



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Andre Faria Hernandez

Contribuição ao Estudo da Qualidade da Energia Elétrica em Navios

Campinas

2023



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Andre Faria Hernandez

Contribuição ao Estudo da Qualidade da Energia Elétrica em Navios

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

Orientador: Prof. Dr. José Antenor Pomilio

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Andre Faria Hernandez, e orientada pelo Prof. Dr. José Antenor Pomilio

Campinas

2023

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

H43c Hernandes, Andre Faria, 1979-
 Contribuição ao estudo da qualidade da energia elétrica em navios / Andre
 Faria Hernandes. – Campinas, SP : [s.n.], 2023.

 Orientador: José Antenor Pomilio.
 Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade
 de Engenharia Elétrica e de Computação.

 1. Navios de guerra. 2. Energia elétrica - Controle de qualidade. 3. Energia
 - Armazenamento. 4. Conversores de energia elétrica. 5. Filtros elétricos
 passivos. I. Pomilio, José Antenor, 1960-. II. Universidade Estadual de
 Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Informações Complementares

Título em outro idioma: Contribution to the study of the power quality on ships

Palavras-chave em inglês:

Warships

Electrical energy - Quality control

Energy storage

Electrical energy converters

Passive electrical filters

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

José Antenor Pomilio [Orientador]

Robson Francisco da Silva Dias

José Carlos Ugaz Pena

Data de defesa: 30-10-2023

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Identificação e informações acadêmicas do(a) aluno(a)

- ORCID do autor: <https://orcid.org/0009-0001-5298-8378>

- Currículo Lattes do autor: <http://lattes.cnpq.br/6917167531460642>

Comissão julgadora - Dissertação de Mestrado

Candidato: Andre Faria Hernandes RA: 264533

Data da Defesa: 30 de outubro de 2023

Título da Dissertação: "Contribuição ao Estudo da Qualidade da Energia Elétrica em Navios".

Título em outro idioma: "Contribution to the Study of the Power Quality on Ships".

Prof. Dr. José Antenor Pomilio (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Robson Francisco da Silva Dias (COPPE/UFRJ)

Dr. José Carlos Ugaz Pena (FEEC/UNICAMP)

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

Dedico esta tese à Deus, à minha esposa Daniela, à minha filha Gabrielly, à meus pais Salvador e Herci, aos meus irmãos Gisele e Jefferson e aos meus sobrinhos Gabriel e Rafael.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente à Deus, minha esposa Daniela e minha filha Gabrielly por terem me dado força para concluir este trabalho diante das dificuldades impostas pela pandemia de Covid-19, por não ter me deixado esmorecer em nenhum momento e sempre seguir em frente, acreditando no meu trabalho e na minha capacidade até o fim.

Agradeço aos meus pais Salvador e Herci por sempre me apoiarem, e serem meus companheiros sempre.

Agradeço aos meus amigos do laboratório de redes inteligentes LABREI e laboratório de condicionamento de energia elétrica LCEE, em especial a Igor Maronni, Leonardo Milfont, Eliabe Queiroz, Mateus Pinheiro, José Carlos e João Ota por me ajudarem no desenvolvimento e resolução de problemas encontrados durante a pesquisa, sempre que precisei com enorme espírito de corpo e humildade.

Agradeço ao meu orientador Professor José Antenor Pomílio por ter me dado suporte ao desenvolvimento deste projeto e me orientado de maneira excelente me proporcionando um enorme aprendizado em todos os momentos de nossa convivência.

Agradeço a Marinha do Brasil, especialmente ao Centro Industrial Nuclear de Aramar, pela oportunidade de dedicação exclusiva ao desenvolvimento da pesquisa que foi imprescindível ao sucesso desse trabalho.

*“O vencedor é
um sonhador que,
nunca desiste.”
(Nelson Mandela)*

Resumo

Novas tecnologias na área naval, a partir do uso intensivo e extensivo da Eletrônica de Potência, têm viabilizado o conceito de “All-electric Ship”, com decorrentes melhorias operacionais das embarcações como: maior manobrabilidade, criação de armas de alta potência, diminuição de custos com manutenção e aumento da flexibilidade. Embora os benefícios dessa evolução tecnológica sejam inquestionáveis, as mudanças trouxeram, dentre outras, preocupações em relação à Qualidade da Energia Elétrica-QEE da rede elétrica embarcada. Soluções como sistemas de armazenamento de energia, uso de filtros ativos e passivos, retificadores de alta qualidade, técnicas de controle de conversores etc., estão sendo estudadas e desenvolvidas com o intuito de reduzir os problemas de QEE. A proposta deste trabalho é analisar as principais normas sobre QEE de redes elétricas de navios. Estudar alguns dos principais problemas de qualidade de energia elétrica (QEE) em navios de guerra modernos onde sua rede elétrica adota o conceito "All Electric Ship", que permite que todas as cargas da embarcação sejam alimentadas pelo mesmo conjunto de equipamentos de geração, neste caso geradores elétricos. A rede elétrica é composta de um lado CA na parte de geração e um sistema CC em todo o restante do navio. A conversão do lado CA para o lado CC é realizada através de um retificador. O lado CC é formado por conversores chaveados, cargas convencionais, e por cargas de alta potência como o motor de propulsão e carga pulsada, estas responsáveis pelos problemas de QEE estudados neste trabalho. O modelo de carga pulsada é a representação de cargas usadas em navios de guerra em situação de combate como Sistema Lançador Eletromagnético de Aeronaves, Armas Eletromagnéticas (Canhão de Raio Laser), Radares e Sonares. Para verificar o funcionamento da rede elétrica embarcada bem como seus problemas de QEE seja do lado CA como do lado CC gerados pela utilização de cargas de alta potência foi utilizado o simulador *Typhoon Hil 604*[®], com elevada capacidade computacional, permitindo simular sistemas complexos, com múltiplos conversores e seus controles que fazem parte da estrutura analisada.

