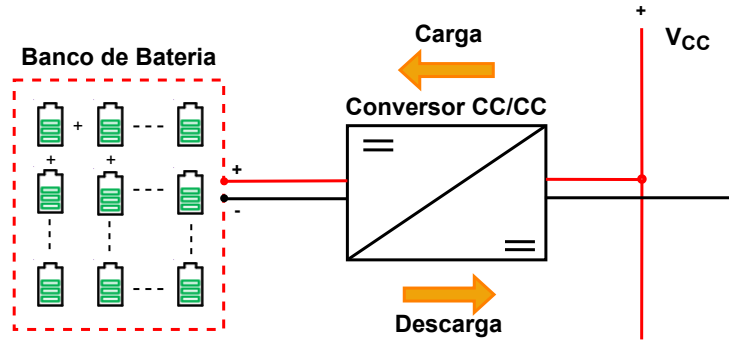


Figura 3.7: Banco de Bateria.

Associação em série da bateria (N_s)

Para este projeto foi considerada a bateria de Íon-lítio, a tensão máxima adotada é de 1 kV e 48 V para a tensão do módulo, sendo utilizados 21 módulos em série. O módulo da bateria é formado por um conjunto de células, cujo valor de tensão por célula é de 3,6 V.

Associação em paralelo da bateria (N_p)

Para obter o número de células em paralelo foi definida a corrente máxima de 4 kA e a corrente da célula 12A, sendo empregados 334 módulos.

Tempo de duração da bateria

A capacidade da bateria ($Capac$) utilizada foi de 800 Ah [39] e a corrente nominal ($I_{nominal}$) de 4 kA, o tempo (t) de descarga da bateria é de 12 minutos, definido a partir de (3.6).

$$t = \frac{Capac}{I_{nominal}} \quad (3.6)$$

A energia armazenada na bateria pode ser obtida a partir da sua capacidade multiplicada pela tensão, conforme apresentado abaixo:

$$E = Capac \cdot V_{nominal} \quad (3.7)$$

A energia armazenada na bateria é de 0.8 MWh, capaz de atender o disparo realizado pelo LDEW e ainda manter uma reserva para realizar um novo disparo.

Modelo elétrico da bateria

A bateria pode ser modelada de diferentes maneiras, para representar o seu comportamento de carga e descarga por meio de circuitos elétricos, dependendo dos requisitos do projeto e da precisão do sistema. O estudo de modelagem de bateria possui vários modelos disponíveis, entre eles o simples, modificado, avançado, *Thevenin* e não-linear [39].

O modelo utilizado para representar a bateria no PSCAD/EMTDC é o modelo não-linear. Neste modelo, o circuito é formado por uma fonte ideal de tensão controlada por corrente, em série com uma resistência [48]. A fonte de tensão controlada é atualizada a cada passo de simulação, pois depende da integral da corrente medida no circuito, que varia no tempo, conforme é apresentado na Figura 3.8

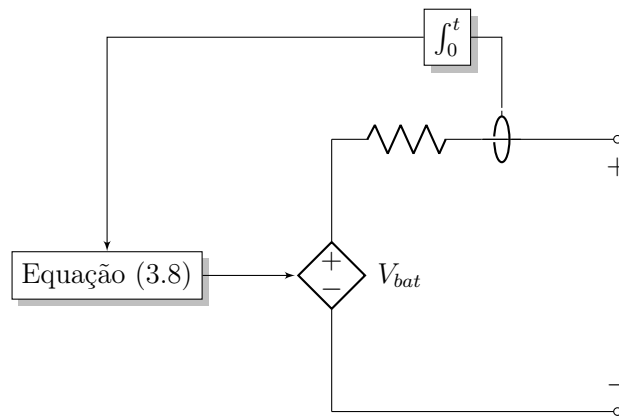


Figura 3.8: Modelo não-linear da bateria

A fonte de tensão é controlada por (3.8) e seus parâmetros podem ser obtidos na literatura [48].

$$E = E_0 - k \cdot \frac{1}{SoC} + A \cdot e^{B \cdot Q \cdot (1 - SoC)} \quad (3.8)$$

- E - Tensão sem carga (V);
- E_0 - Tensão constante da bateria (V);
- k - Tensão de polarização (V);
- SoC - Estado de carga da bateria;
- Q - Capacidade de carga (Ah);

- A - Amplitude da zona exponencial (V);
- B - Constante inversa do tempo da zona exponencial ($1/Ah$);

3.2 Conversores CC-CC bidirecionais

Ao optar por utilizar a microrrede MVDC e implementar os novos sistemas de armas, além da escolha de fonte de armazenamento, a escolha do tipo de conversor CC-CC também é importante, uma vez que operará em uma larga faixa de tensão de entrada, regulando a tensão de saída e fornecendo energia em uma larga faixa de potências, de maneira bidirecional [49].

Na literatura existem diferentes topologias de conversores com capacidade de realizar fluxo bidirecional, sem isolamento e com isolamento galvânico, permitindo trabalhar com bateria e SC na entrada do conversor, e obter na saída a tensão desejada para conectar ao barramento MVDC. Entre os conversores CC-CC, muito utilizado e sem isolamento, tem-se o *buck-boost* de dois níveis, e suas variantes como o de três níveis e o multi-nível generalizado [50]. Já para os conversores que, além de serem bidirecionais, também possuem transformadores isoladores, como o conversor do tipo DAB, que surge como uma proeminente alternativa, essa topologia possui diferentes configurações tais como meia-ponte (*Dual Half Bridge*), trifásico, monofásico, MMC, e outras arquiteturas que foram analisadas em outros estudos [49] [51] [52].

3.2.1 Conversor *Dual Active Bridge*

Os conversores DAB podem ser empregados para conectar o sistema de armazenamento de energia ao barramento MVDC, adequando os diferentes níveis de tensão necessários à operação do sistema [9]. Outras características também são consideradas relevantes para a escolha desse modelo, tal como a comutação suave, o isolamento galvânico e, principalmente, o fluxo de potência bidirecional, que permite carregar e descarregar as fontes dos equipamentos armazenadores de energia [49].

Conversor *Dual Half Bridge*

O conversor *Dual Half Bridge* apresentado na Figura 3.9 é derivado do conversor DAB monofásico que apresenta na sua estrutura duas pontes completas H1 e H2. Possui na entrada (V_{in}) duas meia pontes, sendo uma formada por chave IGBT com diodo em anti-paralelo e um capacitor, a outra meia ponte é formada por dois capacitores ligados em série. Esta mesma composição é encontrada na saída (V_{CC}). A utilização do capacitor substituindo uma meia ponte na entrada dobra a tensão

nos terminais das chaves do lado primário. Na saída, esta substituição gera o dobro da corrente no barramento CC compensada pela tensão dividida entre os capacitores das extremidades[49].

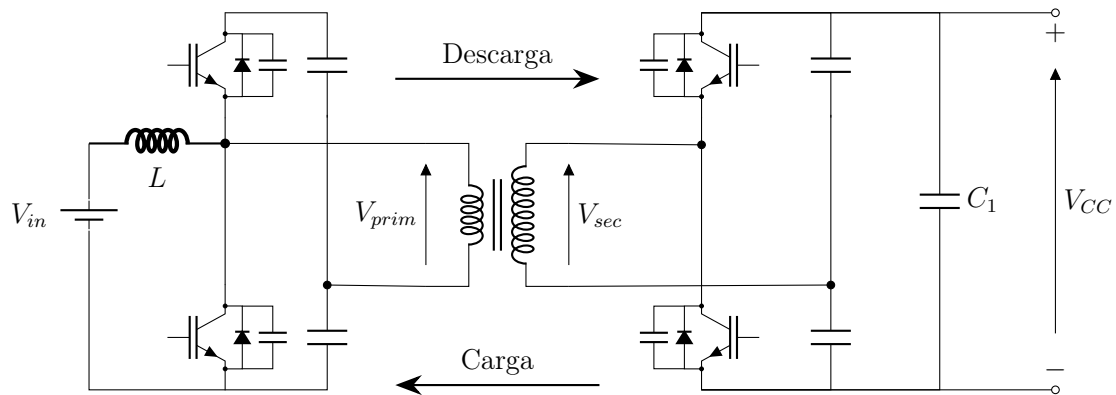


Figura 3.9: Conversor Dual Half Bridge.

Conversor DAB trifásico

O conversor CC-CC do tipo DAB trifásico apresentado na Figura 3.10, além das características comum aos conversores CC-CC do tipo DAB já abordada, possui algumas vantagens em relação à versão monofásica do DAB, como redução de volume do filtro capacitivo na entrada e saída do conversor, e por trabalhar com uma potência aparente menor no transformador, devido ao modelo trifásico trabalhar com correntes menores em relação ao monofásico. Por outro lado, a topologia trifásica apresenta maior número de interruptores e as correntes na entrada e saída apresentam grandes ondulações em relação à monofásica, além de maior complexidade do controle [52].

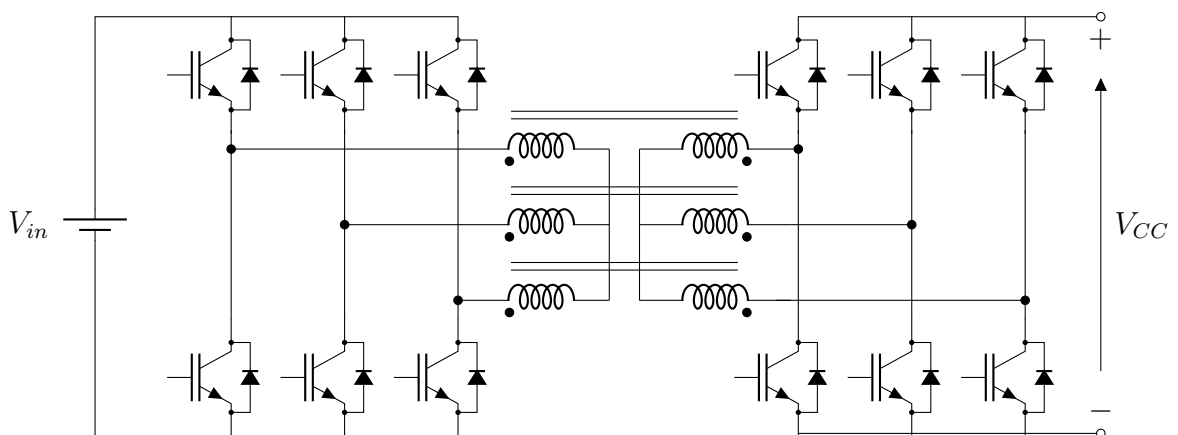


Figura 3.10: Conversor DAB trifásico.

Conversor DAB monofásico

A arquitetura do conversor DAB monofásico é formada por duas pontes completas H_1 e H_2 , e essas são interligadas por meio do transformador de alta frequência (HF), conforme apresentado na Figura 3.11. O transformador de alta frequência fornece o isolamento galvânico e permite ajustar o nível de tensão entre as fontes e/ou cargas alocadas no barramento MVDC, sendo possível conectar o conversor por fontes (bateria e supercapacitor) [53]. O conversor do tipo DAB monofásico tem sido empregado em navios de microrrede MVDC por trabalhar com potência de 1MW [54], além de possuir alto rendimento, custo baixo, menor volume [55], outra característica que levou a escolha de utilizar esta estrutura é o fato do controle ser mais fácil de ser implementado em relação ao do DAB trifásico.

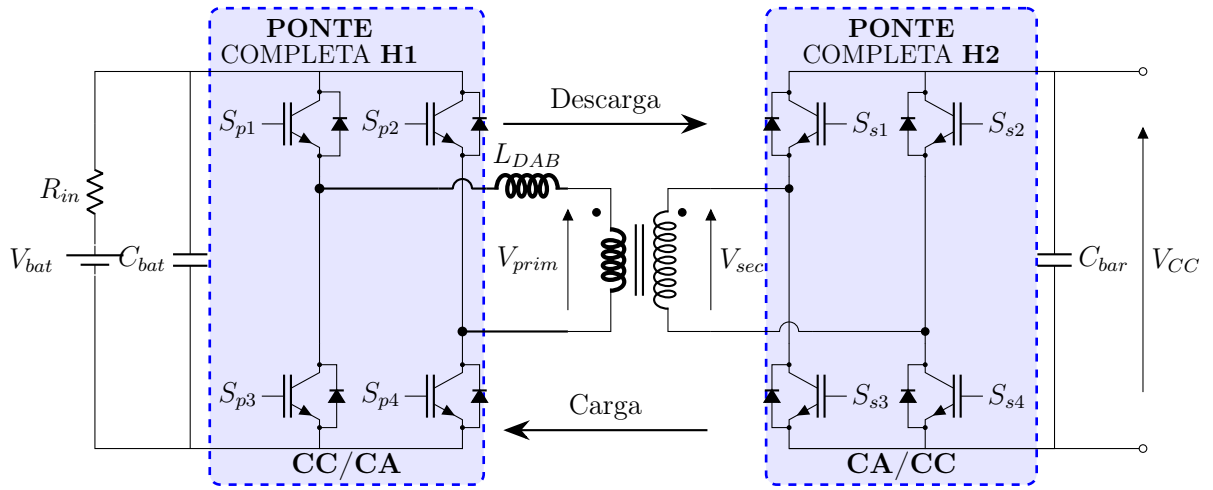


Figura 3.11: Conversor DAB monofásico.

Modelagem do conversor DAB monofásico

O funcionamento do conversor DAB durante o fluxo direto (descarga) e reverso (carga) de energia está diretamente ligado à variação do ângulo de defasagem δ , e às correntes do primário (I_{prim}) e secundário (I_{sec}) do transformador, conforme é apresentado na Figura 3.11. A partir da equação clássica da potência média (P_{med}) do conversor DAB apresentada em (3.9), é possível encontrar as correntes do primário e secundário [55].

$$P_{med} = \frac{V_{bat} \cdot V_{CC}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{DAB} \cdot n} \cdot \delta \cdot \left(1 - \frac{|\delta|}{\pi}\right) \quad (3.9)$$

- P_{med} : potência média do conversor DAB;
- V_{bat} : tensão da fonte de energia (bateria) conectada no lado primário;

- V_{CC} : tensão do barramento conectado no lado secundário;
- δ : ângulo de defasagem;
- n : relação de transformação do transformador;
- L_{DAB} : indutância de transferência de Potência;

Indutância de Transferência de Potência (L_{dab})

A indutância L_{dab} é formada pela indutância de dispersão do transformador e, utilizada como principal elemento na transferência de energia entre o sistema de armazenamento de energia com o barramento CC [49]. A expressão que determina a indutância (em henry) necessária para se transmitir a potência desejada à carga é obtida por:

$$L_{DAB} = \frac{V_{bat} \cdot V_{CC}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot P_{med} \cdot n} \delta \left(1 - \frac{|\delta|}{\pi} \right) \quad (3.10)$$

O valor da indutância é dependente das especificações de tensão, potência, frequência de comutação e da relação de transformação, além do ângulo de operação com carga nominal. O ângulo de defasagem escolhido para projeto considera o fluxo de potência ativa e reativa para o ângulo definido, e a faixa de operação que reduz o fluxo de potência reativa está compreendida entre: 15° e 45° [56] [52].

Análise qualitativa da indutância L_{dab} indica que ao empregar valores baixos de indutância, acarreta elevados picos de corrente, enquanto o uso de alta indutância, apesar de diminuir os estresses de corrente, reduz a capacidade de transmissão de potência. Para o caso da escolha do angulo de 90°, obtém-se a máxima potência ativa, entretanto tem-se o incremento da potência aparente, além de ter picos de correntes no transformador e nas chaves [56] [57]. Já para o angulo de 180°, a potência ativa é nula e a reativa é máxima [57]. Na faixa compreendida entre 90° e 180° não é recomendado trabalhar, uma vez que a potência aparente aumenta consideravelmente, provocando pico de corrente no indutor (L_{dab}) [56].

Transformador do conversor DAB monofásico

Embora neste trabalho, o transformador do conversor DAB utilizado tenha sido o modelo ideal, que não considera a perda no núcleo, na prática, é o principal responsável pela perda de eficiência do conversor, além do grande volume. No estudo [54] são apresentadas diferentes técnicas de construção e isolamento utilizada para reduzir o volume do transformador de média frequência, melhorando a eficiência térmica e fornecendo alta densidade de potência.

Filtro capacitivo do conversor DAB

Os capacitores conectados na entrada das fontes de armazenamento de energia e no barramento funcionam como filtros no conversor DAB, cuja função é atenuar e regular as possíveis ondulações ocasionadas pela operação de comutação das chaves. O dimensionamento do capacitor pode ser elaborado por meio das equações (3.11) e (3.12).

- Filtro do capacitor do barramento MVDC aplicado tanto para o conversor da bateria, como para o SC [49] [52]:

$$C_{bar} \geq \frac{50 \cdot P_{med}}{V_{CC}^2 \cdot f_{sw}} \quad (3.11)$$

- Filtro do capacitor conectado às fontes de armazenamento híbrido de energia [49] [52]:

$$C_{bat} \geq \frac{50 \cdot P_{med}}{V_{bat}^2 \cdot f_{sw}} \quad (3.12)$$

Filtro indutivo (L_{bat})

O filtro indutivo (L_{bat}) é inserido após o filtro capacitivo do barramento (C_{bar}). A principal função do indutor que conecta o conversor DAB ao barramento é filtrar as ondulações de corrente durante a operação do conversor.

$$L_{bat} = \frac{\Delta v_{L_{bat}} \cdot V_{bat_{min}} \cdot D}{\Delta i_{L_{bat}} \cdot I_{bat} \cdot f_c} \quad (3.13)$$

- $\Delta v_{L_{bat}}$ — variação de tensão aplicada sobre o indutor da bateria ou SC;
- $V_{bat_{min}}$ — tensão mínima para descarga da bateria ou SC;
- $\Delta i_{L_{bat}}$ — variação de corrente mínima que o indutor da bateria atinge em regime permanente ou SC;
- f_c — frequência de corte, em relação à frequência de chaveamento;
- D — razão cíclica, definida pela comutação.

Modulação por deslocamento de fase (δ)

A modulação por deslocamento de fase, ou *phase-shift* (PS), é o método mais utilizado devido a sua forma simples de implementar, sendo empregada para controlar a potência transmitida entre as portas do conversor DAB, além da capacidade de

determinar a direção desse fluxo e apresentar bom desempenho [58]. Neste tipo de modulação, a variável de controle corresponde ao ângulo de defasagem (δ) entre os comandos dos interruptores da ponte H1 e da ponte H2 do conversor [57], sendo que as pontes trabalham com a razão cíclica constante de 50% entre suas chaves (Sp_1 e Sp_4 , Sp_2 e Sp_3 , Ss_1 e Ss_4 , Ss_2 e Ss_3) [57] [59]. Existem outras técnicas de modulação que podem ser utilizadas para o conversor DAB, tal como *dual phase-shift*, *triple phase-shift*, dentre outras [49].