Palavras-chaves: Navios de Guerra; Simulador *Typhoon Hil*; Qualidade da Energia Elétrica; Carga pulsada.

Abstract

New technologies in the naval area, from the intensive and extensive use of Power Electronics, have enabled the concept of "All-electric Ship", with consequent operational improvements of vessels such as: greater maneuverability, creation of high-power weapons, reduction of maintenance costs and increased flexibility. Although the benefits of this technological evolution are unquestionable, the changes brought, among others, concerns in relation to the Power Quality, PQ of the on-board electrical network. Solutions such as energy storage systems, active and passive filters, high quality rectifiers, converter control techniques, etc., are being studied and developed to reduce PQ problems. The purpose of this work is to analyze the main standards on PQ for ships' electrical networks. Study the main electrical power quality (PQ) problems in modern warships which adopts the All Electric Ship concept, which allows all vessel loads to be powered by a single set of generation equipment, in this case electrical generators. The electrical network is composed, on the one hand, by AC generation and DC network throughout the rest of the ship. The conversion from the AC side to the DC side is carried out using a rectifier. The DC side feeds conventional loads, and high power loads such as propulsion motor and pulsed load. The pulsed load model is the representation of loads used on warships, in combat situations, such as Aircraft Electromagnetic Launch System, Electromagnetic Weapons (Laser Ray Cannon), Radars and Sonars. In order to verify the operation of the on-board electrical network, as well as its PQ problems generated by the high power loads, both on the AC side and on the DC side, the simulator *Typhoon Hil 604*[®] was used, with high computational capacity, allowing to simulate complex systems, with multiple converters and their controls that are part of the analyzed structure.

Keywords: Warship; *Typhoon Hil* simulator; Electric Energy Quality; Pulsed load.

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Arquitetura Segregada	19
Figura 1.2 – Arquitetura Integrada	20
Figura 1.3 – Estrutura IPS Radial para rede MVDC	21
Figura 1.4 – Topologia Anel-Zonal MVDC	21
Figura 1.5 – Estrutura IPS para redes MVDC e MVAC	22
Figura 1.6 – Estrutura do PCM-1A "Power Converter"	23
Figura 2.1 – Comparação ITIC com Stanag 1008 (para equipamentos 120V e 60Hz)	28
Figura 3.1 – Rede elétrica MVDC simulada	35
Figura 3.2 – Circuito equivalente monofásico do gerador síncrono	37
Figura 3.3 – Retificador	38
Figura 3.4 – Inversor	42
Figura 3.5 – Circuito Conversor abaixador de tensão	44
Figura 3.6 – Diagramas de Bode da função de transferência do conversor (eq. 3.15) .	46
Figura 3.7 – Diagrama de Bode do compensador	47
Figura 3.8 – Diagrama de Bode do compensador+planta	47
Figura 3.9 – Resposta ao Degrau da Função de Transferência em Malha Fechada de Tensão	48
Figura 3.10–Modelo médio conversor Buck	48
Figura 3.11–Conversor com filtro	49
Figura 3.12–Modelo carga pulsada	50
Figura 3.13–corrente pulsada	50
Figura 3.14–Tensão de saída e Velocidade do gerador	51
Figura 4.1 – Distorção de tensão causada por corrente distorcida	53
Figura 4.2 – Circuito filtros passivos	54
Figura 4.3 – Corrente na fase C, sem propulsão	56
Figura 4.4 – Tensão na fase C, sem propulsão	57
Figura 4.5 – FFT da tensão na fase C, sem propulsão	57
Figura 4.6 – Corrente na fase C, com propulsão ligada	58
Figura 4.7 – Tensão na fase C, com propulsão	58
Figura 4.8 – FFT da tensão na fase C, com propulsão atuando	59
Figura 4.9 – Corrente da fase C, sem propulsão	60
Figura 4.10–Tensão da fase C, sem propulsão	60
Figura 4.11–FFT da tensão da fase C, sem propulsão	61
Figura 4.12–Corrente na fase C, com propulsão	62