Comutação suave

A técnica de comutação suave é empregada pelo conversor DAB de forma natural, uma vez que está associada a características definidas na elaboração do projeto do conversor, tal como: variação de potência de saída, a relação entre as tensões de entrada e saída e o ângulo de defasagem (δ) entre a ponte completa H1 e H2, essas características influenciam na ampliação ou redução da faixa de operação com comutação suave. O conversor visa atuar dentro da faixa de comutação suave para poder reduzir as perdas elétricas e assim atingir um maior rendimento da estrutura [49] [52].

Tensão e Corrente aplicadas ao indutor (L_{DAB})

A tensão medida sobre o indutor L_{DAB} é obtida por meio da equação (3.14).

$$V_{L_{DAB}}(t) = V_{prim}(t) - V_{sec}(t) \quad (3.14)$$

A defasagem entre as tensões das duas pontes implica em uma diferença de potencial aplicada aos terminais do transformador produzindo a corrente $I_{L_{DAB}}$, que transfere energia entre as pontes H1 e H2. Assumindo que os parâmetros do circuito são mantidos constantes, tem-se que a potência requerida pela carga determina o valor do ângulo de defasagem e, por consequência, influencia o comportamento da corrente no indutor externo. Essa influência pode ser observada por meio da equação que define o valor inicial da corrente que, após simplificada, é representada por:

$$I_{L_{DAB}}(t) = \frac{1}{4 \cdot f_s \cdot L_{DAB}} \left[V_{bat} - \frac{V_{CC}}{n_{bat}} \left(1 - 2 \cdot \frac{\delta}{\pi} \right) \right] \quad (3.15)$$

Observa-se na equação acima que a corrente assume valor positivo $i_L(t_0)$, sempre que a relação em (3.16) for válida. Nesse caso foi aplicado ao sistema de bateria, mas ele também serve à aplicação com o SC.

$$V_{bat} > \frac{V_{CC}}{n_{bat}} \left(1 - 2 \cdot \frac{\delta}{\pi} \right) \quad (3.16)$$

A direção e a magnitude da corrente do indutor I_{Ldab} podem ser alteradas ajustando a mudança de fase entre as tensões de onda quadrada, com base na tensão do lado primário (V_{prim}) em comparação com tensão do lado secundário (V_{sec}), que podem controlar a direção do fluxo de energia e a magnitude do DAB. As tensões em ambos os lados do indutor no sistema de energia CA tradicional são ondas senoidais. No caso do conversor DAB são ondas quadradas ou quase quadrada de alta frequência.

3.3 Arquitetura do sistema híbrido de armazenamento de energia

Na Figura 3.12 é apresentada a arquitetura de uma microrrede MVDC, que possui geradores com capacidade de atender as cargas convencionais do navio, com as cargas localizadas na Zona 1 e 2.

Na arquitetura também estão presentes os conversores do tipo DAB, os quais são conectados ao sistema de bateria e ao SC, sendo esses responsáveis por manter a tensão do barramento (B4) acima do limite mínimo de 0,95 pu, que equivale a 11,4 kV, além de proteger a carga vital da Zona 2. A localização do sistema de armazenamento de energia no barramento B4 se deve ao fato de proteger a carga sensível do navio, além de estar próxima do barramento B5 onde está localizada a carga pulsada, os barramentos são conectados pelo cabo CC [60] e devido à pequena distância entre eles, apresenta valor de resistência e indutância menor em relação aos outros barramentos que são interligados, conforme Tabela 3.1.

Tabela 3.1: Parâmetros do cabo CC.

Conv do G1/B1	B1-B3	B1-B3	B3-B4	B3-B4	B4-B5	B4-B5
L_{disp} (mH)	R_{11} (Ω)	L_{11} (mH)	R_{12} (Ω)	L_{12} (mH)	R_{13} (Ω)	L_{13} (mH)
5,75	0,352	5,36	0,352	5,36	0,0352	0,536
Conv do G1/B2	B1-B3	B1-B3	B3-B4	B3-B4	B4-B5	B4-B5
L_{disp} (mH)	R_{21} (Ω)	L_{21} (mH)	R_{22} (Ω)	L_{22} (mH)	R_{23} (Ω)	L_{23} (mH)
5,75	0,352	5,36	0,352	5,36	0,0352	0,536

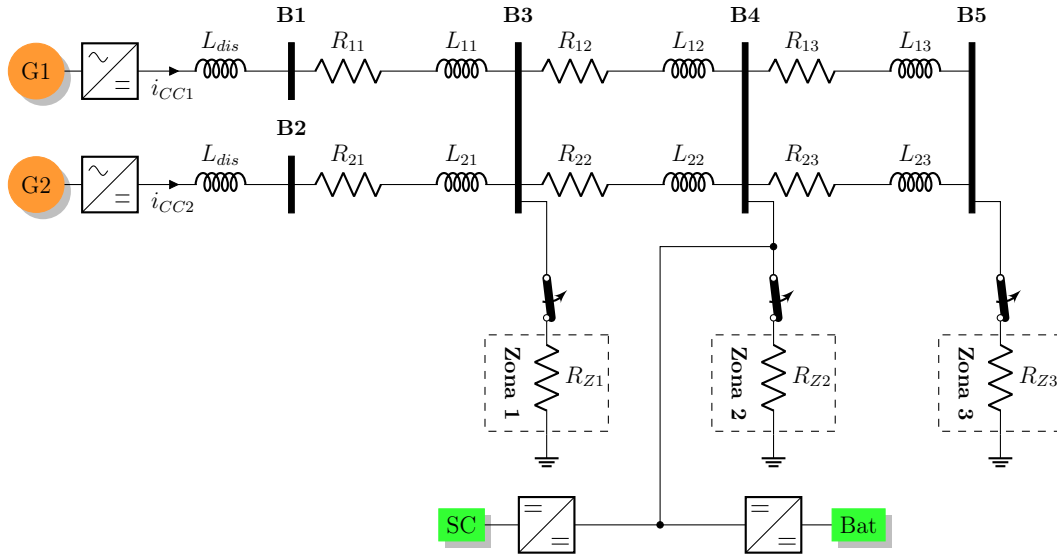


Figura 3.12: Arquitetura da microrrede MVDC.

3.3.1 Coordenação entre os Geradores e o HESS

Em navios de médio e grande porte, tanto os geradores quanto os sistemas de armazenamento de energia são integrados para lidar com diferentes situações operacionais. Em comparação com a potência nominal dos geradores a diesel, a capacidade do sistema de bateria e do SC são bem menores. O sistema de armazenamento de energia da bateria, opera tanto como uma fonte de alimentação, garantindo a tensão do barramento MVDC, como também como uma carga acumulando energia excedente, trabalhando como regulador de energia nos dois casos.

3.3.2 Algoritmo de carga e descarga do sistema híbrido de armazenamento de energia

Na implementação do algoritmo de carga e descarga, o algoritmo de controle pode ser dividido em três etapas, sendo a primeira a leitura das variáveis do estado de carga (SoC) de cada fonte de armazenamento de energia, sendo a faixa desejável de trabalho apresentada abaixo, e as faixas que extrapolam tanto os limites inferiores como superiores são consideradas não permitidas [61].

$$SoC_{SC} = \begin{cases} 95\% & max \\ 20\% & min \end{cases} \quad (3.17)$$

$$SoC_{Bat} = \begin{cases} 85\% & max \\ 40\% & min \end{cases} \quad (3.18)$$

Além da leitura do SoC, o algoritmo também considera a comparação da potência gerada com a potência consumida, e com base nessa informação são tomadas as ações modo de descarga, modo de carga e nenhuma ação, para equilibrar o fluxo total de potência no barramento MVDC [9], conforme é apresentado no fluxograma da Figura 3.13. Neste trabalho foi adotada a condição do sistema híbrido de armazenamento de energia que se encontra previamente carregado e dentro da faixa permitida de operação do SOC, não sendo necessário recarregar o sistema de bateria e o SC durante a simulação.

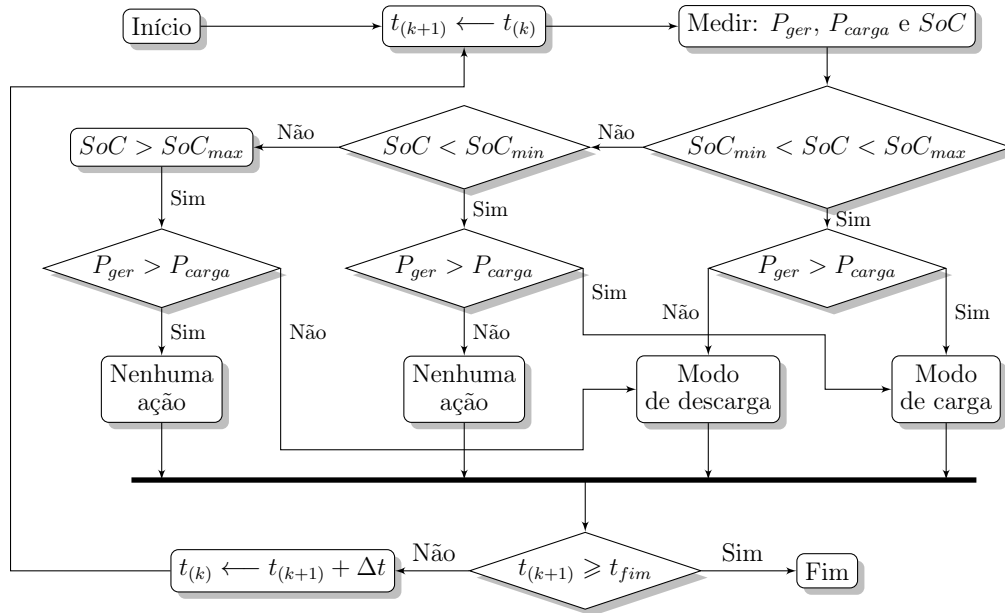


Figura 3.13: Algoritmo de operação do sistema híbrido de armazenamento de energia.

3.3.3 Controle do sistema híbrido de armazenamento de energia

Para estudar o comportamento do conversor DAB, foi utilizado o modelo de pequenos sinais linearizado em torno de um ponto de operação, sendo possível analisar o comportamento dinâmico e transitório do conversor conectado tanto às fontes de baixa tensão como ao sistema de bateria e SC, com o barramento MVDC, representados pelas Figuras 3.14 e 3.15.

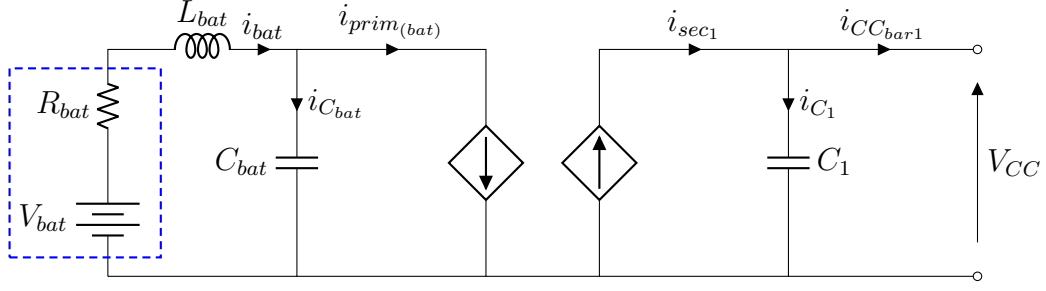


Figura 3.14: Modelagem de pequenos sinais do Conversor DAB aplicado ao sistema de bateria.

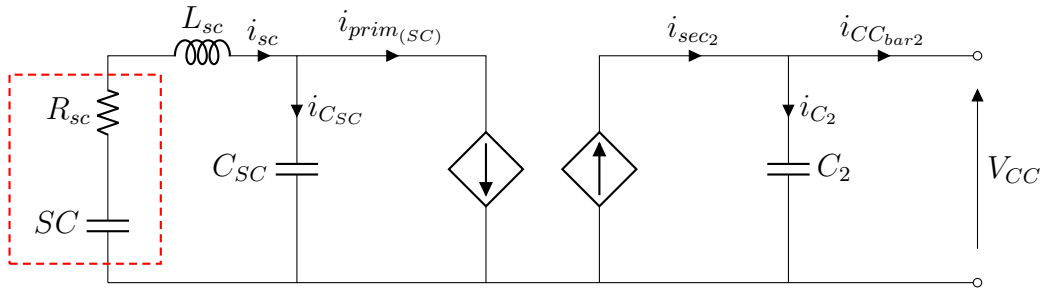


Figura 3.15: Modelagem de pequenos sinais do Conversor DAB aplicado ao SC.

Utilizando a lei de Kirchhoff aplicada aos circuitos apresentados nas Figuras 3.14 e 3.15, obtêm-se as correntes do lado primário e secundário do conversor, sendo a formulação a seguir desenvolvida para o sistema de bateria, conforme (3.19) e (3.20), mas também pode ser aplicada para o SC.

$$i_{prim(bat)}(t) = i_{bat}(t) - i_{C_{bat}}(t) \quad (3.19)$$

$$i_{sec1}(t) = i_{C_1}(t) + i_{CC_{bar1}}(t) \quad (3.20)$$

Considerando um sistema com perdas nulas, o conversor é considerado ideal e atua em regime permanente em torno de um ponto de equilíbrio, então as correntes médias podem ser obtidas isolando os termos da equação (3.9) [55].

$$i_{prim(bat)} = \frac{P_{med}}{V_{bat}} = \frac{V_{CC}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{DAB} \cdot n_{bat}} \cdot \delta \cdot \left(1 - \frac{|\delta|}{\pi}\right) \quad (3.21)$$

$$i_{sec1} = \frac{P_{med}}{V_{CC}} = \frac{V_{bat}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{DAB} \cdot n_{bat}} \cdot \delta \cdot \left(1 - \frac{|\delta|}{\pi}\right) \quad (3.22)$$

Para determinar a corrente que circula no capacitor do barramento (I_{C_1}), utiliza-se a equação (3.23).

$$i_{C_1}(t) = C_1 \frac{dv}{dt} \quad (3.23)$$

Após obter a corrente que circula no capacitor do barramento e a que circula no barramento MVDC (3.24) em (3.22), obtém-se:

$$i_{sec1}(t) = C_1 \cdot \frac{dv_{CC}(t)}{dt} + \frac{V_{CC}(t)}{R_{CC}} \quad (3.24)$$

Aplicando a transformada de laplace em (3.24) para trabalhar no domínio da frequência, tem-se:

$$i_{sec1}(s) = \frac{V_{CC}(s)}{R_{CC}} \cdot (R_{CC} \cdot C_1 \cdot s + 1) \quad (3.25)$$

Por fim, para obter a função de transferência do controle de corrente do barramento MVDC, foi realizada a substituição do termo(3.22) em (3.25), e logo na sequência os termos foram reorganizados para manter o termo de interesse (i_{CC_1}) isolado em função do ângulo (δ), como é apresentado em (3.26).

$$Gi_{CC_{bar1}} = \frac{i_{CC_{bar1}}(s)}{\delta(s)} = \frac{V_{bat}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L_{DAB} \cdot n_{bat}} \left(1 - \frac{2\delta}{\pi}\right) \frac{1}{s \cdot R_{CC} \cdot C_1 + 1} \quad (3.26)$$

3.3.4 Arquitetura de controle do sistema híbrido de armazenamento de energia

A estrutura de controle do sistema híbrido de armazenamento de energia consiste no compartilhamento de energia entre o sistema de bateria e de SC para mitigar os efeitos da carga pulsada. A arquitetura do controle é apresentada na Figura 3.16, após realizar a comparação entre a tensão de referência (V_{ref}) com a tensão medida na carga sensível localizada na Zona 2 (V_{load2}), é utilizado o fator (K) que representa o ganho de tensão combinado dos conversores do sistema de bateria e do SC, na sequência o sinal de controle é enviado para o controlador, resultando na corrente total (I_{tot}), sendo utilizada tanto para o sistema de bateria como para o SC. Para o caso da bateria, a corrente total passa pelo filtro passa-baixa (G_{LPF}), que utiliza a frequência de corte de 31 rad/s [10] gerando a corrente de referência para o sistema de bateria ($I_{ref_{bat}}$), que é comparada com a corrente medida na saída do conversor DAB ($I_{CC_{bar1}}$), o sinal de erro é enviado ao controlador, que por meio da modulação por deslocamento de chave aciona as chaves da ponte H_1 e H_2 . No caso do controle de corrente do SC, a corrente total (I_{tot}) é comparada com a corrente de referência do sistema de bateria ($I_{ref_{bat}}$), resultando na corrente de referência do SC ($I_{CC_{bar2}}$), o sinal de erro passa pelo compensador ($PI_{i_{SC}}$) e na sequência gera o sinal para realizar o disparo das chaves das pontes H_1 e H_2 do conversor DAB do SC. Entre

a malha de controle de tensão e a de corrente foi adicionada uma chave (S), que permite realizar o teste tanto da malha de corrente desenvolvida primeiro, sendo utilizada a corrente medida na carga pulsada localizada na Zona 3, como corrente de referência, como também testar a malha de controle de tensão, que opera em cascata com a malha de corrente do sistema de baterias e do SC mudando a chave (S) de posição.

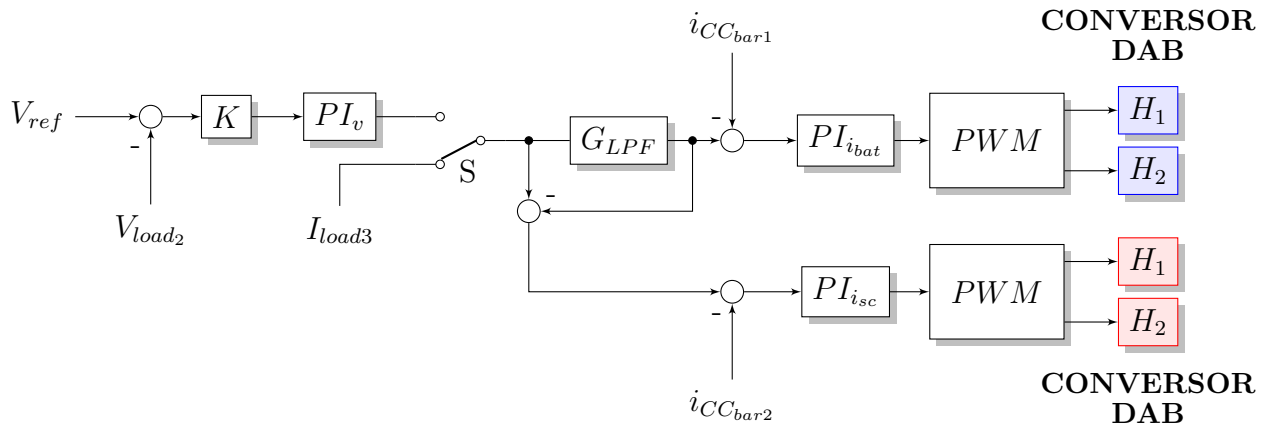


Figura 3.16: Malha de controle em cascata do sistema híbrido de armazenamento de energia.

Controle de corrente do sistema de bateria e do SC

A malha de controle de corrente do sistema de baterias apresentada na Figura 3.17 é composta tanto pelo compensador $PI_{i_{bat}}$, como pelo PWM que aciona as chaves IGBT's das pontes H_1 e H_2 , do conversor DAB da bateria.

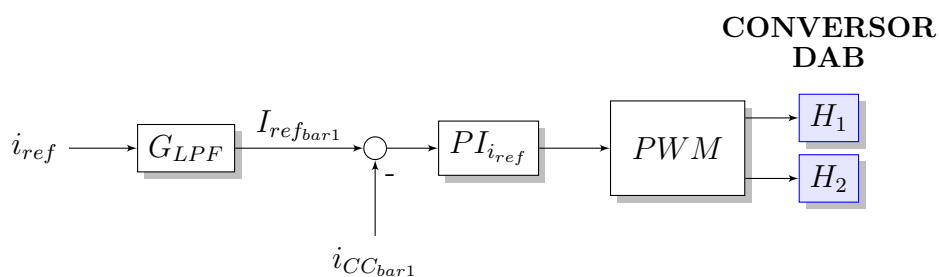


Figura 3.17: Malha de controle de corrente interna do sistema de baterias.

A malha de controle de corrente do SC apresentada na Figura 3.18, também é formada pelo compensador $PI_{i_{sc}}$ e pelo PWM que aciona as chaves do IGBT's, como apresentado no sistema de baterias. A diferença existente se deve no sinal de referência, que para o SC primeiro faz a comparação entre a diferença entre a corrente de referência com a corrente obtida na saída do filtro passa baixa (G_{LPF}), o resultado obtido é comparado com a corrente medida na saída do conversor DAB.

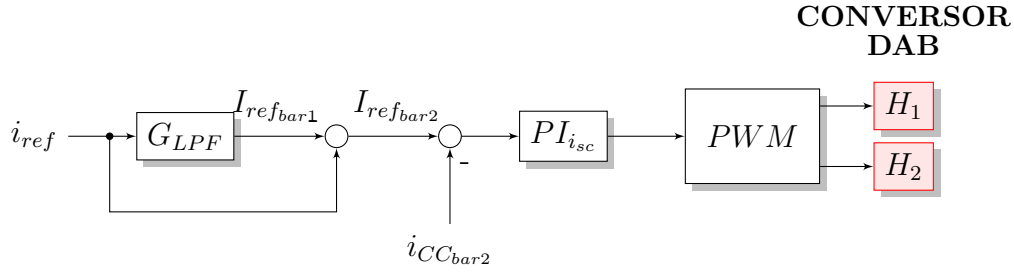


Figura 3.18: Malha de controle de corrente interna do SC.

A função de transferência em malha aberta (FTMA) apresentada em (3.27) considera o controlador $PI_{i_{bat}}$ e a planta que se deseja controlar Gi_{CC1} , sendo essa obtida em (3.26). A malha de controle desenvolvida para o sistema de baterias, também pode ser aplicada para o SC.

$$G_{ol} = PI_{i_{bat}} \cdot Gi_{CC1} \quad (3.27)$$

A função de transferência em malha fechada (FTMF) do sistema de bateria é obtida por (3.28).

$$G_{icl} = \frac{PI_{i_{bat}} \cdot Gi_{CC1}}{1 + PI_{i_{bat}} \cdot Gi_{CC1}} \quad (3.28)$$

O compensador $PI_{i_{bat}}$ que regula a corrente do sistema de baterias é:

$$PI_{i_{bat}} = K_{pi} + \frac{Ki}{s} \quad (3.29)$$

Para o projeto do compensador foi primeiramente considerado função de transferência em malha aberta (FTMA), sendo projetado o controlador ($PI_{i_{bat}}$) para manter a largura de banda do sistema de bateria em 6,251 krad/s e margem de fase de 60°, conforme Figura 3.19. Para o caso do SC a largura de banda de 7,891 krad/s, e margem de fase de 60°, conforme Figura 3.20. Os dados dos controladores do sistema híbrido de armazenamento de energia são apresentados na Tabela 3.2.

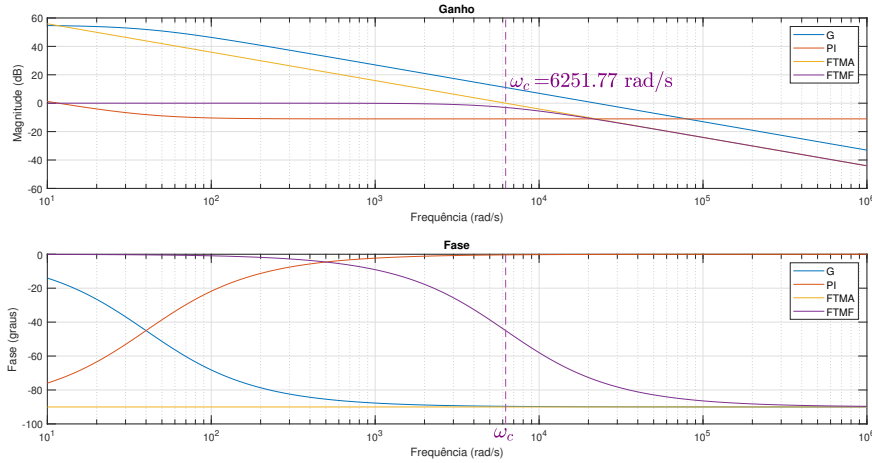


Figura 3.19: Diagrama de bode para a malha de corrente da bateria.

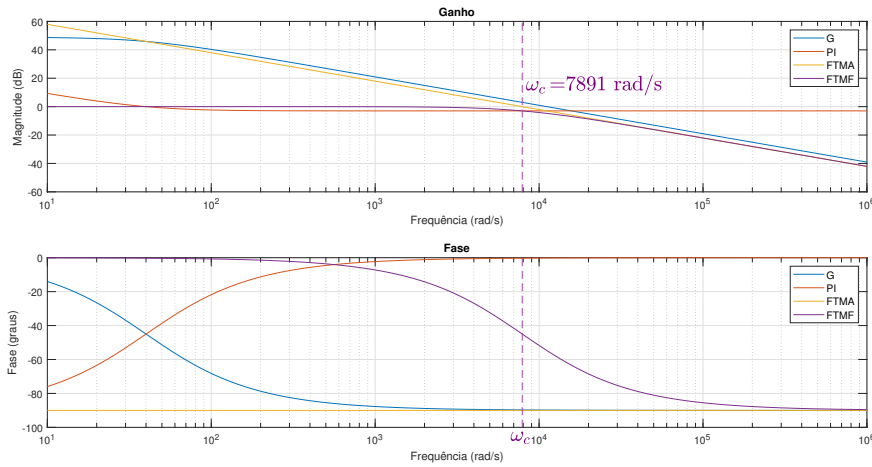


Figura 3.20: Diagrama de bode para a malha de corrente do SC.

Tabela 3.2: Dados dos controladores de corrente da bateria e do SC.

Controle	K_{pi}	T_i (s)	f_c (Hz)	Largura de banda (krad/s)	Margem de fase
SC	$3,879e^{-4}$	$1,56e^{-2}$	1256	7,891	60°
Bateria	$2,956e^{-4}$	$1,20e^{-2}$	995	6,251	60°

Conforme a Figura 3.17, a corrente de referência do sistema de bateria é a corrente média ($I_{ref_{bar1}}$), ela é comparada com a corrente medida na saída do conversor ($i_{CC_{bar1}}$), o sinal de erro é processado pelo controlador $Pi_{i_{bat}}$ e, na sequência, enviado para o PWM acionando as chaves do conversor DAB. Na Figura 3.21, a corrente medida no barramento mostra que consegue rastrear a corrente de referência ($I_{ref} = 0,35 \text{ kA}$) do sistema de bateria, o que demonstra que o ganho (K_{pi}) e a constante de integração (T_i) foram bem ajustados.

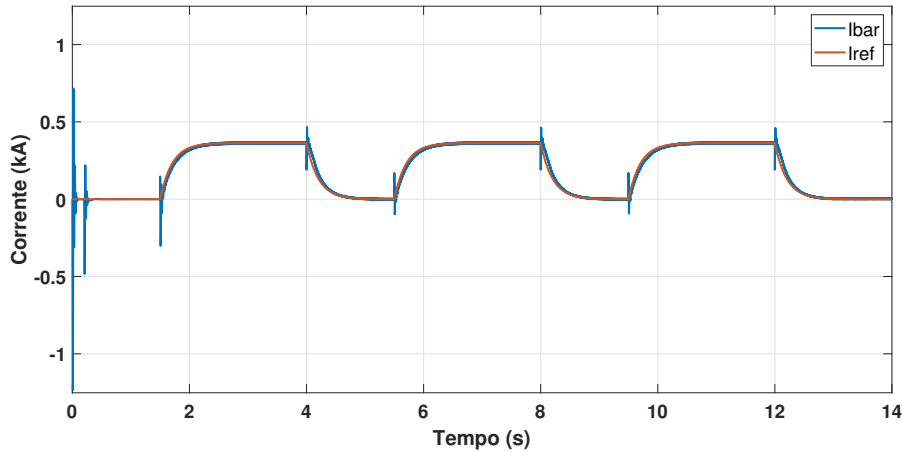


Figura 3.21: Corrente medida x corrente de referência na bateria.

No controle do SC, a corrente de referência ($I_{refbar2}$) é obtida por meio da diferença entre a corrente de referência (i_{ref}) menos a corrente obtida na saída do filtro passa baixa ($I_{refbar1}$). A partir da comparação do sinal de referência com a corrente medida na saída do conversor DAB do SC, é obtido o sinal de erro, que é processado pelo controlador (PI_{ISC}) e envia para o PWM, assim como aconteceu com o sistema de baterias. Na Figura 3.22 a corrente medida consegue rastrear a corrente de referência ($I_{ref} = 0,35 \text{ kA}$), demonstrando que os parâmetros do controlador foram bem ajustados.

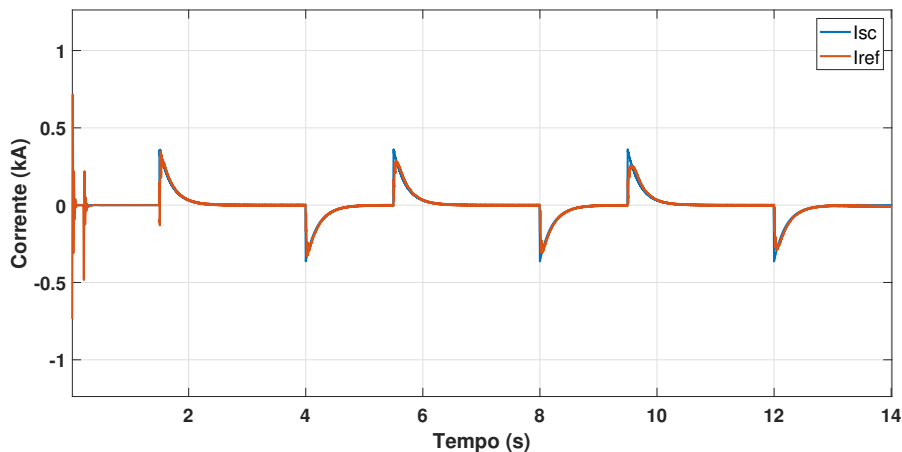


Figura 3.22: Corrente medida x corrente de referência do SC.

Malha externa de controle de tensão centralizado

A estratégia de controle adotada consiste em utilizar um controlador PI de tensão na camada externa, que atua em cascata com o controle de corrente da bateria e do SC. As malhas internas possuem uma dinâmica mais rápida em relação ao PI

de tensão. Os controladores (PI) das correntes têm como função ajustar a atuação da bateria e do SC, já o controle de tensão, tem o objetivo de regular a tensão do barramento MVDC. No projeto desse controle é considerada a diferença entre tempo de resposta dos diferentes elementos armazenadores de energia, ou seja, a camada mais externa do controle de tensão só estabiliza após a malha de controle de corrente estabilizar [10] [13].

A função de transferência em malha fechada é obtida por:

$$Gv = k \cdot Pi_v \cdot [G_{LPF} \cdot Gi_{cl_{bat}} + (1 - G_{LPF})] \cdot Gi_{cl_{SC}} \quad (3.30)$$

O ganho K inserido antes do PI de tensão representa o ganho ($K = 2$) combinado do sistema híbrido de armazenamento de energia, composto pelo sistema de bateria e o SC. A malha de controle de tensão externa é obtida por:

$$PI_v = K_{pv} + \frac{Kiv}{s} \quad (3.31)$$

O projeto do controle de tensão em cascata leva em consideração a planta do sistema apresentada na Figura 3.12, e a premissa de preservar a carga vital do navio instalada no barramento 4, além de manter a tensão nos barramentos acima do limite mínimo de 0,95 pu. Para atingir esses objetivos, o controle é desenvolvido considerando a variação de corrente sobre a variação de tensão na planta em que se deseja controlar, para esse caso as cargas localizadas na Zona 2 e 3, conforme é apresentado abaixo:

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{1}{Z_{eq}} = \frac{1}{(R_{eq} + sL_{eq})} \quad (3.32)$$

Para esse projeto do controle de tensão em cascata foi feita uma aproximação, considerando a resistência equivalente entre a carga pulsada (R_{Z3}) por ser a responsável pelo afundamento de tensão quando o LDEW está em operação, e a carga (R_{Z2}), considerada a carga vital do navio, conforme é apresentado na Figura 3.23.

$$R_{eq} = \frac{R_{Z2} \cdot R_{Z3}}{(R_{Z2} + R_{Z3})} \quad (3.33)$$

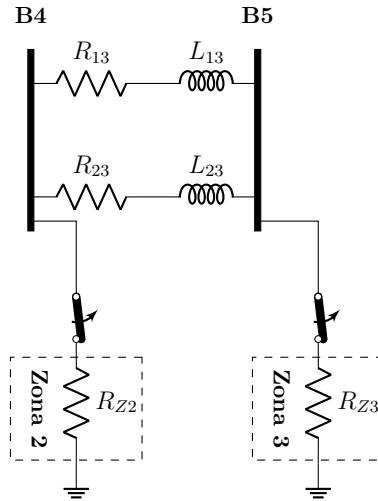


Figura 3.23: Circuito do controle em cascata.

A localização dessas cargas citadas anteriormente, também influenciam na elaboração do controlador de tensão em cascata, sendo necessário considerar as indutâncias dos cabos CC, e considera que as cargas estão em paralelo, sendo verificada a sua indutância equivalente, conforme apresentado abaixo:

$$L_{eq} = \frac{L_{13} \cdot L_{23}}{(L_{13} + L_{23})} \quad (3.34)$$

O ganho do controle de tensão da malha externa é obtido por:

$$K_{pv} = \frac{1}{R_{eq}} \quad (3.35)$$

O tempo de integração da malha de controle de tensão é representado por:

$$T_i = \frac{L_{eq}}{R_{eq}} \quad (3.36)$$

Capítulo 4

Discussão e análise de resultados

4.1 Microrrede MVDC aplicada a navios de guerra

A microrrede MVDC apresentada na Figura 4.1, embora já tenha sido apresentada anteriormente, ela é retomada novamente, pois possibilita uma visão geral da arquitetura do sistema elétrico do navio implementada neste trabalho. É composta por dois geradores, projetados para fornecer 16 MW cada e, quando operando com capacidade máxima e de forma simultânea, garante uma capacidade total de geração de 32 MW. Esses geradores são conectados ao barramento através do conversor CA/CC do tipo VSC, podendo ser substituídos por um MMC ou mesmo por um CSC. No lado do barramento CC, estão presentes as cargas convencionais alocadas nas Zonas 1 (Z_1) e 2 (Z_2). A carga pulsada proveniente do LDEW é alocada na Zona 3 (Z_3). Por fim, o sistema de baterias e o SC são adicionados ao barramento CC por meio dos conversores DAB monofásico e conectados na Zona 2 (Z_2) no barramento 4 (B4), para proteger a carga sensível do navio.

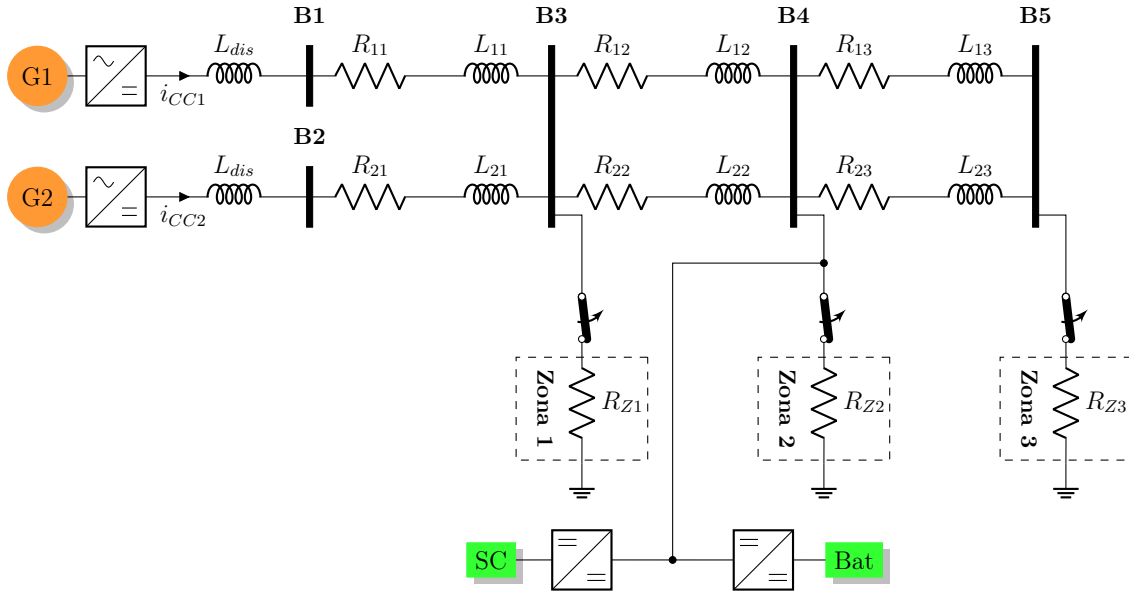


Figura 4.1: Circuito simulado no PSCAD.

O estudo seguiu seis etapas: desenvolvimento do *droop*, carga pulsada, projeto de conversor DAB monofásico, dimensionamento do sistema de baterias, implementação do SC e teste do controle de tensão em cascata com os controles de corrente do sistema de baterias e do SC.

A primeira etapa consistiu no desenvolvimento de *droop* para o compartilhamento de cargas convencionais localizadas nas Zonas 1 e 2. Foi analisada a capacidade do sistema de geração em manter a tensão no barramento MVDC constante, mesmo se for submetida a entrada e saída de carga. Ao compartilhar a carga, a mesma proporção ocorre devido à concepção do projeto, isto porque foi utilizada a mesma inclinação da curva de *droop* para obter a resistência virtual (R_{d1} e R_{d2}).