Figura 4.13–Tensão na fase C, com propulsão	62
Figura 4.14–FFT da tensão da fase C, com propulsão	63
Figura 5.1 – Conversor Bidirecional Duplo	66
Figura 5.2 – Conversor DAB	67
Figura 5.3 – Conversor Bidirecional Duplo Entrelaçado	68
Figura 5.4 – Diagrama em Blocos	72
Figura 5.5 – Circuito diferenciador	73
Figura 5.6 – Função de Transferência em Malha Aberta de corrente	75
Figura 5.7 – Função de Transferência em Malha Aberta de corrente com compensador	75
Figura 5.8 – Função de Transferência em Malha Fechada de corrente	76
Figura 5.9 – Resposta ao degrau da Função de Transferência em Malha Fechada de corrente	76
Figura 5.10–Função de Transferência em Malha Aberta de tensão	77
Figura 5.11–Função de Transferência em Malha Aberta de tensão com compensador	78
Figura 5.12–Função de Transferência em Malha Fechada de tensão	78
Figura 5.13–Resposta ao degrau da Função de Transferência em Malha Fechada de tensão	79
Figura 5.14–Tensão e Corrente no Barramento MVDC com acionamento da carga pulsada	79
Figura 5.15–Corrente no Barramento MVDC e na Carga Pulsada	80
Figura 5.16–Tensão e Corrente no Barramento MVDC	82
Figura 5.17–Tensão e Corrente no Barramento MVDC	83
Figura 5.18–Tensão Compensador de Energia - lado barramento e lado SC	83
Figura 5.19–Corrente Compensador de Energia	84
Figura 5.20–Corrente no SC	84

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Armas de Alta Potência	28
Tabela 2.2 – Vantagens e desvantagens de sistemas de armazenamento de energia . .	29
Tabela 2.3 – Limites de tensão para redes trifásicas CA de 1 kV a 36 kV	31
Tabela 2.4 – Limites para variações de tensão e frequência	31
Tabela 2.5 – Limites de valores de harmônicas na tensão	32
Tabela 2.6 – Classes de tensão recomendadas em MVDC	33
Tabela 2.7 – Limites de distorções harmônicas em tensão recomendação IEEE 519 .	33
Tabela 2.8 – Limites estabelecidos para variações elétricas	34
Tabela 3.1 – Características elétricas dos cabos	36
Tabela 3.2 – Parâmetros do gerador	37
Tabela 3.3 – Características do gerador	38
Tabela 3.4 – Parâmetros filtros CL do retificador	39
Tabela 3.5 – Parâmetros elétricos do motor de indução	41
Tabela 3.6 – Parâmetros do navio retirados do modelo DDG-51	41
Tabela 3.7 – Parâmetros conversor "Buck"6000-1000 Vdc	44
Tabela 3.8 – Parâmetros conversor "Buck"1000-650 Vdc	47
Tabela 3.9 – Parâmetros filtros CL com amortecimento	49
Tabela 4.1 – Parâmetros filtros passivos	55
Tabela 4.2 – Distorção Harmônica Individual (DHIv) em porcentagem (%):	57
Tabela 4.3 – Distorção Harmônica Individual (DHIv) em porcentagem (%):	59
Tabela 4.4 – Distorção Harmônica Individual (DHIv) em porcentagem (%):	61
Tabela 4.5 – Distorção Harmônica Individual (DHIv) em porcentagem (%):	62
Tabela 5.1 – Especificações do Projeto de cada Conversor Bidirecional	70
Tabela 5.2 – Valores Dimensionados de cada Conversor Bidirecional	71
Tabela 5.3 – Especificações do Projeto de Controle	74
Tabela A.1 – Dados do modelo gerador síncrono simulink	92

Lista de abreviaturas e siglas

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
FEEC	Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação
Fig.	Figura
Unicamp	Universidade Estadual de Campinas
QEE	Qualidade da Energia Elétrica
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
IPS	Integrated Power Systems
MVDC	Medium Voltage Direct Current
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
CO ₂	Dióxido de Carbono
US Navy	United States Navy
NGIPS	Next Generation Integrated Power Systems
MVAC	Medium Voltage Alternate Current
HFAC	High Frequency Alternate Current
PDM	Power Distribution Module
PCM	Power Conversion Module
IEC	International Electrotechnical Commission
LVDC	Low Voltage Direct Current
DHT	Distorção Harmônica Total
ITIC	Information Technology Industry Council
OTAN	Organização do Tratado do Atlântico Norte
EMRG	Electromagnetic Rail Gun