Posteriormente, na segunda etapa, a carga pulsada foi introduzida, no intuito de modelar e verificar o efeito provocado pela utilização do LDEW no barramento e nos geradores. Durante a pesquisa verificou-se que existem diferentes maneiras e formas de onda para gerar a carga pulsada, como por exemplo no estudo realizado por [33] a forma de onda adotada para a carga pulsada possui o aspecto dente de serra e retangular com pulsos periódicos, mas existem estudos tais como [62] [63], que apresentam a forma de onda trapezoidal, devido a sua forma possuir uma rampa com inclinação menos acentuada do que na retangular que é de 90° . Com relação ao ciclo de trabalho foram identificadas diferentes faixas de operação, sendo uma delas 66,67% em [9], outra de 50% [33] e de 40% [63], sendo a faixa adotada nesse trabalho próxima das que foram apresentadas.

Para a potência máxima foram identificados estudos que utilizam a potência máxima de 2 MW [63], e outros com 4 MW como definido em [38] [9].

A carga pulsada em [9] é a que mais se aproxima da utilizada nesta simulação tanto no aspecto retangular, como o ciclo de trabalho bem próximo do utilizado e o valor máximo de potência que são idênticos.

Na terceira etapa, o conversor DAB foi projetado para conectar tanto a bateria como o SC à microrrede MVDC. O modelo foi testado e validado utilizando o software PSCAD/EMTDC. O teste com o conversor em malha aberta possibilitou que o sistema trabalhasse com a potência de 4 MW, a tensão de saída do conversor de 12 kV, a corrente de 333,33 A, e o ângulo de defasagem de 28°. Em condições reais com carga, esse ângulo pode variar em função das condições de operação para atingir os parâmetros desejados de corrente, tensão e potência na saída do conversor.

A quarta etapa consistiu na adição do sistema de baterias utilizando o conversor desenvolvido na etapa anterior, para conectá-lo à microrrede. Foi testado e validado o controle de corrente da bateria em resposta à carga pulsada.

Na quinta etapa, foi adicionado o SC ao barramento CC, utilizando o conversor projetado na terceira etapa, mas adaptado para o SC. A implementação do SC se fez necessária devido à presença de transitórios rápidos existentes entre o momento em que ocorre o pulso e o tempo de resposta do sistema de bateria. O SC atua nesse instante, devido ao tempo de resposta rápido e a capacidade de fornecer alta densidade de potência. Nessa etapa, também foi testado o controle de corrente do SC atuando em conjunto com o controle da bateria, sendo possível verificar os efeitos dessa combinação tanto no barramento CC como nos geradores.

Na última etapa, houve a integração do sistema. O controle de tensão em cascata foi testado com o controle de corrente do SC e da bateria, e seus efeitos na tensão do barramento e do gerador.

4.2 *Droop* para compartilhamento de carga

O desenvolvimento do droop teve por objetivo o compartilhamento de cargas convencionais localizadas nas Zonas 1 e 2, de modo a manter a tensão no barramento MVDC, mesmo se for submetida a conexão e desconexão de carga. Para testar o compartilhamento de carga entre os geradores, foi utilizado o circuito representado pela Figura 4.2. Neste circuito são utilizados dois geradores e seus respectivos conversores CA/CC conectados ao barramento MVDC, onde ficam alocadas as cargas dispostas ao longo do navio em diferentes Zonas (por exemplo, cargas convencionais da Zona 1 (R_{Z1}) e Zona 2 (R_{Z2}) e interligadas por cabos do tipo CC, representados eletricamente pela impedância R e L .

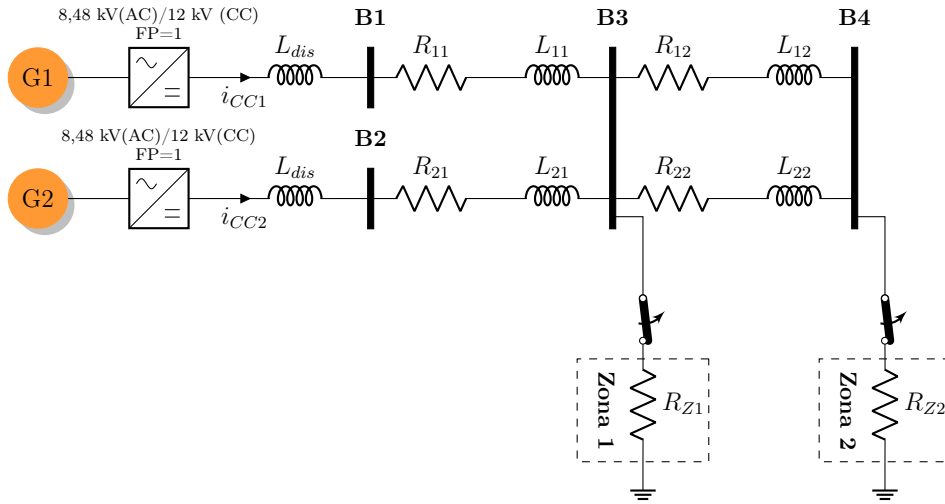


Figura 4.2: Circuito simulado para o Droop.

Na Figura 4.3, está apresentado o comportamento das correntes (I_{CC1}) e (I_{CC2}) na saída dos conversores que são conectadas aos geradores 1 e 2. Estas correntes foram especificadas para operar no modo de compartilhamento de carga, suprindo as demandas de correntes das cargas das Zonas 1 (I_{Load1}) e 2 (I_{Load2}). Ao iniciar a simulação em $t = 0,05s$, os dois geradores estão em operação, e em $t = 0,055s$ a carga da Zona 1 é conectada no barramento B3. Entre os instantes $t = 2s$ e $t = 5s$, a carga da Zona 2 entra em operação e atua em paralelo com a carga da Zona 1. É neste momento que os geradores aumentam a sua capacidade, para atender a demanda de corrente das cargas resistivas das Zonas 1 e 2. No terceiro momento, após $t = 5s$, a carga da Zona 2 é removida do circuito, permanecendo apenas a carga da Zona 1. Na sequência, a geração é ajustada conforme a demanda, fazendo com que a corrente fornecida seja reduzida e volte para a mesma condição dos instantes iniciais em $t = 0,055s$ até $t = 2s$.

O resultado apresentado pela simulação comprova a eficiência do método de *droop* para microrrede CC, como mostra a Figura 4.3. Para realizar o teste foi adotado o mesmo valor de resistência virtual ($R_{d1} = R_{d2}$), e para impedância de linha foram adotados valores iguais, mas levando em consideração a sua localização no navio.

No instante inicial em $t = 0,055s$ até $t = 2s$ apenas a carga da Zona 1 está em funcionamento, logo a corrente fornecida pelos geradores são iguais ($I_{cc1} = I_{cc2} = 0,5406 kA$), para atender a demanda da carga da Zona 1 ($I_{load1} = 1,081 kA$). Após $t = 2s$ até $t = 5s$ as correntes fornecidas pelos geradores aumentam devido à carga da Zona 2 entrar em operação, o novo valor passa a ser de ($I_{cc1} = I_{cc2} = 0,9514 kA$), já as correntes das cargas da Zona 1 ($I_{load1} = 1,053 kA$) e da Zona 2 ($I_{load2} = 0,8486 kA$), sendo que a diferença entre elas se deve à resistência de linha adotada.

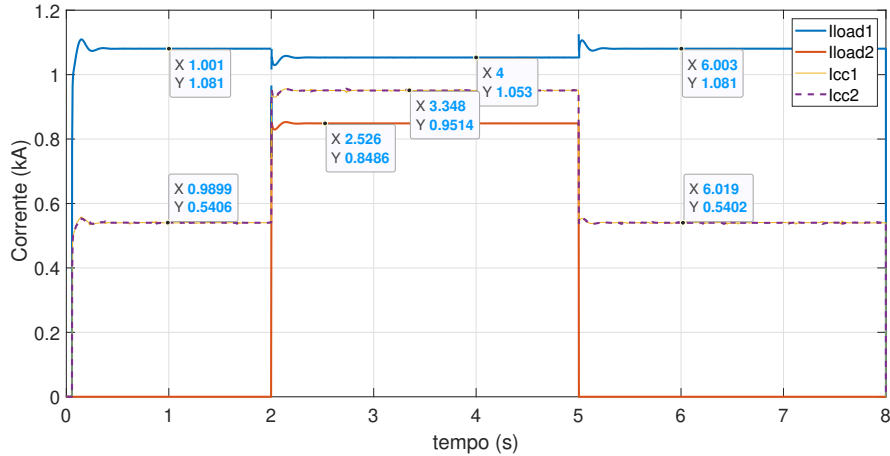


Figura 4.3: Compartilhamento de corrente.

Na Figura 4.4, a curva da potência do gerador 1 (P_{g1}) e do gerador 2 (P_{g2}) estão sobrepostas, devido os dois geradores trabalharem dividindo a carga na mesma proporção (50%), entre os instantes $t = 0,055$ s e $t = 2$ s. Neste instante a soma da potência gerada é praticamente igual à potência consumida pela carga da Zona 1. No segundo estágio, entre $t = 2$ s e $t = 5$ s, é adicionada a carga da Zona 2, assim, os geradores aumentam a sua capacidade de geração fornecendo mais corrente para atender a nova demanda, conseqüentemente provoca uma queda de tensão: considerando a curva de compartilhamento de carga, a potência sente os seus efeitos. Para o caso da potência fornecida medida na saída dos conversores conectados aos seus respectivos geradores, ela aumentou, já a consumida pelas cargas da Zona 1 reduziu. Na última parte, entre $t = 5$ s e $t = 8$ s, a carga da Zona 2 é retirada do circuito, permanecendo somente a da Zona 1. Neste ponto, os geradores reduzem a sua capacidade de geração se adequando à nova demanda, restabelecendo a condição do primeiro instante da simulação.

As curvas de resposta da potência fornecida pelos geradores, em relação à consumida pelas cargas das Zonas 1 e 2, são idênticas, pois trabalham compartilhando carga na mesma proporção, devido às resistências virtuais serem iguais, apesar das cargas localizadas nas Zonas 1 e 2 serem diferentes, sendo $R_{Z1} = 13,6 \Omega$ e $R_{Z2} = 11,1 \Omega$.

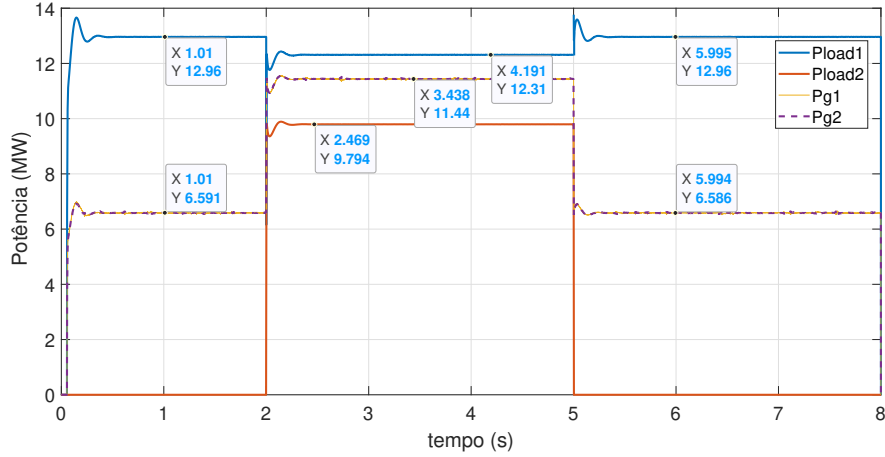


Figura 4.4: Comportamento da Potência.

O comportamento da tensão medida na saída do conversor CA/CC, sobre o efeito do *droop* para compartilhamento de carga, pode ser observado na Figura 4.5. Durante a simulação em $t = 0,5s$, a tensão no barramento MVDC se mantém contante em 1,012 pu até $t = 2s$ com a carga da Zona 1. No momento em que a carga da Zona 2 entra em operação e passa a consumir mais potência, logo os geradores começam a fornecer mais corrente e conseqüentemente, ocorre uma pequena queda de tensão, sendo o novo valor de 0,9992 pu. No instante $t = 5$, a carga da Zona 2 é removida do circuito e, a tensão retorna ao valor do instante inicial (1,012 pu).

A tensão na saída do conversor pode ser obtida por meio de (4.1), em que se tem a tensão máxima da curva de *droop* (12,4 kV) e sua resistência ($R_d = 0,495124 \Omega$).

$$V_{est1,2} = 12,40 - 0,495 \cdot I_{cc1,2} \quad (4.1)$$

Os valores contidos na Tabela 4.1 na primeira coluna, referem-se à corrente medida na saída do conversor CA/CC ($I_{cc1,2}$), na segunda coluna a tensão estimada ($V_{est1,2}$) com base em (4.1), e na terceira coluna o de tensão obtido na simulação ($V_{obt1,2}$). O percentual de erro entre o valor de tensão calculado e o medido na simulação foi menos de 1%, o que comprova a precisão do método de *droop* e que o valor de resistência virtual (R_d) foi adequado.

Tabela 4.1: Corrente e tensão de droop.

$I_{cc1,2}$ (kA)	$V_{est1,2}$ (kV)	$V_{obt1,2}$ (kV)	$V_{est1,2}$ (pu)	$V_{obt1,2}$ (pu)	erro (%)
0,5406	12,133	12,144	1,011	1,012	0,10%
0,9514	11,929	11,981	0,49	0,998	0,97%
0,5402	12,133	12,144	1,011	1,012	0,10%

Os valores de tensão do barramento MVDC, em cada etapa da simulação, considerando o primeiro momento que apenas a carga da Zona 1 está funcionando, e no momento seguinte que a carga da Zona 2 entra em operação, e no terceiro instante, em que se tem apenas a carga da Zona 1 atuando novamente, a tensão se manteve bem próximo do valor esperado, sendo o erro inferior a 1%.

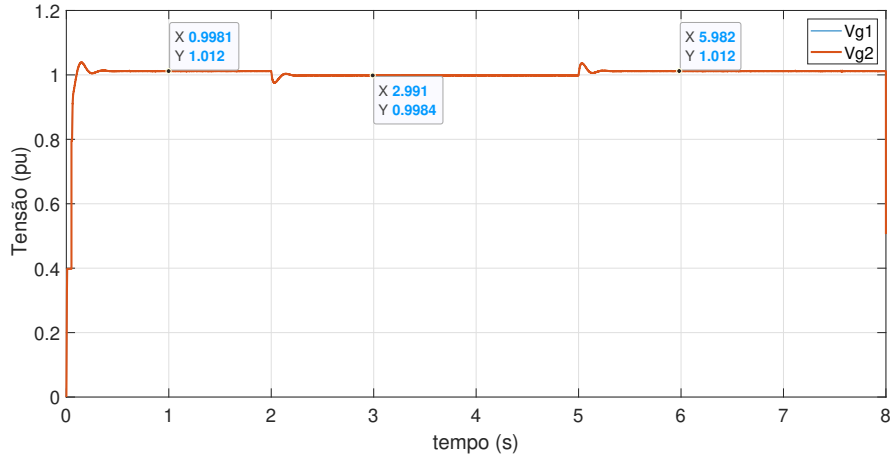


Figura 4.5: Tensão medida na saída do conversor CA/CC.

Após iniciar a simulação, conforme apresentado na Figura 4.6, em $t = 0,05$ s, o controle atua para compensar o efeito da carga da Zona 1, mantendo a tensão no barramento constante igual a 0,9991 pu. No instante $t = 2$ s, a carga da Zona 2 entra em operação, demandando mais corrente aos geradores. O controle de *droop* atua com base na curva de compartilhamento de carga, considerando iguais às resistências virtuais R_{d1} e R_{d2} de seus respectivos geradores, a tensão da Zona 1 é ajustada em 0,9738 pu e a da Zona 2 em 0,9615 pu. A queda de tensão em relação ao primeiro instante se deve ao controle de *droop*, que ao demandar uma corrente maior proporciona esta redução. Adicionalmente, há uma pequena diferença de tensão entre as cargas das duas Zonas, ocasionada pela sua localização ao longo do navio devido à impedância de linha. No terceiro momento, em $t = 5$ s, a carga da Zona 2 é retirada de operação, a tensão na carga da Zona 1 volta a ser igual a 0,9991 pu, como no primeiro momento da simulação.

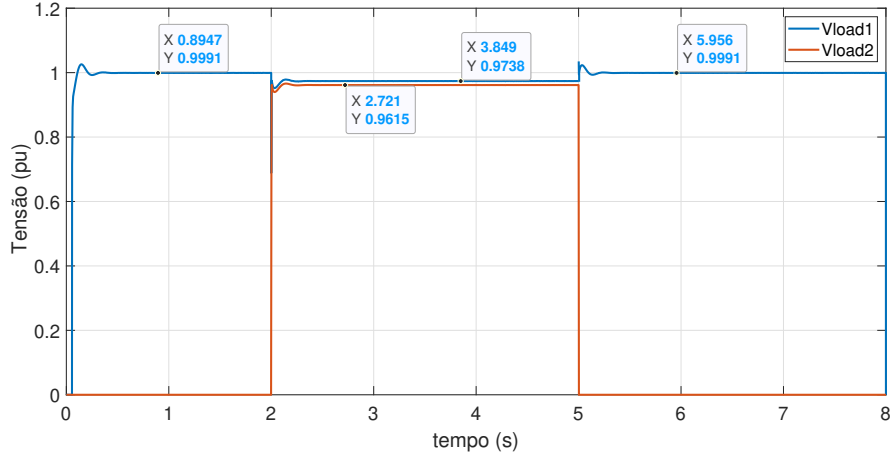


Figura 4.6: Tensão nas cargas da Zona 1 e 2.

4.3 Carga pulsada aplicada à microrrede MVDC

A fim de representar o efeito da LDEW, a carga pulsada foi modelada com base nos parâmetros da Tabela 4.2, tendo sido, utilizado o software PSCAD/EMTDC para simular a geração da sequência de três pulsos.

Tabela 4.2: Parâmetros da carga pulsada.

Parâmetros	Valor
Demanda da carga pulsada, P_{max}	4,00 MW
Duração do pulso, t_{ativo}	2,50 s
Ciclo de trabalho, D	37,50%
Resistência mínima, R_{min}	32,00 Ω
Resistência máxima, R_{max}	1,00 M Ω
Tempo de subida do pulso, t_{sp}	3,00 ms

Conforme apresentado na Figura 4.7, é possível observar que a corrente varia de acordo com a resistência da carga pulsada, ou seja, quando a resistência é máxima (R_{max}), a corrente é igual a zero e, no instante em que a resistência é mínima (R_{min}), a corrente é máxima.

Para fornecer a potência de 4 MW na saída do conversor DAB monofásico, a corrente obtida na simulação foi de 0,35 kA. O modelo foi baseado na referência [63], que utiliza o tempo de duração do pulso de $t = 2,5$ s, o ciclo de trabalho de 40% e a demanda da carga pulsada de 2 MW. Para este trabalho foi adotado o mesmo tempo de duração do pulso em relação ao estudo citado, para o ciclo de trabalho foi de 37,5% e a potência o dobro.

No estudo [63] a corrente é de 1,33 kA, sendo que a diferença de valores é devido aos parâmetros adotados pelo sistema serem diferentes, mas a forma de onda é semelhante.

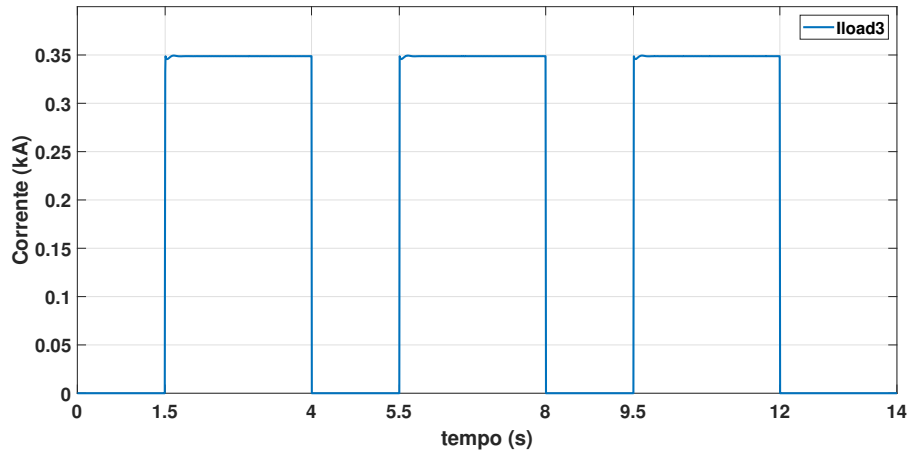


Figura 4.7: Resposta da carga Pulsada para Corrente.

Em relação à potência da carga pulsada, houve variação entre 0 e 4 MW. No instante em que os pulsos foram ativados, a potência consumida foi máxima, enquanto, ao serem desativados, o consumo da potência foi mínima (igual a zero), como é possível observar na Figura 4.8.

O resultado da modelagem da carga pulsada apresentou a forma de onda retangular e pulsos com intervalo de tempo regular, permanecendo ativo por $t = 2,5s$ que equivalente à 62,5% do tempo com a potência de 4 MW e desativado por 37,5% do tempo ($t = 1,5s$) com a potência igual a zero.

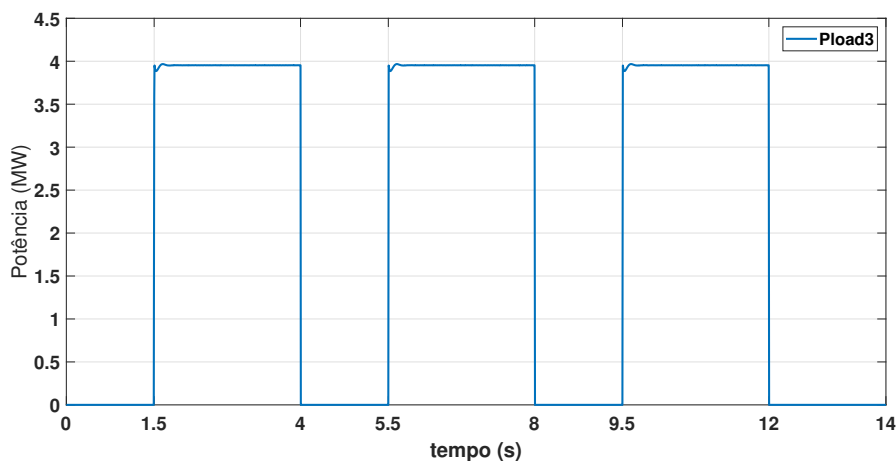


Figura 4.8: Resposta da Carga Pulsada para Potência.

A tensão medida na saída dos conversores CA/CC que são conectados aos geradores nos instantes em que a carga pulsada é ativada sofre uma pequena variação

de tensão, assim como acontece nos instantes em que ela é desativada, embora tenha se mantido acima do limite mínimo 11,4 kV que equivale a 0,95 pu, conforme é apresentado na Figura 4.9.

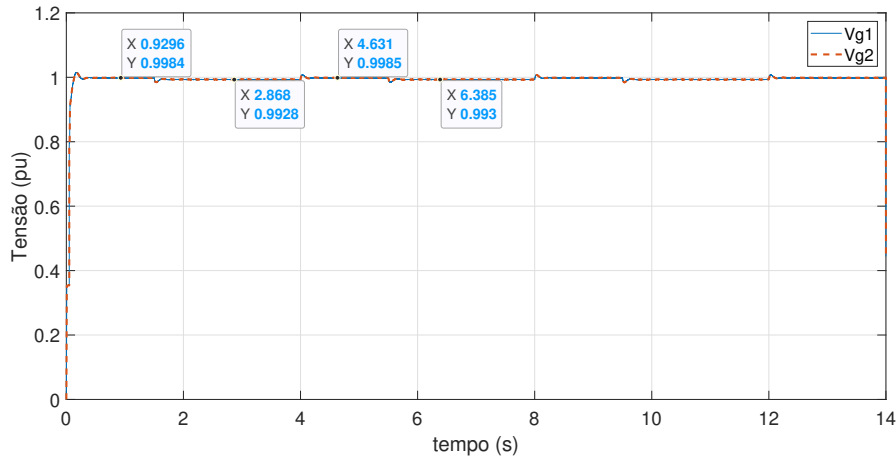


Figura 4.9: Tensão medida na saída do conversor CA/CC submetida a carga pulsada.

O efeito da carga pulsada é refletido na potência medida na saída dos conversores CA/CC, conectados aos seus respectivos geradores. Embora a tensão medida na saída dos conversores se mantenha constante, a corrente fornecida pelos geradores não consegue acompanhar a variação provocada pela carga pulsada. Desse modo, seus efeitos refletem na potência transmitida por eles, conforme apresentado na Figura 4.10.

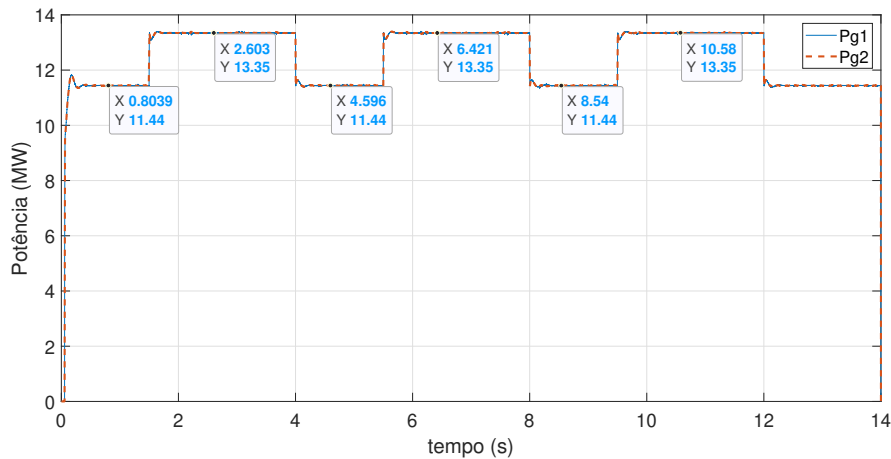


Figura 4.10: Resposta da Carga Pulsada medida na saída do conversor CA/CC.

O efeito da carga pulsada proveniente da utilização do LDEW, provoca o afundamento de tensão no barramento CC, nos instantes em que a carga pulsada atinge o seu valor máximo de potência (P_{max}), extrapolando o limite inferior de 0,95 pu [64], conforme apresentado na Figura 4.11.

No que se refere à tensão no barramento proporcionado pela utilização da carga pulsada, ocorre afundamento de tensão no barramento, assim como ocorreu em [63], o que difere é o nível de afundamento devido à diferença de potência utilizada, sendo o afundamento de 0,9419 pu ficando abaixo do limite de 0,95 pu justificando o sistema de armazenamento de energia.

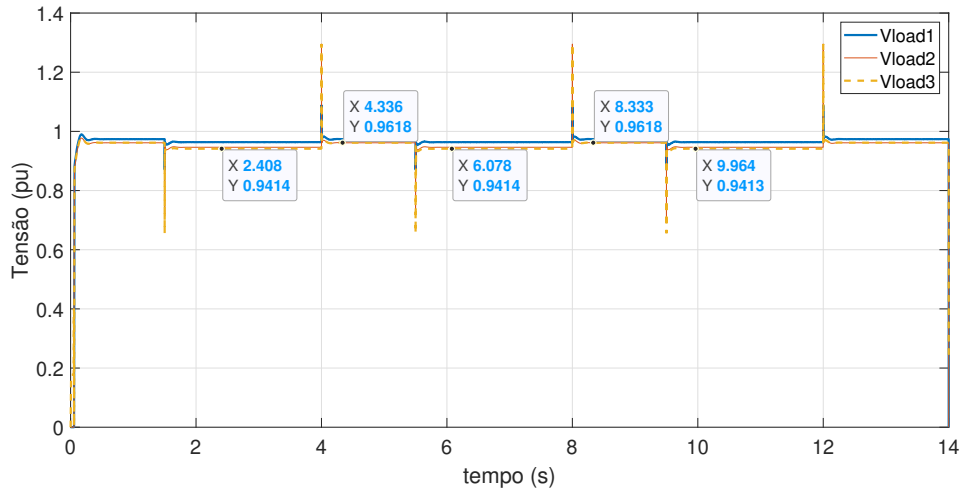


Figura 4.11: Efeito da carga pulsada na carga vital e no barramento MVDC

4.4 Conversor DAB aplicado à bateria e ao SC

Os conversores DAB utilizados para conectar o sistema de bateria e o SC ao barramento MVDC, foram projetados para fornecer a mesma potência requerida pela carga pulsada (LDEW), os dados de projeto dos conversores são apresentados nas tabelas abaixo:

Tabela 4.3: Dados do conversor DAB da bateria.

Parâmetros	valor
P_{dab} do conversor da bateria	4,000 MW
L_{dab} para bateria	8,319 μ H
Capacitância do lado da bateria	0,100 F
Capacitância do lado do barramento	0,756 mF
Frequência de chaveamento	2 kHz

Tabela 4.4: Dados do conversor DAB do SC.

Parâmetros	Valor
P_{dab} do conversor conectado ao SC	4,000 MW
L_{dab} do conversor do SC	16,740 μ H
Capacitância do lado do SC	0,100 F
Capacitância do lado do barramento	0,756 mF
Frequência de chaveamento	2 kHz

Inicialmente, é feito o teste com uma fonte de tensão ideal no lugar da bateria e do SC, além de considerar a malha de controle aberta e impor o ângulo de defasagem, para verificar as grandezas de saída (corrente e tensão).

A Figura 4.12 apresenta a forma de onda quadrada da tensão do lado primário (V_p) e do secundário (V_s) do transformador. Estas ondas são, obtidas por meio da razão cíclica e constante das chaves da ponte completa H1 e H2, em que também é possível verificar a existência de defasagem entre elas de 28° .

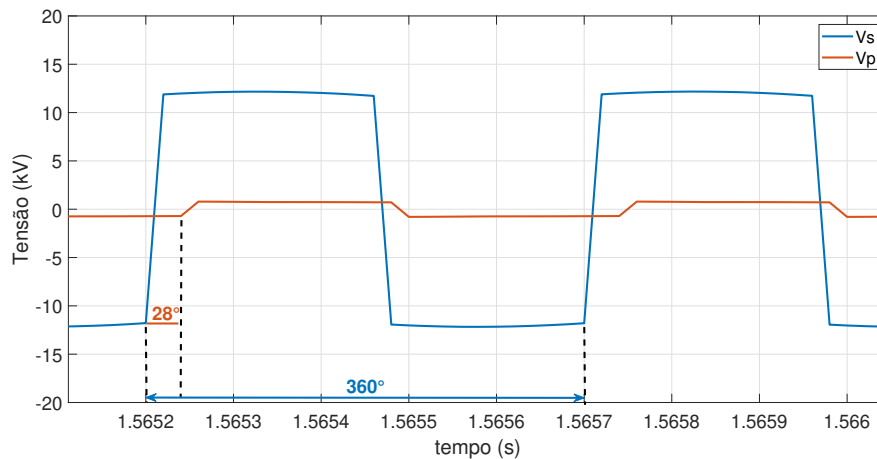


Figura 4.12: Defasagem entre a tensão do primário e do secundário do conversor DAB.

Na Figura 4.13, é possível verificar a corrente igual a 333,33A na saída do conversor DAB monofásico para o ângulo de 28° .

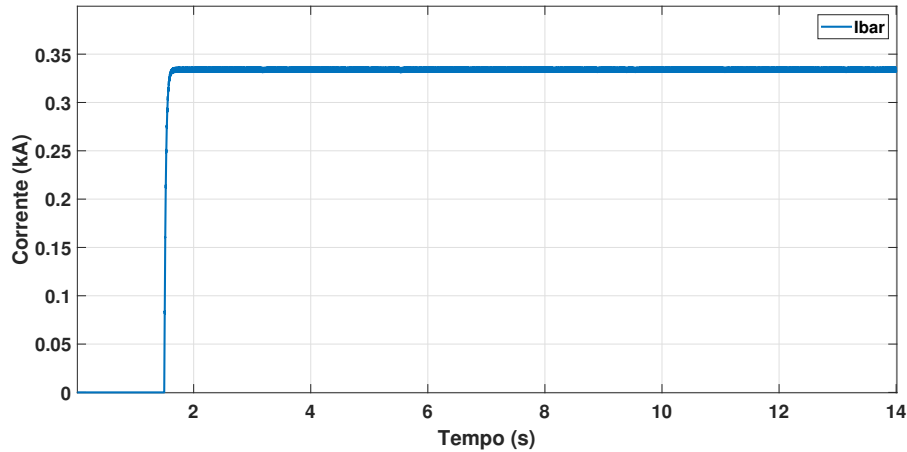


Figura 4.13: Corrente obtida na saída do conversor DAB.

A tensão na saída do conversor DAB monofásico, quando submetida ao ângulo de 28° , atinge o valor de tensão desejado de 12 kV, conforme apresentado na Figura 4.14.

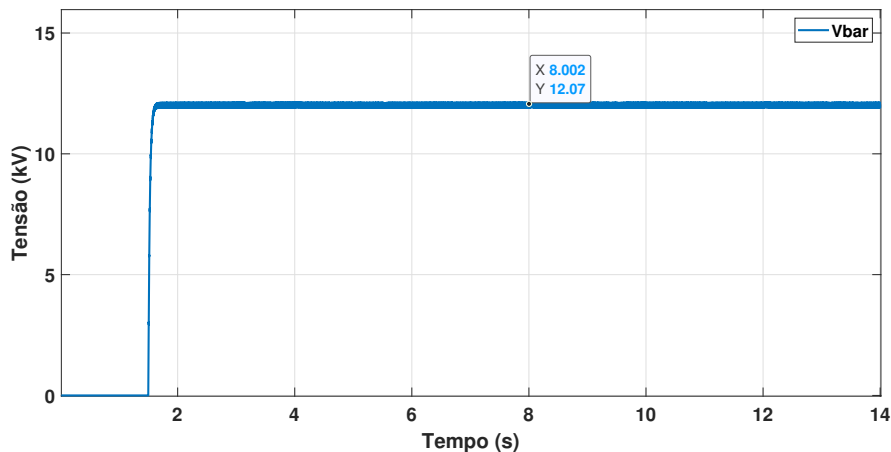


Figura 4.14: Tensão na saída do conversor DAB.

4.4.1 Controle de corrente do sistema de bateria

Como a velocidade de resposta dos geradores é lenta em relação à carga pulsada, foi implementado o sistema de baterias com o controle de corrente conforme apresentado em 3.17, para mitigar os efeitos da carga pulsada sobre o barramento MVDC, mantendo a tensão constante e acima da tolerância mínima de 0,95 pu [64].

Na Figura 4.15 é verificada a resposta do sistema de bateria em relação à carga pulsada. No instante após a carga pulsada ser ativada, o sistema de bateria começa a responder, mas leva aproximadamente $t = 1s$ para atingir o valor de corrente da carga pulsada, e permanece fornecendo a corrente até que o pulso seja desativado.

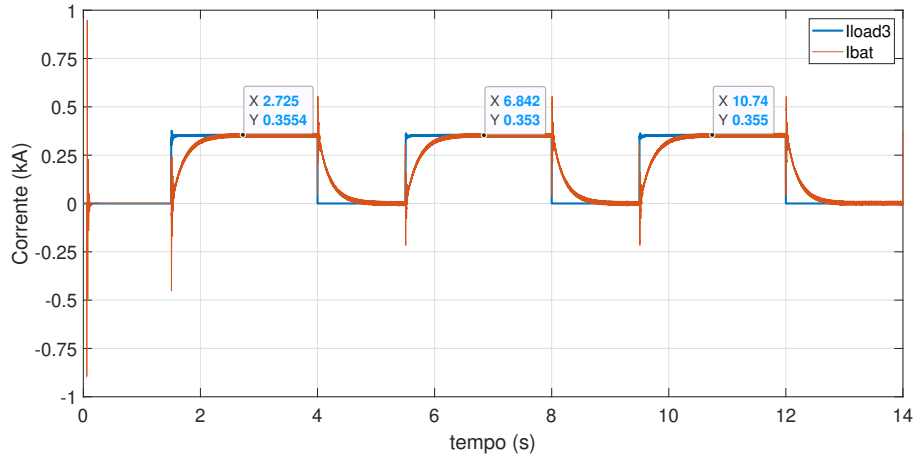


Figura 4.15: Curva de resposta da corrente utilizando controle de corrente.

O controle de corrente do barramento foi projetado em função do ângulo, conforme apresentado na Figura 4.16. O sistema de bateria ao fornecer a corrente para compensar a carga pulsada, proporciona variação do ângulo que atinge o valor aproximado de $\delta = 29^\circ$.