EMALS	Electromagnetic Aircraft Launch System
DAB	Dual Active Bridge
MCC	Modo de Condução Contínua
F_c	Frequência de Corte
F_{ch}	Frequência de Chaveamento
FZ	Frequência de Zero do Controlador
PI	Proporcional e Integral
K_p	Ganho Proporcional
K_i	Ganho Integral
FTMAi	Função de Transferência em Malha Aberta do Controlador de Corrente
FTMFi	Função de Transferência em Malha Fechada do Controlador de Corrente
FTMAicomp	Função de Transferência em Malha Aberta do Controlador de Corrente com Compensador PI
F_{ci}	Frequência de Corte do Controlador de Corrente
K_{pi}	Ganho Proporcional do Compensador PI do Controlador de Corrente
K_{ii}	Ganho Integral do Compensador PI do Controlador de Corrente
F_{zi}	Frequência de Zero do Controlador de Corrente
FTMAvi	Função de Transferência em Malha Aberta do Controlador de Tensão
FTMFvi	Função de Transferência em Malha Fechada do Controlador de Tensão
FTMAvicomp	Função de Transferência em Malha Aberta do Controlador de Tensão com Compensador PI
F_{cvi}	Frequência de Corte do Controlador de Tensão
K_{pvi}	Ganho Proporcional do Compensador PI do Controlador de Tensão
K_{ivi}	Ganho Integral do Compensador PI do Controlador de Tensão
F_{zvi}	Frequência de Zero do Controlador de Tensão
CC	Corrente contínua

CA	Corrente alternada
RPM	Rotações por minuto
V/f	Tensão/frequência
Vdc	Direct current voltage
Vac	Alternate current voltage
PWM	Pulse Width Modulation

Sumário

1	Introdução	18
1.1	Arquitetura do Sistema Elétrico de Navios	19
1.2	Topologias	20
1.3	Redes MVDC	22
1.4	Estrutura típica de uma rede elétrica embarcada	22
1.5	Objetivos Gerais	24
1.6	Objetivos Específicos	24
1.7	Organização da dissertação	24
2	Qualidade da Energia Elétrica Embarcada	26
2.1	Distorção Harmônica no ambiente embarcado	26
2.2	Distúrbios em tensão de curta duração	27
2.3	Flutuação de amplitude	27
2.4	Normas e recomendações	29
2.5	Conclusões Parciais	34
3	Descrição e Modelagem da Rede Elétrica Embarcada	35
3.1	Introdução	35
3.2	Geração de Energia	36
3.2.1	Gerador Diesel Elétrico	36
3.2.2	Retificador	38
3.3	Propulsão	40
3.3.1	Motor Elétrico de Propulsão	40
3.3.1.1	Modelo de carga do motor (hélice)	40
3.3.2	Inversor de Frequência	41
3.4	Cargas	43
3.4.1	Conversor Abaixador 6000-1000 Vdc	43
3.4.2	Conversor Abaixador 1000-650 VDC	46
3.4.3	Formação de barramento CA, 440 V	48
3.4.4	Cálculo do Filtro CL de entrada dos conversores	49
3.4.5	Carga Pulsada	50
3.5	Conclusões Parciais	51
4	QEE no lado CA	52
4.1	Indicadores de Distorção Harmônica	53
4.2	Filtros passivos	54
4.2.1	Especificações	54

4.3	Resultados Iniciais	55
4.3.1	Sem propulsão	56
4.3.2	Com propulsão	57
4.4	Resultados com Filtragem	59
4.4.1	Sem propulsão	59
4.4.2	Com propulsão	61
4.5	Conclusões Parciais	63
5	QEE no lado CC	65
5.1	Compensador de Energia	65
5.2	Projeto e Controle do Compensador de Energia	67
5.2.1	Escolha dos Transistores e Frequência de Chaveamento (Fch)	67
5.2.2	Especificações	69
5.2.3	Controle do Conversor	71
5.3	Resultados - Sem Compensador de Energia	79
5.4	Resultados - Com Compensador de Energia	81
5.4.1	Dimensionamento do Supercapacitor	81
5.4.2	Situação 1, SC= 1F	81
5.5	Conclusões Parciais	85
6	Conclusão	86
6.1	Trabalhos Futuros	87
	Referências	88
	ANEXO A Cálculo da reatância síncrona do gerador	92
	ANEXO B Datasheet IGBT	93
	ANEXO C Datasheet Supercapacitor	100

1 Introdução

Nos últimos anos os desenvolvimentos de tecnologias em eletrônica de potência, máquinas elétricas, controle e armazenamento de energia, (YANG *et al.*, 2016) o uso de fontes de energia renovável, a integração de todos esses elementos em uma estrutura de microrredes, têm provocado grandes mudanças, não somente nas redes elétricas comerciais, como também na área industrial e em ambientes embarcados, como plataformas marítimas, aviões e, no que se concentra o presente estudo, na área naval.

Os navios modernos, sejam mercantes, de passageiros ou de guerra, têm sido projetados buscando maior eficiência no consumo de combustível, redução de emissões, de ruído e de vibrações. Isso explica o surgimento do conceito "All Electric Ship", ou seja, a utilização da eletricidade também para propulsão. O conceito correlato de "Integrated Power Systems – IPS", segundo Tymothy J. McCoY (MCCOY, 2015), se fez possível devido aos avanços da eletrônica de alta potência. Como benefícios, tem-se redução de custos operacionais, flexibilidade em manobras, aumento na confiabilidade e suporte para armas e sensores avançados nos navios de guerra, dentre outras. Estes desenvolvimentos se apoiam na utilização das redes MVDC ("Medium Voltage Direct Current") em embarcações.