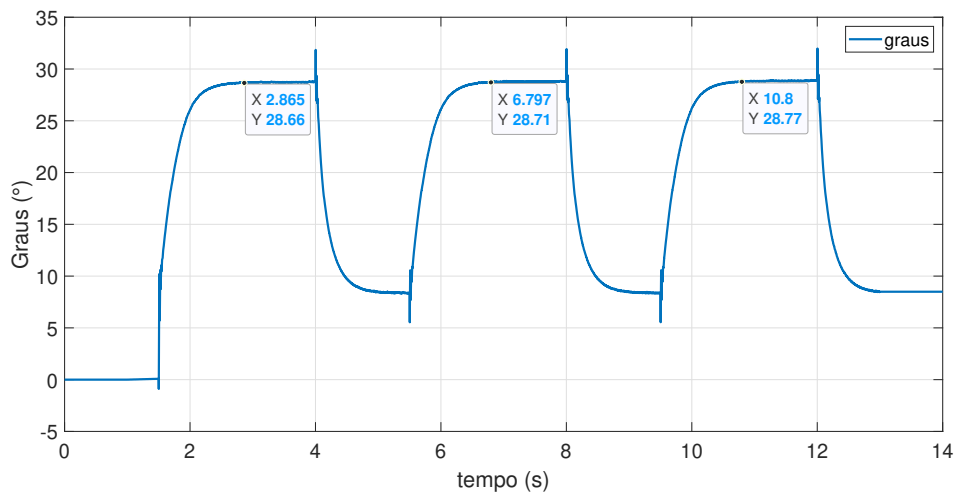


Figura 4.16: Variação do ângulo da bateria utilizando o controle de corrente.

Na Figura 4.17, é possível observar a curva de potência do sistema de baterias em relação à carga pulsada. Neste gráfico, verifica-se que a curva de resposta leva aproximadamente $t = 1$ s, até atingir a potência de 4 MW.

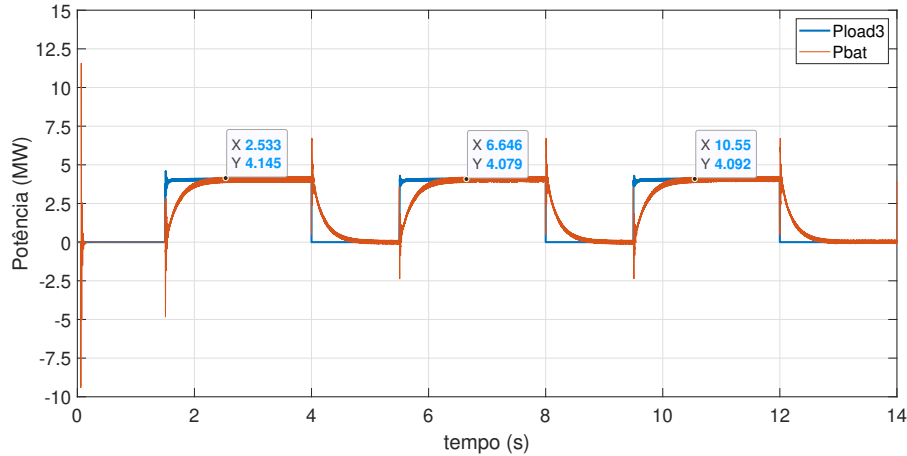


Figura 4.17: Curva de resposta da potência utilizando o controle de corrente.

A Figura 4.18 apresenta a curva de potência fornecida pelos geradores 1 e 2, medida na saída do conversor CA/CC. No momento em que ocorre a subida e a descida da carga pulsada, é possível verificar pelo formato de onda, um pico de potência e rapidamente retorna para a potência média ($P_{med} = 11,42 \text{ MW}$). A presença desse pico se deve à dinâmica lenta do sistema de baterias.

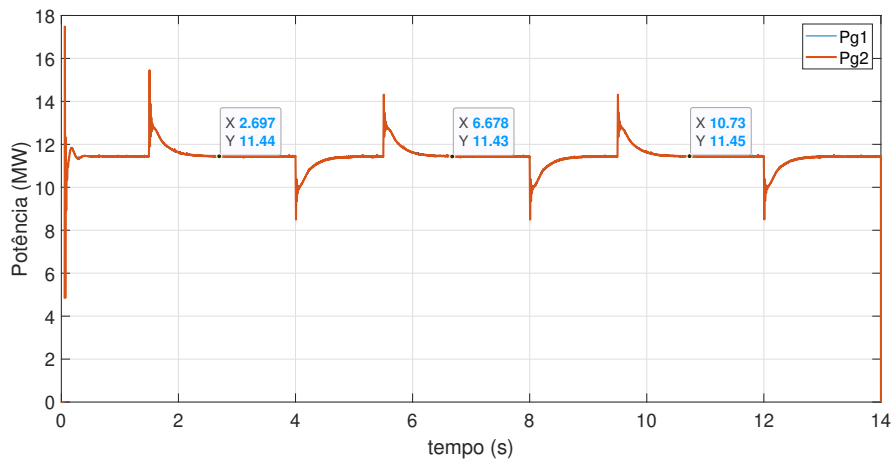


Figura 4.18: Potência na saída do conversor CA/CC - controle de corrente.

O resultado da atuação do sistema de baterias no barramento MVDC, em resposta aos pulsos, pode ser observado na Figura 4.19. A tensão no barramento MVDC, mesmo nos instantes em que os pulsos são ativados, mantém-se praticamente constante ao longo de toda a simulação. Somente nos instantes iniciais, em que ocorre a entrada e a saída da carga pulsada, observa-se um pico de tensão e na sequência a presença de transitório. A solução encontrada para reduzir este pico e a presença de transitório foi a implementação do SC à microrrede CC por meio do conversor DAB monofásico.

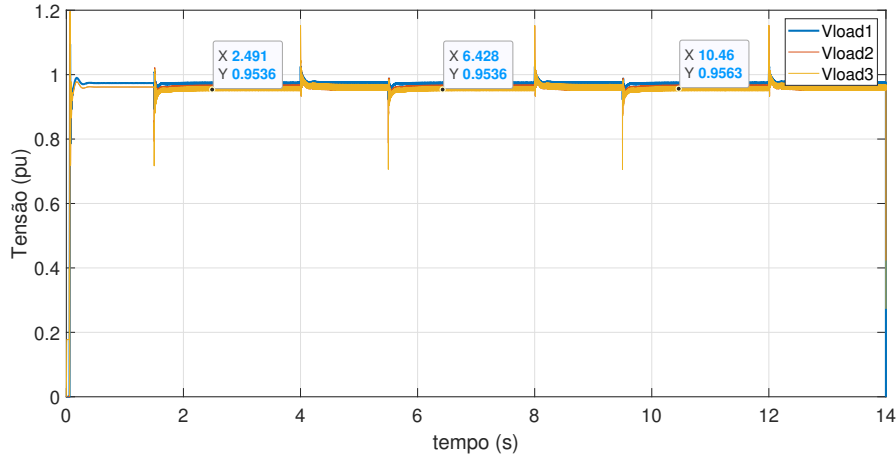


Figura 4.19: Tensão no barramento MVDC utilizando controle de corrente.

A variação do estado de carga do sistema de bateria é apresentada na Figura 4.20. A condição inicial da bateria é de 75% do SOC. Após o disparo do LDEW e do fornecimento da energia necessária para manutenção da tensão do barramento constante, o SOC passou a corresponder a 71,6%. A diferença de 3,4% no SoC da bateria após compensar os efeitos da carga pulsada se deve à alta densidade de energia e de baixa taxa de autodescarga.

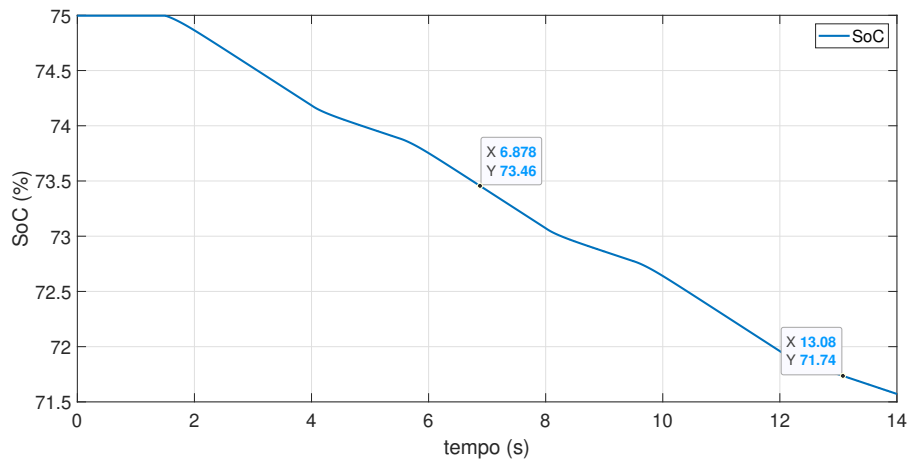


Figura 4.20: SoC da bateria utilizando o controle de corrente.

4.4.2 Controle de corrente híbrido

A Figura 4.21 apresenta a resposta de corrente do sistema híbrido de armazenamento de energia, cujo controle foi desenvolvido e apresentado na Figura ???. No instante em que o pulso é ativado, o SC imediatamente responde, gerando um pico de corrente que logo em seguida cai a zero. Por outro lado, o sistema de baterias possui um tempo de resposta lento, mas ao atingir o valor de corrente da carga pulsada,

ela se mantém até o pulso ser desativado, devido à alta densidade de energia.

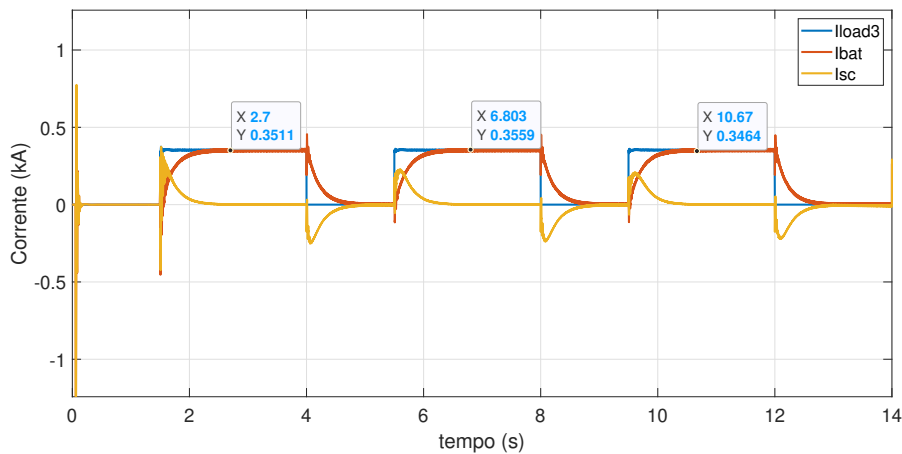


Figura 4.21: Curva de resposta da corrente utilizando controle de corrente híbrido.

Quando o sistema de bateria e o SC atuam em conjunto sobre o efeito do controle de corrente, para responder aos efeitos da carga pulsada, o ângulo da bateria atinge o valor em torno de $\delta = 30^\circ$, conforme apresentado na Figura 4.22.

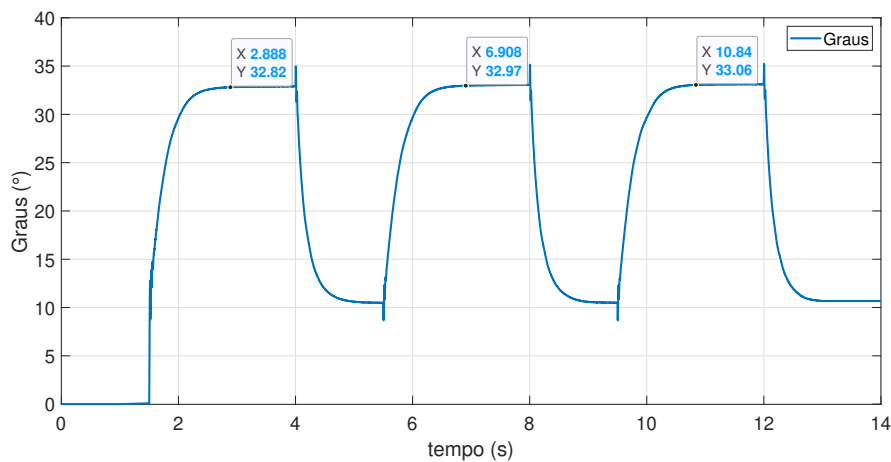


Figura 4.22: Variação do ângulo da bateria utilizando o controle de corrente híbrido.

O controle de corrente do conversor em função do ângulo também é aplicado para o SC, conforme a função de transferência (3.25). Na Figura 4.23 o ângulo do SC varia instantaneamente atingindo valor de pico, e logo descarrega devido à alta densidade de potência e baixa densidade de energia. Após o primeiro pulso, o ângulo sobe lentamente para compensar a descarga lenta do SC e manter a tensão do barramento MVDC constante.

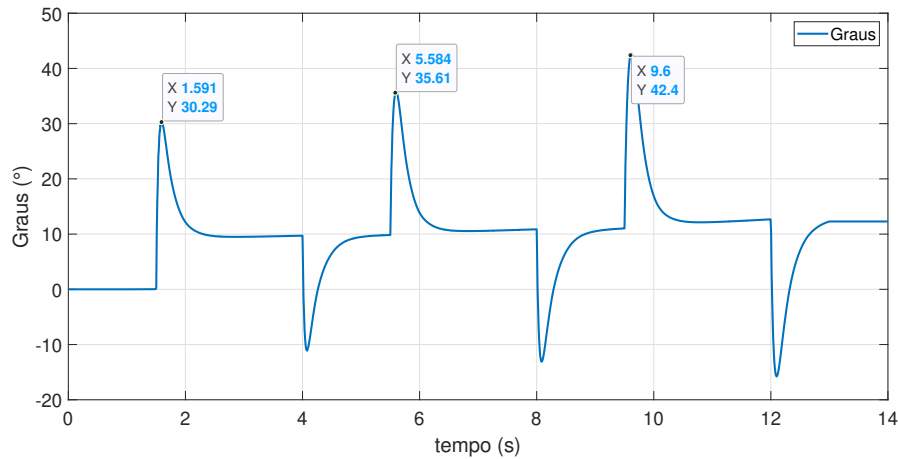


Figura 4.23: Variação do ângulo do SC utilizando o controle de corrente híbrido.

Na Figura 4.24, apresenta-se as curvas de resposta da potência do sistema de baterias atuando em conjunto com o SC, sobre o comando dos seus respectivos controladores, que foram ajustados considerando o tempo de resposta da bateria e do SC. A potência fornecida pelo sistema híbrido de armazenamento de energia foi equivalente à da carga pulsada.

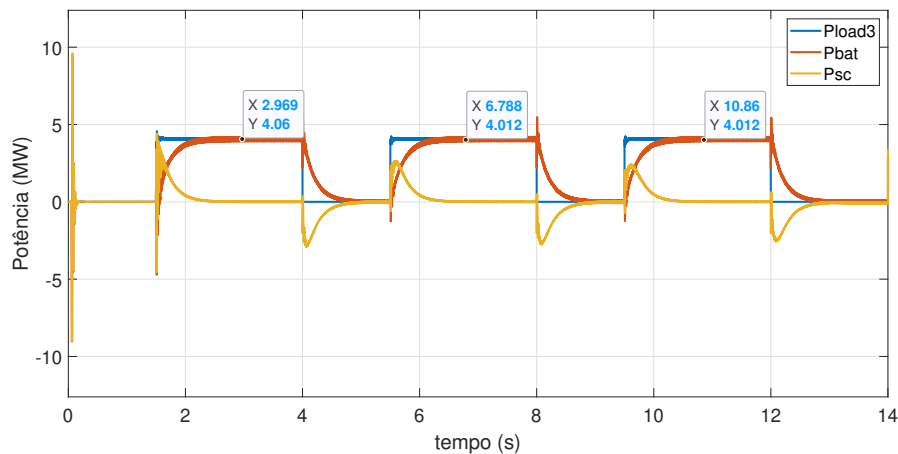


Figura 4.24: Curva de resposta da potência utilizando o controle de corrente híbrido.

A tensão medida na saída dos conversores CA/CC se manteve constante na condição de operação, ou seja, com a carga pulsada ativa e o sistema de baterias e SC em funcionamento, conforme apresentado na Figura 4.25.

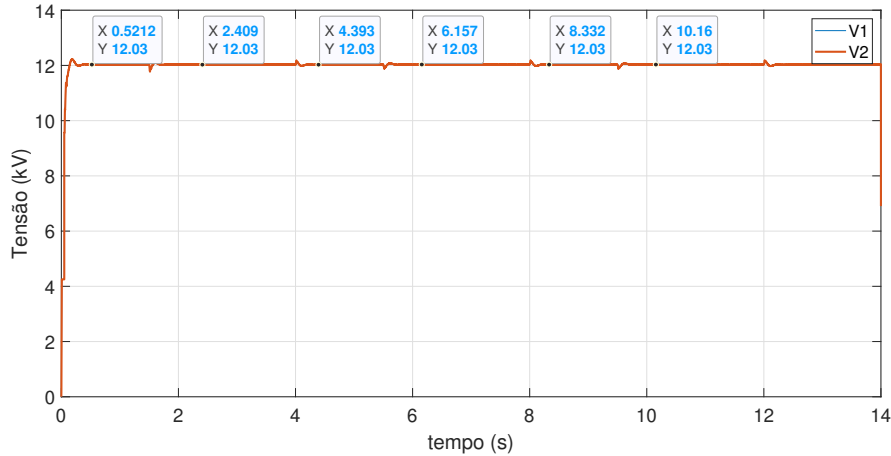


Figura 4.25: Tensão na saída do conversor CA/CC - controle de corrente híbrido.

Na Figura 4.26, verifica-se que a potência medida na saída dos geradores 1 e 2 permanece constante, mesmo após serem submetidos aos efeitos da carga pulsada. Esse comportamento se deve à utilização do sistema híbrido de armazenamento de energia composto por bateria e SC, que quando operando com controle de corrente responde rapidamente.

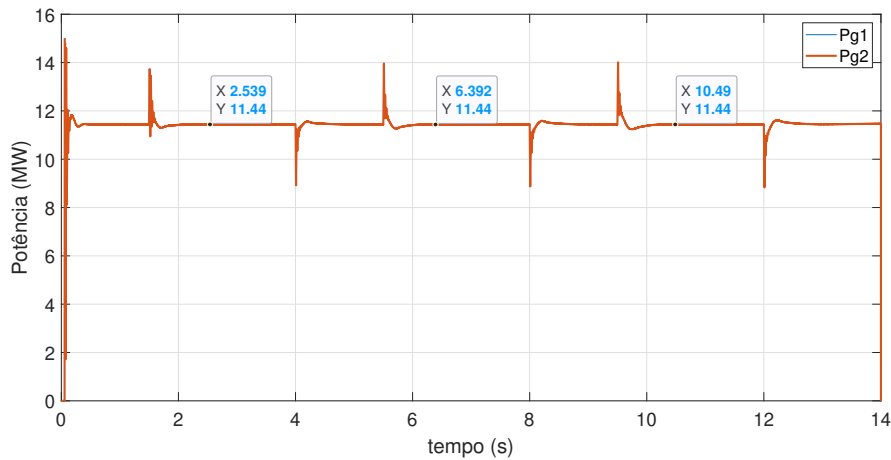


Figura 4.26: Potência na saída do conversor CA/CC - controle corrente híbrido.

O resultado da atuação do controle de corrente híbrido, pode ser observado na Figura 4.27. A tensão no barramento MVDC durante a simulação manteve a tensão constante mesmo nos instantes em que a carga pulsada é ativada e desativada. Assim como ocorreu com a atuação do controle de corrente do sistema de baterias, apresentado anteriormente na Figura 4.19. O diferencial percebido ao adicionar o SC ocorreu logo após a entrada e a saída do pulso, em que a curva de tensão não apresentou oscilação severa.

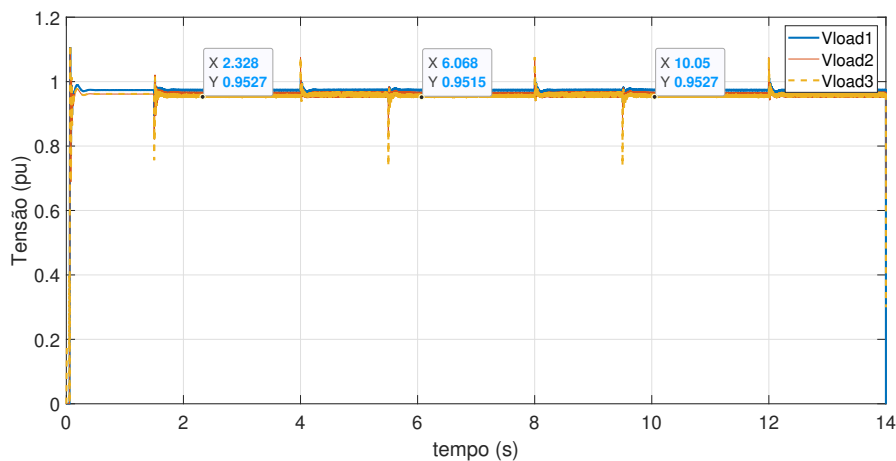


Figura 4.27: Tensão no barramento MVDC utilizando controle de corrente híbrido.

Embora a condição inicial do sistema de baterias seja a mesma da apresentada na seção anterior, 75% do SOC, no final da simulação, após realizar o trem de pulso, houve uma pequena diferença do SoC. Isto porque o sistema de baterias compensou também a descarga do SC, refletindo em um valor de 71,1%, conforme apresentado na Figura 4.28.

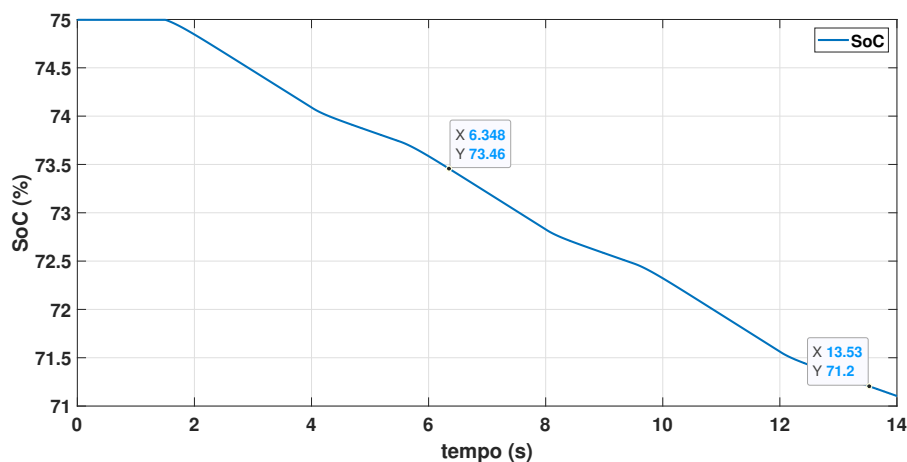


Figura 4.28: SoC da bateria utilizando o controle de corrente híbrido.

O SoC do SC, ao final do trem de pulso gerado pela utilização do LDEW, encontra-se próximo do limite mínimo de 20%, devido à baixa densidade de energia, conforme apresentado na Figura 4.29.

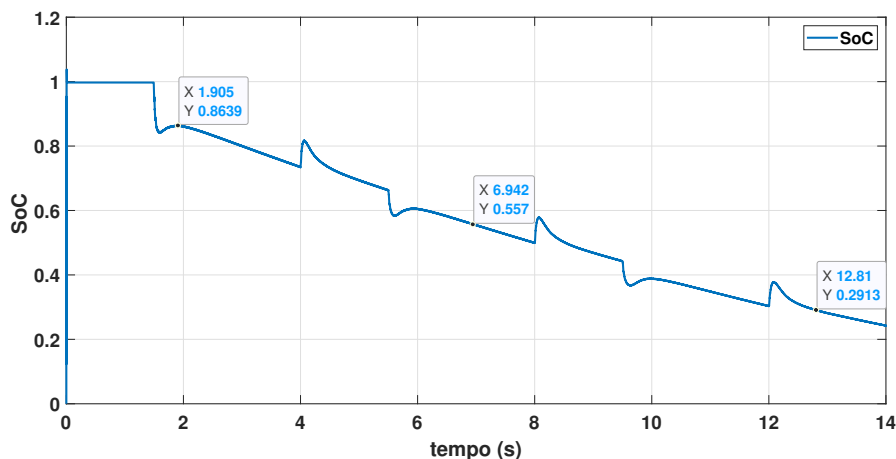


Figura 4.29: SOC do SC utilizando o controle de corrente híbrido.

4.4.3 Controle de tensão em cascata

O comportamento da curva de corrente do SC e da bateria atuando sobre o efeito do controle em cascata e da carga pulsada localizada na Zona 3, podem ser verificados na Figura 4.30. O valor limite das correntes do sistema híbrido de armazenamento de energia, depende do valor de tensão de referência escolhido para realizar o teste. Nesta simulação foi adotado o valor de referência de 0.96pu na malha de controle apresentada na Figura 3.16. Embora se consiga manter a tensão do barramento CC constante, o resultado apresentado na simulação não atingiu o valor de corrente da carga pulsada, pois, o sistema injeta apenas a corrente necessária para manter a tensão acima do limite indicado.

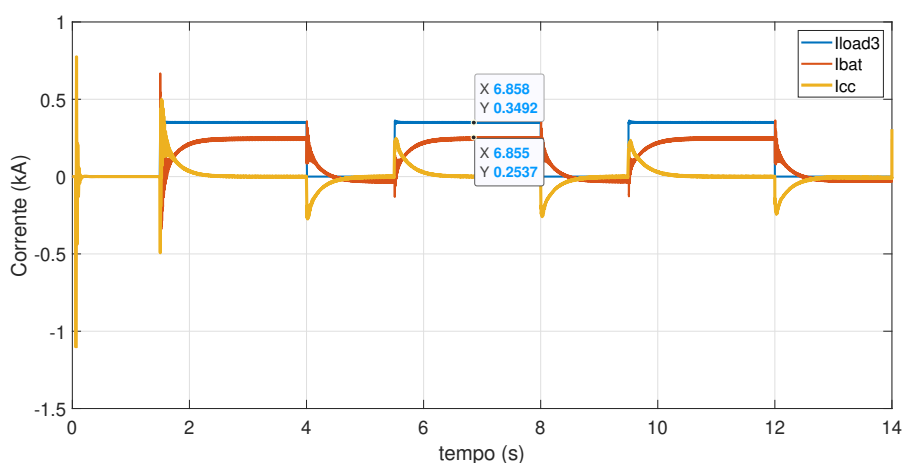


Figura 4.30: Curva de resposta da corrente utilizando o controle em cascata.

Na Figura 4.31, o ângulo máximo atingido sobre o efeito do controle cascata atingiu 26,84°. Como o ângulo varia em função da corrente, logo a corrente fornecida

pelo sistema de bateria foi suficiente para manter a tensão do barramento constante em 0,96 pu.

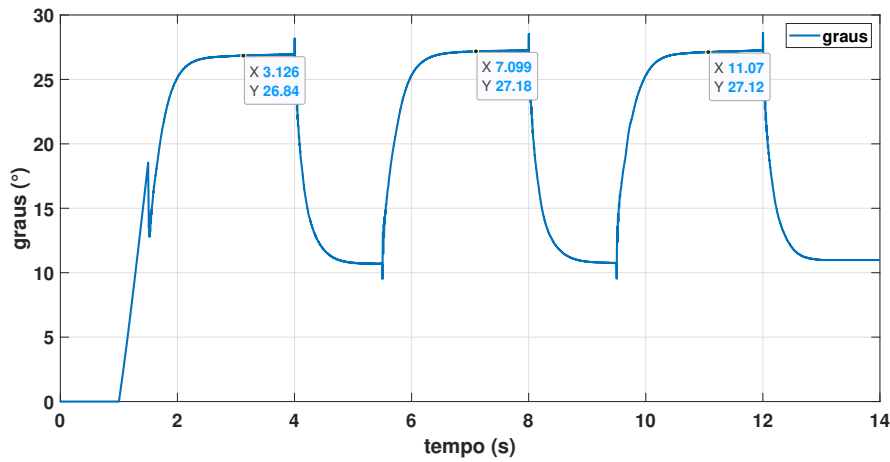


Figura 4.31: Variação do ângulo da bateria utilizando o controle de tensão em cascata.

A variação do ângulo do SC sobre o efeito do controle em cascata apresentado na Figura 4.32, mostra uma variação no instante do pico maior do que quando comparado como o controle de corrente híbrido. A diferença existente pode ser explicada devido à malha de controle em cascata ser mais lenta em relação à de corrente híbrida, e conseqüentemente leva mais tempo para perceber que atingiu o valor desejado e iniciar a descarga.

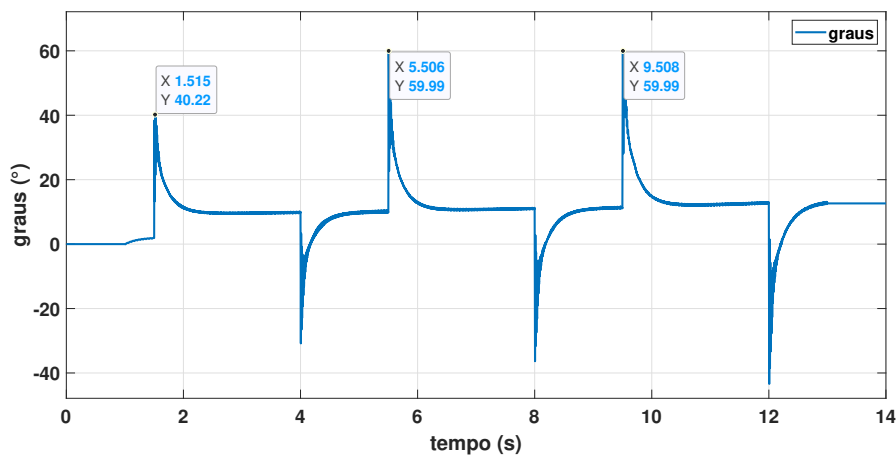


Figura 4.32: Variação do ângulo do SC utilizando o controle em cascata.

A Figura 4.33 mostra a resposta da potência utilizando o controle de tensão em cascata. Embora o consumo da carga pulsada seja de 4 MW, a potência requerida pelo sistema híbrido de armazenamento de energia é menor para manter a tensão

constante em 0,96 pu, sendo esse o valor estipulado no controle de tensão como referência.

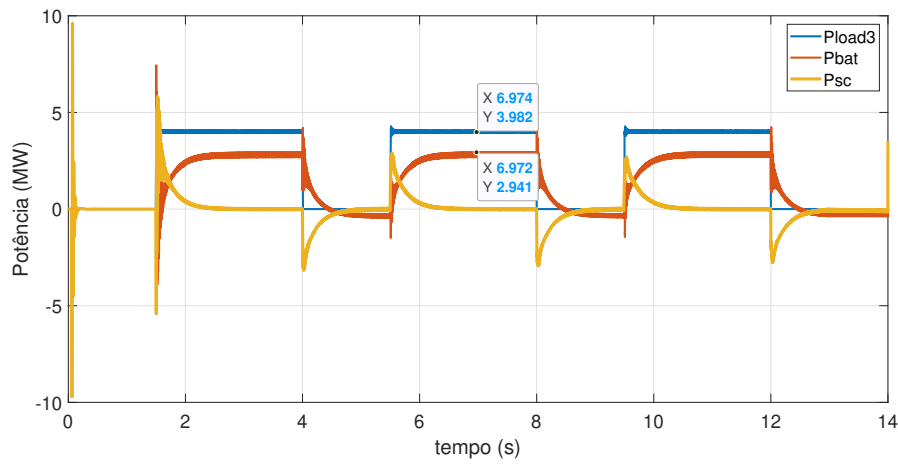


Figura 4.33: Curva de resposta da potência utilizando o controle em cascata.

A Figura 4.34 mostra a capacidade do controle de tensão em cascata, em manter a tensão da carga da Zona 2 dentro do limite, por tratar-se de uma carga sensível. Foi por isso que os conversores DAB foram instalados nesse ponto.

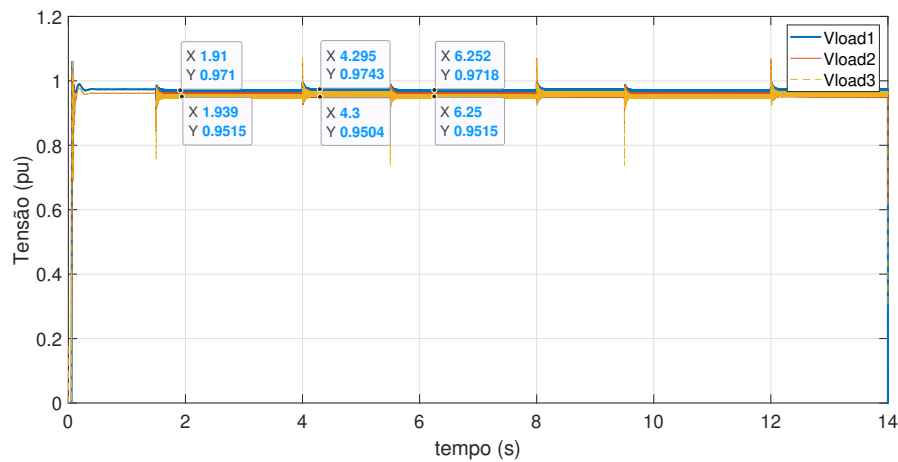


Figura 4.34: Tensão do barramento MVDC utilizando o controle em cascata.

O SoC da bateria por apresentar alta densidade de energia e elevada capacidade, resulta em uma pequena variação do início para o final da simulação, sendo de apenas 3,6%. Na Figura 4.35 é possível verificar a condição inicial e final do SoC.

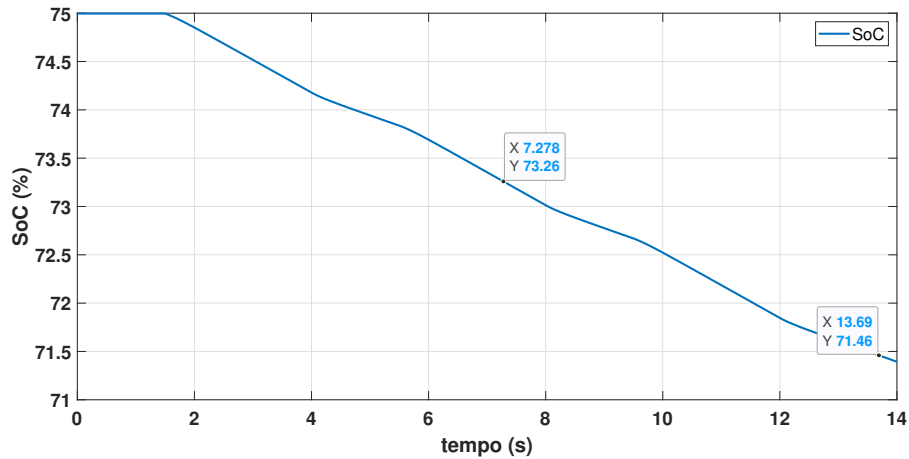


Figura 4.35: SoC da bateria utilizando o controle em cascata.

A condição inicial do SoC do SC é de 87% e, após o disparo do LDEW e o sistema de armazenamento de energia estar operando com o controle em cascata, o SoC no final da simulação é de aproximadamente 22%, conforme apresentado na Figura 4.36. O resultado apresentado nessa seção foi idêntico ao apresentado anterior, em que foi observado descarga profunda do SoC devido à baixa densidade de energia do SC. A energia e a potência fornecida tanto pelo sistema de bateria como pelo SC são responsáveis por fornecer corrente suficiente para atender a demanda de corrente da carga pulsada.

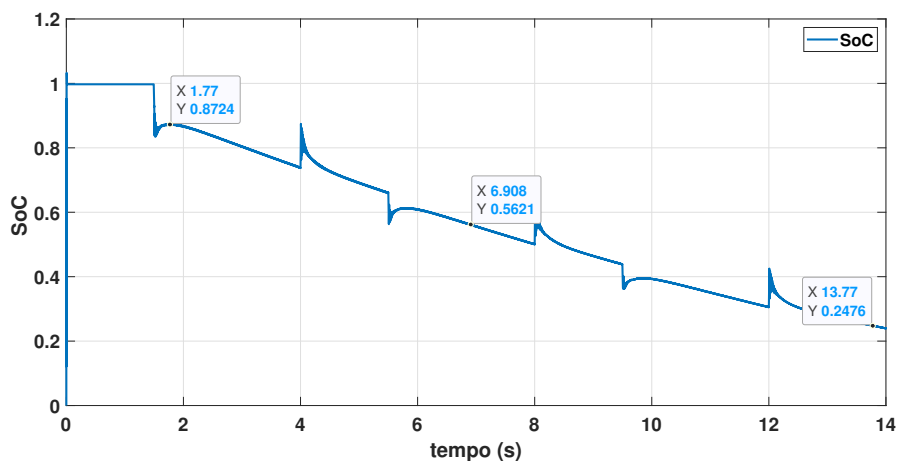


Figura 4.36: SoC do SC utilizando o controle em cascata.