O avanço da eletrônica de potência na área naval se dá também pelo uso de motores de indução para propulsão por meio de cicloconversores ou inversores de frequência para o acionamento (BELKHAYAT, 2017). Podemos citar como vantagens na utilização da eletrônica de potência para a propulsão, bem como para o sistema MVDC em navios:

- Redução do peso e volume de equipamentos.
- Flexibilidade na troca de equipamentos.
- Simples conexão e desconexão de geradores e sistemas de armazenamentos de energia.
- Disponibilidade de maior potência para determinado tamanho de cabo devido à elevação da tensão e redução de perdas pelo uso de corrente contínua (em relação a CA).
- Ausência da necessidade de sincronização de múltiplas fontes e cargas (CHAI *et al.*, 2017), (IEEE, 2018).

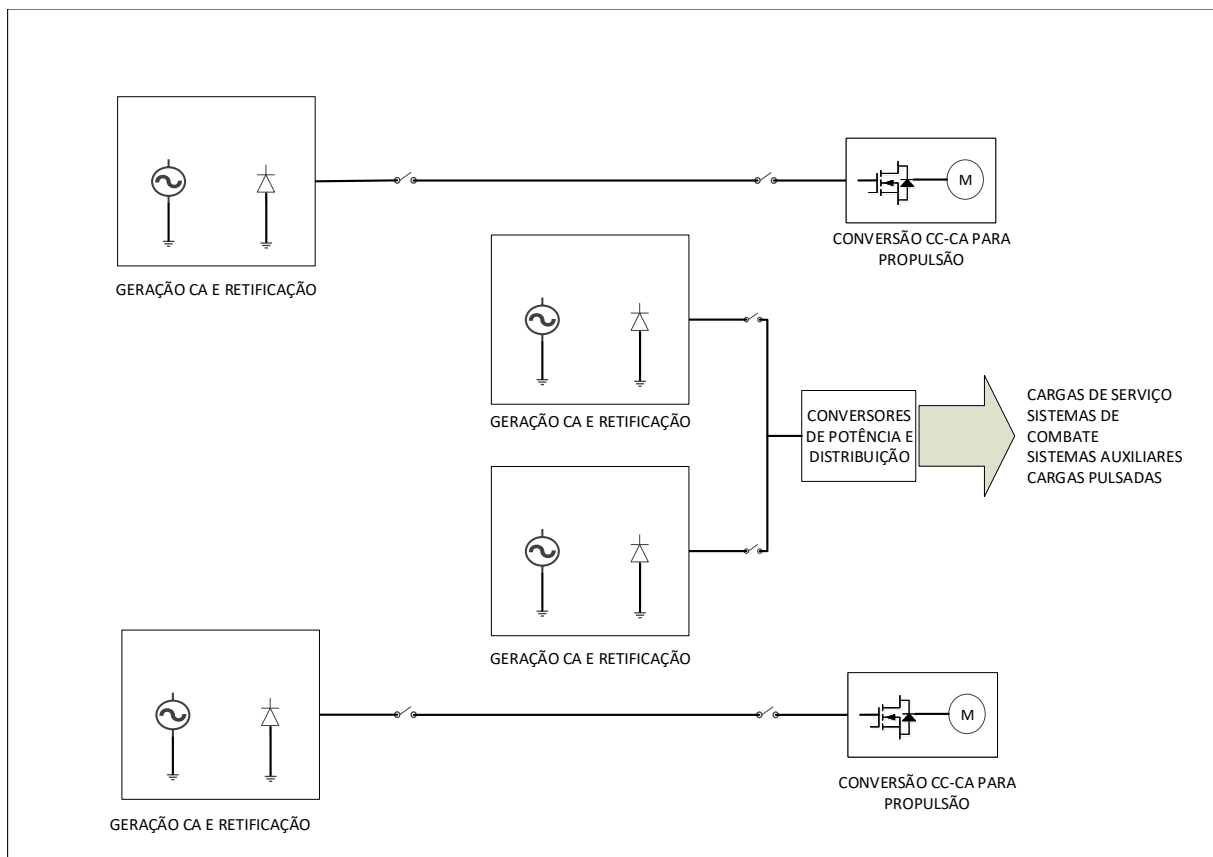
O estudo de caso deste trabalho teve foco em modelar o sistema elétrico de navio, analisar os problemas de qualidade de energia elétrica a bordo demonstrados com o

surgimento de componentes harmônicas do lado CA e distúrbios na tensão do barramento CC. Além de projetar soluções, filtros passivos e compensador de energia, para mitigação desses problemas.

1.1 Arquitetura do Sistema Elétrico de Navios

Há duas arquiteturas para o sistema elétrico de navios quando se considera a propulsão elétrica: segregado ou integrado (IPS) (MCCOY, 2015). Na arquitetura segregada, a propulsão está separada do restante circuito elétrico, ou seja, há um gerador dedicado e acoplado exclusivamente para a propulsão e outros geradores para as outras cargas do navio, conforme a figura 1.1.

Figura 1.1 – Arquitetura Segregada



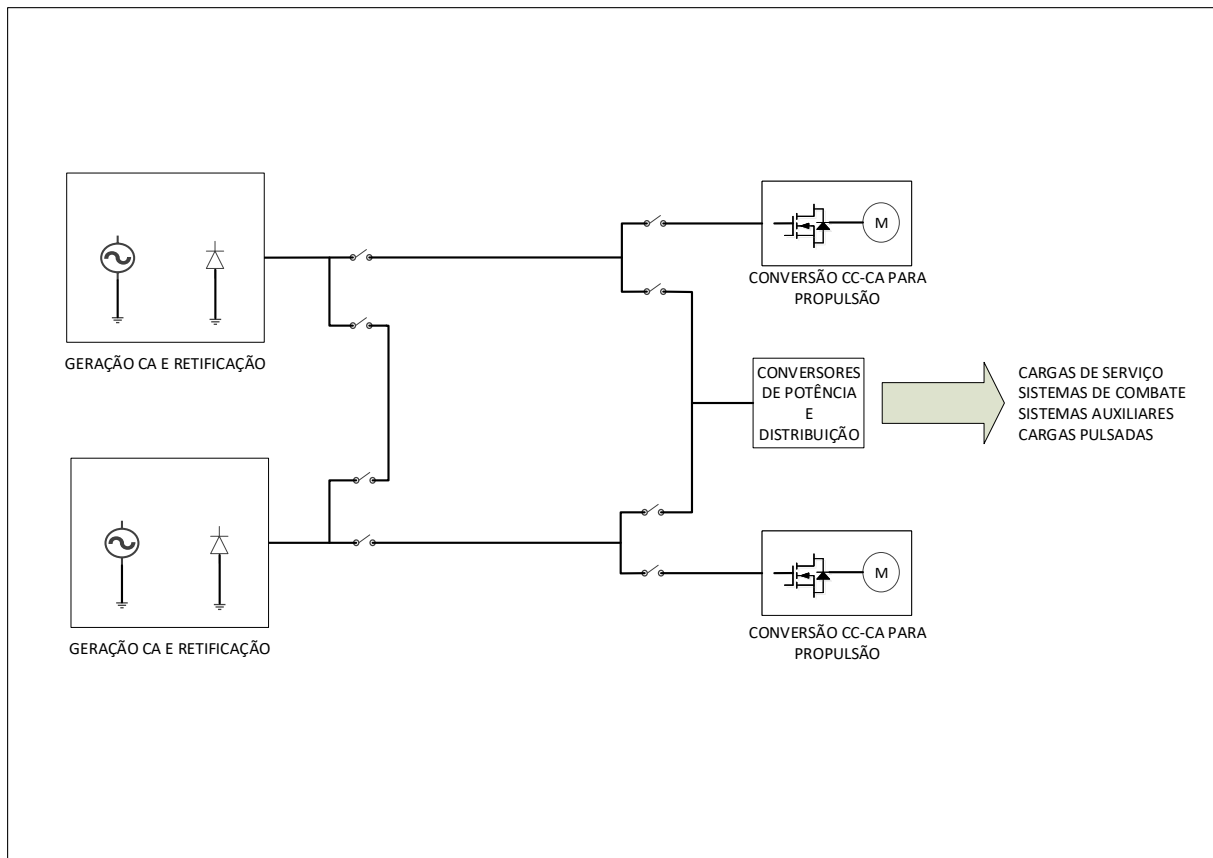
Fonte: Autor

Na arquitetura integrada – IPS, tanto a propulsão, quanto as demais cargas, estão alimentadas pelos mesmos geradores. A figura 1.2 exemplifica isso.

A arquitetura integrada traz como vantagens o menor número de geradores e flexibilidade de rotear o fornecimento de energia para propulsão e para as cargas.

Uma variação da arquitetura IPS é topologia híbrida que permite a inclusão de um sistema de armazenamento de energia para mitigar problemas de QEE e também

Figura 1.2 – Arquitetura Integrada



Fonte: Autor

para economia de combustível e redução da emissão de CO₂. A fonte primária de energia normalmente é uma máquina térmica que pode ser colocada em uma situação de máximo rendimento.

1.2 Topologias

A arquitetura integrada - IPS pode ser dividida em topologias:

Radial (figura 1.3);

Anel – Zonal (figura 1.4); e

Combinação das duas anteriores (topologia adotada nesse trabalho).