Capítulo 5

Conclusão

O presente estudo simulou o sistema integrado de potência a fim de mitigar os efeitos da carga pulsada proveniente do LDEW em navios de guerra. Nos testes realizados do *droop* com as cargas convencionais do navio alocadas nas Zonas 1 e 2, foi constatado que a capacidade dos geradores, quando operando simultaneamente, compartilham a corrente na mesma proporção, o que garantiu a corrente necessária para atender a demanda dessas cargas. O valor de tensão do barramento MVDC operou nos limites mínimo de 0,95 pu e máximo de 1,05 pu do controle de *droop*. No que se refere ao controle de corrente da bateria, sua capacidade de fornecimento da energia necessária para compensar os efeitos da carga pulsada demandou grande quantidade de energia em segundos. Embora essa demanda seja elevada, a capacidade da bateria mostrou-se adequada, uma vez que o SoC apresentou uma pequena variação do início até o final da simulação. O ganho e o tempo de integração do controlador de corrente projetado conseguiram rastrear a referência precisamente, garantindo a corrente e a potência necessária para que o sistema de baterias respondesse à carga pulsada. Embora o sistema de baterias tenha conseguido manter a tensão do barramento MVDC, foi observada a presença de transitório nos momentos em que a carga pulsada foi ativada e desativada. Para mitigar este efeito, foi implementado o SC. Com a utilização do SC, houve ampliação no fornecimento de potência que acompanhou a carga pulsada nos instantes iniciais, com uma rápida queda devido à baixa densidade de energia. A ação conjunta desses elementos armazenadores de energia conseguiu mitigar os efeitos da carga pulsada. O SoC do SC, no entanto, diferentemente do que ocorreu com o sistema de baterias, apresentou grande variação do início para o final da simulação devido à baixa densidade de energia. Ao inserir a malha de controle de corrente do SC, o ganho proporcional e integral foi ajustado para atuar rapidamente na presença da carga pulsada, reduzindo desse modo a presença de transitório e mantendo a tensão no barramento MVDC constante. Embora a implementação do controle de corrente do sistema de baterias e do SC combinados tenha mantido a tensão no barramento MVDC cons-

tante, a utilização da malha de controle centralizada em cascata com a de corrente do sistema híbrido de armazenamento regulou a tensão no barramento MVDC. O conversor DAB monofásico utilizado tanto para conectar o sistema de baterias como o SC, foi testado primeiro com o controle de corrente, e na sequência com o controle de tensão em cascata. Esta composição se mostrou capaz de fornecer a corrente e a potência necessárias para compensar os efeitos da carga pulsada. Diante do exposto, a simulação da integração de todos os elementos dimensionados que compuseram o sistema integrado de potências projetado para mitigar os efeitos da carga pulsada demonstrou-se capaz de alcançar este propósito. Neste sentido, pode-se inferir que o sistema projetado e simulado supriu a necessidade de grande quantidade de energia em curto período de tempo, demanda esta similar àquela da utilização do módulo de combate em navios de guerra. Conclui-se, portanto, que o objetivo deste estudo foi alcançado.

5.1 Propostas de Trabalhos Futuros

- Implementar conversores modulares multiníveis MMC em substituição ao conversor CC/CA de dois níveis, para reduzir os níveis de tensão nas chaves;
- Desenvolver/ Implementar um algoritmo de carga/ descarga da bateria e do SC;
- Implementar um módulo de geração utilizando célula de combustível;
- Desenvolver/ Implementar um sistema supervisor para a microrrede MVDC em um simulador de tempo real para validar o modelo; e
- A viabilidade de realizar o transformador do conversor DAB.

Referências Bibliográficas

- [1] EDWARDS, D. M. *Simulated Laser Weapon System Decision Support to Combat Drone Swarms with Machine Learning*. Tese de Doutorado, Monterey, CA; Naval Postgraduate School, 2021.
- [2] M. AULICE SCIBIOH, B. V. *Materials for Supercapacitor Applications*. 1 ed. , Elsevier, 2020. ISBN: 978-0-12-819858-2.
- [3] KLEM, M. D. S. “Estudo de supercapacitores orgânicos impressos em papel à base de PEDOT: PSS”, 2017.
- [4] ANG, C. N. *Analysis of high energy laser weapon employment from a navy ship*. Relatório técnico, NAVAL POSTGRADUATE SCHOOL MONTEREY CA DEPT OF SYSTEMS ENGINEERING, 2012.
- [5] MCCOY, T. J. “Integrated power systems—An outline of requirements and functionalities for ships”, *Proceedings of the IEEE*, v. 103, n. 12, pp. 2276–2284, 2015.
- [6] JIN, Z., SULLIGOI, G., CUZNER, R., et al. “Next-generation shipboard dc power system: Introduction smart grid and dc microgrid technologies into maritime electrical networks”, *IEEE Electrification Magazine*, v. 4, n. 2, pp. 45–57, 2016.
- [7] YANG, T., COX, T., DEGANI, M., et al. “History and recent advancements of electric propulsion and integrated electrical power systems for commercial & naval vessels”, 2016.
- [8] FARRIER, L., BUCKNALL, R. “Investigating the performance capability of a lithium-ion battery system when powering future pulsed loads”, *Energies*, v. 13, n. 6, pp. 1357, 2020.
- [9] KHAN, M. M. S., FARUQUE, M. “Management of hybrid energy storage systems for MVDC power system of all electric ship”. In: *2016 North American Power Symposium (NAPS)*, pp. 1–6. IEEE, 2016.

- [10] MANANDHAR, U., TUMMURU, N. R., KOLLIMALLA, S. K., et al. “Validation of faster joint control strategy for battery-and supercapacitor-based energy storage system”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 4, pp. 3286–3295, 2017.
- [11] FLYNN, B. “The coming high-tech Sino-American War at Sea? Naval Guns, Technology hybridity and the “Shock of the Old””, *Defence Studies*, v. 21, n. 3, pp. 312–333, 2021.
- [12] SHAO, S., CHEN, H., WU, X., et al. “Circulating current and ZVS-on of a dual active bridge DC-DC converter: A review”, *IEEE Access*, v. 7, pp. 50561–50572, 2019.
- [13] ARUNKUMAR, C., MANTHATI, U. B., SRINIVAS, P. “Accurate modelling and analysis of battery–supercapacitor hybrid energy storage system in DC microgrid systems”, *Energy Systems*, pp. 1–19, 2021.
- [14] MARDANI, M. M., KHOOBAN, M. H., MASOUDIAN, A., et al. “Model predictive control of DC–DC converters to mitigate the effects of pulsed power loads in naval DC microgrids”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 7, pp. 5676–5685, 2018.
- [15] BASSHAM, B. A. *An evaluation of electric motors for ship propulsion*. Relatório técnico, NAVAL POSTGRADUATE SCHOOL MONTEREY CA, 2003.
- [16] HANSEN, J. F., WENDT, F. “History and state of the art in commercial electric ship propulsion, integrated power systems, and future trends”, *Proceedings of the IEEE*, v. 103, n. 12, pp. 2229–2242, 2015.
- [17] DOERRY, N. “Naval power systems: Integrated power systems for the continuity of the electrical power supply.” *IEEE Electrification Magazine*, v. 3, n. 2, pp. 12–21, 2015.
- [18] SULLIGOI, G., VICENZUTTI, A., MENIS, R. “All-electric ship design: From electrical propulsion to integrated electrical and electronic power systems”, *IEEE Transactions on transportation electrification*, v. 2, n. 4, pp. 507–521, 2016.
- [19] VICENZUTTI, A., BOSICH, D., GIADROSSI, G., et al. “The Role of Voltage Controls in Modern All-Electric Ships: Toward the all electric ship.” *IEEE Electrification Magazine*, v. 3, n. 2, pp. 49–65, 2015.

- [20] DI PIAZZA, M. C., LUNA, M., LA TONA, G., et al. “Shipboard microgrids: comparison of solutions based on LVDC distribution on cruise ships”. In: *2021 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2021 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe)*, pp. 1–6. IEEE, 2021.
- [21] XU, L., GUERRERO, J. M., LASHAB, A., 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, pp. 5155–5172, 2021.
- [22] YANG, X., HU, H., GE, Y., et al. “An improved droop control strategy for VSC-based MVDC traction power supply system”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 54, n. 5, pp. 5173–5186, 2018.
- [23] SHEN, Q., RAMACHANDRAN, B., SRIVASTAVA, S. K., et al. “Power and energy management in integrated power system”. In: *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, pp. 414–419. IEEE, 2011.
- [24] XU, F., LU, Y., XUAN, X., et al. “Research on flexible medium-voltage DC distribution technology based shore-to-ship power supply system”. In: *IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 405–409. IEEE, 2017.
- [25] YAZDANI, A., IRAVANI, R. *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*. John Wiley & Sons, 2010.
- [26] MADHUSOODHANAN, S., HATUA, K., BHATTACHARYA, S., et al. “Comparison study of 12kV n-type SiC IGBT with 10kV SiC MOSFET and 6.5 kV Si IGBT based on 3L-NPC VSC applications”. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 310–317. IEEE, 2012.
- [27] JOHANNESSON, D., NAWAZ, M., NORRGA, S., et al. “Static and dynamic performance prediction of ultrahigh-voltage silicon carbide insulated-gate bipolar transistors”, *IEEE transactions on power electronics*, v. 36, n. 5, pp. 5874–5891, 2020.
- [28] GRABER, L., STEURER, M., KMITKOVIC, J., et al. “Time and frequency domain methods to evaluate grounding strategies for medium voltage dc shipboard power systems”. In: *2013 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, pp. 43–48. IEEE, 2013.

- [29] POURMIRASGHARIYAN, M., ZAREI, S. F., HAMZEH, M. “DC-system grounding: Existing strategies, performance analysis, functional characteristics, technical challenges, and selection criteria-a review”, *Electric Power Systems Research*, p. 107769, 2022.
- [30] DE OLIVEIRA DANIEL, L. *MODELAGEM, ANÁLISE E CONTROLE DE UM ELO DE TENSÃO CONTÍNUA COM CONVERSORES VSC CONECTADOS EM BACK-TO-BACK*. Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2011.
- [31] LU, X., GUERRERO, J. M., SUN, K., et al. “An improved droop control method for DC microgrids based on low bandwidth communication with DC bus voltage restoration and enhanced current sharing accuracy”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 4, pp. 1800–1812, 2013.
- [32] YANG, N., PAIRE, D., GAO, F., et al. “Compensation of droop control using common load condition in DC microgrids to improve voltage regulation and load sharing”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 64, pp. 752–760, 2015.
- [33] WANG, G., XIAO, R., XU, C., et al. “Stability analysis of integrated power system with pulse load”, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, v. 115, pp. 105462, 2020.
- [34] FARRIER, L., BUCKNALL, R. “Assessing battery energy storage for integration with hybrid propulsion and high energy weapons”. In: . IMarEST, 2019.
- [35] XU, L., WEI, B., YU, Y., et al. “Simulation Assessment of the Impact of Pulsed Loads in DC Shipboard Microgrid”. In: *IECON 2021–47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1–6. IEEE, 2021.
- [36] HARTMAN, S. D. *Electromagnetic Aircraft Launching System: Do the Benefits Outweigh the Costs?* Relatório técnico, MARINE CORPS COMMAND AND STAFF COLL QUANTICO VA, 2010.
- [37] MILLS, A. J. *An adaptive, multi-rate linear quadratic regulator for a shipboard MVDC distribution system with constant power loads*. Relatório técnico, Naval Postgraduate School Monterey United States, 2017.
- [38] GAO, X., FU, L. “SOC optimization based energy management strategy for hybrid energy storage system in vessel integrated power system”, *IEEE Access*, v. 8, pp. 54611–54619, 2020.

- [39] KHAN, M. M. S., FARUQUE, M. O., NEWAZ, A. “Fuzzy logic based energy storage management system for MVDC power system of all electric ship”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 32, n. 2, pp. 798–809, 2017.
- [40] HALPER, M. S., ELLENBOGEN, J. C. “Supercapacitors: A brief overview”, *The MITRE Corporation, McLean, Virginia, USA*, v. 1, 2006.
- [41] SCIBIOH, M. A., VISWANATHAN, B. *Materials for Supercapacitor Applications*. Elsevier, 2020.
- [42] PATEL, M. R. *Shipboard propulsion, power electronics, and ocean energy*. Crc Press Boca Raton, 2012.
- [43] HASHIM, N. A. B. M., KIM, N. “Analysis of Supercapacitors as an Energy Source—A Proof-of-Concept Study for Power Optimisation Circuits”. In: *2021 IEEE Region 10 Symposium (TENSYP)*, pp. 1–6. IEEE, 2021.
- [44] SHAH, V. A., KUNDU, P., MAHESHWARI, R. “Improved method for characterization of ultracapacitor by constant current charging”, *International Journal of Modeling and Optimization*, v. 2, n. 3, pp. 290, 2012.
- [45] LIU, K., ZHU, C., LU, R., et al. “Improved study of temperature dependence equivalent circuit model for supercapacitors”, *IEEE Transactions on Plasma Science*, v. 41, n. 5, pp. 1267–1271, 2013.
- [46] ANDRIOLLO, M., CARAMANNA, M., TORTELLA, A. “Equivalent circuit models for the analysis of a commercial ultracapacitor module”. In: *2016 AEIT International Annual Conference (AEIT)*, pp. 1–6. IEEE, 2016.
- [47] RAMPOKANYO, M., DATTARAY, P., KAMERA, P., et al. “Impact of high penetration of inverter-based generation on system inertia of networks”, *Electra*, , n. 319, 2021.
- [48] TREMBLAY, O., DESSAINT, L.-A., DEKKICHE, A.-I. “A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles”. In: *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 284–289. Ieee, 2007.
- [49] CARVALHO, L. L., OTHERS. “Modelagem e controle do conversor Dual Active Bridge (DAB) aplicado ao gerenciamento da entrega de energia de um banco de baterias”, 2019.
- [50] COSTA, L. F., OTHERS. “Conversor cc-cc buck+ boost multinível bidirecional”, 2013.

- [51] CÚNICO, L. M., OTHERS. “Estratégias de projeto e modulação para o conversor DAB trifásico”, 2021.
- [52] COSTA, P. F. S., OTHERS. “Modelagem e controle do conversor DAB para interface entre banco de baterias e sistema elétrico de potência”, 2017.
- [53] JEUNG, Y.-C., LEE, D.-C. “Voltage and current regulations of bidirectional isolated dual-active-bridge DC–DC converters based on a double-integral sliding mode control”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 7, pp. 6937–6946, 2018.
- [54] ORTIZ, G., BIELA, J., BORTIS, D., et al. “1 Megawatt, 20 kHz, isolated, bidirectional 12kV to 1.2 kV DC-DC converter for renewable energy applications”. In: *The 2010 International Power Electronics Conference-ECCE ASIA-*, pp. 3212–3219. IEEE, 2010.
- [55] COSTA, P. F., LÖBLER, P. H., CARVALHO, L. L., et al. “Conversor Dual Active Bridge Aplicado no Gerenciamento de Carga e Descarga de um Banco de Baterias em uma Microrrede Residencial”, *A*, 2019.
- [56] DOS SANTOS, W. M., MARTINS, D. C. “Introdução ao conversor DAB monofásico”, *Eletrônica de Potência*, v. 19, n. 1, pp. 36–46, 2014.
- [57] FRAYTAG, J., OTHERS. “Conversor CC-CC híbrido isolado para utilização em sistemas MVDC”, 2020.
- [58] LUCAS, K. E., PAGANO, D. J., MEDEIROS, R. L. “Single phase-shift control of DAB converter using robust parametric approach”. In: *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, pp. 1–6. IEEE, 2019.
- [59] ZHAO, B., SONG, Q., LIU, W., et al. “Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC–DC converter for high-frequency-link power-conversion system”, *IEEE Transactions on power electronics*, v. 29, n. 8, pp. 4091–4106, 2013.
- [60] SBI, P. A. C. W. O., BRANCH, C., BOURSE, A. D. “STATE BANK OF INDIA INVITES ONLINE E-TENDER”, .
- [61] HAN, Y., LI, Q., WANG, T., 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, pp. 296–305, 2017.

- [62] MARISCOTTI, A. “Power quality metrics for DC grids with pulsed power loads”, *Acta Imeko*, v. 10, n. 2, pp. 153–161, 2021.
- [63] FARRIER, L., SAVAGE, C., BUCKNALL, R. “Simulating pulsed power load compensation using lithium-ion battery systems”. In: *2019 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, pp. 45–51. IEEE, 2019.
- [64] DENG, Q., DOUGAL, R. A. “Distributed independent controls for managing short circuit faults in MVDC power systems”. In: *2017 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, pp. 332–339. IEEE, 2017.

Apêndice A

Conversor CA-CC

A.1 Projeto do conversor CA-CC

Tensão do Gerador no PSCAD/EMTDC

$$V_{Gerador1} = V_{pico} = \frac{V_{MVDC}}{\sqrt{2}} = \frac{12kV}{\sqrt{2}} = 8.48kV \quad (A.1)$$

Tensão de fase do gerador

$$V_{fase} = \frac{V_{MVDC}}{\sqrt{3}} = \frac{12kV}{\sqrt{3}} = 6.92kV \quad (A.2)$$

Corrente de base

$$I_{base} = \frac{2}{3} \cdot \frac{S_{base}}{V_{fase}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{16}{6.92} = 2.31KA \quad (A.3)$$

Impedância de base

$$Z_{base} = \frac{V_{fase}}{I_{base}} = \quad (A.4)$$

$$L = \frac{(w \cdot L_{pu}) \cdot Z_{base}}{2 \cdot \pi \cdot f_s} \quad (A.5)$$

Reatância indutiva X_L

$$X_L = j \cdot w \cdot L \quad (A.6)$$

Resistência

$$R = h \cdot \cos\theta \quad (A.7)$$

$$R_{eq} = R + r_{on} \quad (A.8)$$

A.2 Controle de corrente do conversor CA-CC

Tempo de integração

$$\tau_i = 2ms \quad (A.9)$$

Tempo do controle de corrente do gerador

$$K_i = \frac{R_{eq}}{\tau_i} \quad (A.10)$$

Tempo de integração do controle de corrente do gerador em pu

$$K_{ipu} = \frac{k_i \cdot I_{base}}{\frac{V_{cc}}{2}} \quad (A.11)$$

Tempo de integração no PSCAD/EMTDC

$$T_{ipu} = \frac{1}{k_{ipu}} \quad (A.12)$$

Ganho do controle de corrente do gerador.

$$K_{pi} = \frac{L}{\tau_i} \quad (A.13)$$

Ganho do controle de corrente em pu do gerador.

$$K_{pi_{pu}} = K_p \cdot I_{base} \frac{V_{CC}}{2} \quad (A.14)$$

Controle de tensão do gerador usando o método simétrico ótimo.

$$T_n = 4 \cdot \tau_n = (4) \cdot (2ms) = 8ms \quad (A.15)$$

Considerando $T_0 = C_2$

$$K_{pV} = \frac{C_2}{2 \cdot \tau_i} \quad (A.16)$$

$$K_{pV_{pu}} = \frac{K_{pV} \cdot I_{V_{cc}}}{\frac{V_{cc}}{2}} \quad (A.17)$$

A.3 Filtros do controle de corrente do gerador 1

$$w \cdot L_{pu} = \frac{w \cdot l}{Z_{base}} = 0.15pu \quad (A.18)$$

A.4 Capacitor do elo CC

Constante de inércia $HH = 50ms$

$$C_1 = \frac{2 \cdot HH \cdot S_{base}}{V_{MVDC}^2} = 11mF \quad (A.19)$$

$$C_2 = 2 \cdot C_1 = 22mF \quad (A.20)$$

Corrente máxima

$$I_{CC} = \frac{P}{V_{MVDC}} = \frac{16MW}{12kV} = 1.33kA \quad (A.21)$$