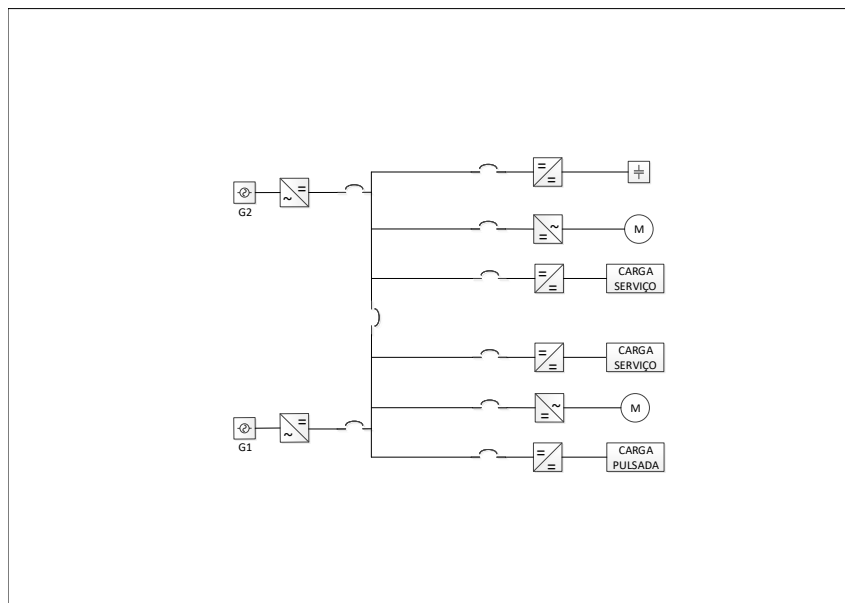
Ambas podem ser estruturas em corrente alternada (CA) ou em corrente contínua (CC).

A topologia radial tem sido a mais usada em sistemas CA em navios devido à simplicidade. Porém, na ocorrência de uma falta e consequente desconexão de uma linha de alimentação, não há outra possibilidade de alimentar as cargas, prejudicando o funcionamento de equipamentos e diminuindo sua disponibilidade, comprometendo a

operação do navio.

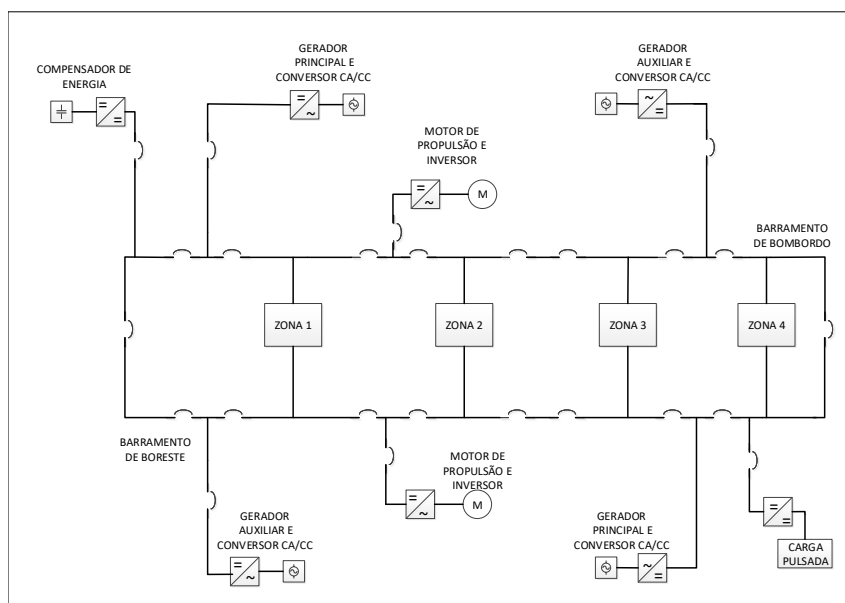
Já a topologia em anel-zonal proporciona maior disponibilidade de fornecimento de energia, portanto uma arquitetura mais segura (JIN *et al.*, 2016). Permite, no caso de ocorrência de falta, que o problema possa ser isolado e não comprometa o fornecimento de energia para o restante da rede e, conseqüentemente, para as cargas, não prejudicando a operação do navio.

Figura 1.3 – Estrutura IPS Radial para rede MVDC



Fonte: Adaptada de (DOERRY, 2009)

Figura 1.4 – Topologia Anel-Zonal MVDC



Fonte: Adaptada de (IEEE, 2018)

1.3 Redes MVDC

O uso de MVDC é conveniente para minimizar massa e custo dos cabos de distribuição. O valor da tensão CC pode ser definido a partir da conveniência para a alimentação dos conversores da propulsão. Um sistema MVDC utiliza retificadores para, a partir da energia CA dos geradores, converter em CC. O barramento CC em média tensão distribui a energia para as cargas. Para as cargas que necessitam de alimentação CA, são utilizados inversores. Cargas alimentadas com tensões menores que a do barramento principal são atendidas utilizando conversores CC-CC.

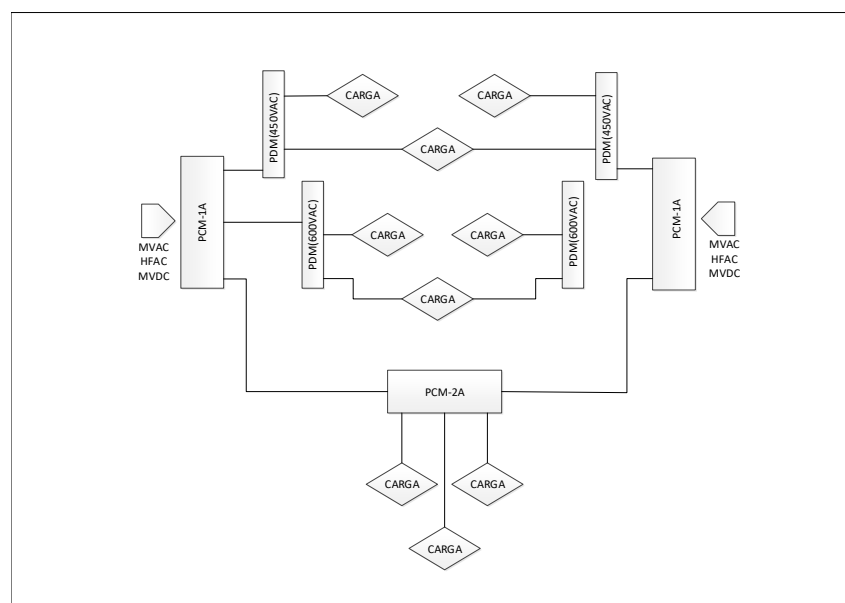
1.4 Estrutura típica de uma rede elétrica embarcada

A US Navy tem utilizado em suas embarcações a estrutura de rede elétrica integrada, desenvolvida pelo programa "Next Generation Integrated Power System"(NGIPS), tecnologia a ser adotada também nos futuros navios e submarinos.

A estrutura IPS é composta de módulos que executam funções de geração, propulsão e criação de barramentos com tensões menores através de conversores eletrônicos de potência.

A figura 1.5 mostra a estrutura IPS desenvolvida através do programa NGIPS, com opções de utilização para diferentes barramentos como MVDC, MVAC ou HFAC, mudando apenas o barramento principal, mas mantendo a mesma estrutura IPS.

Figura 1.5 – Estrutura IPS para redes MVDC e MVAC



Fonte: Adaptada de (DOERRY, 2009)

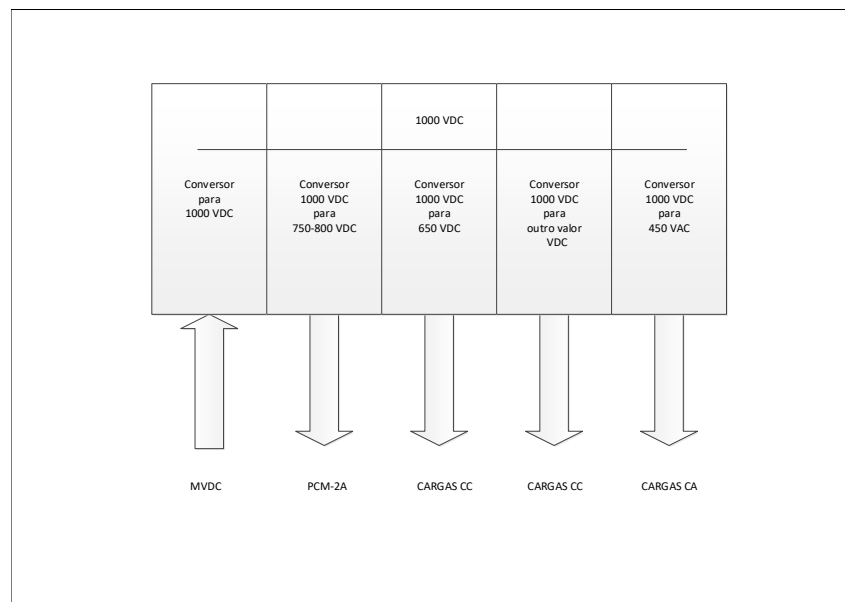
PDM-1A ("Power Distribution Module") – Chaves de distribuição;

PCM-4A ("Power Conversion Module") – Converte a tensão do barramento MVDC, MVAC ou HFAC para 1kV em CC;

PCM-1A – Converte a tensão de 1 kV de PCM-4A para 800 V, 650 V, outra tensão em CC que a carga necessitar, ou 450 V, 60 Hz em CA;

PCM-2A – Converte a tensão de 800 V em CC de PCM-1A para 450 V em CA 60 Hz ou 400 Hz.

Figura 1.6 – Estrutura do PCM-1A "Power Converter"



Fonte: Adaptada de (DOERRY, 2009)

Com base na figura 1.4 temos como exemplo uma estrutura MVDC com potência total gerada de 100 MW. Tal potência é atingida pelo uso de dois geradores principais e dois geradores auxiliares. A propulsão consome até 72 MW, dividida em dois motores de 36 MW. As demais cargas estão dentro das quatro zonas, consumindo até 13MW. A tensão do barramento MVDC é de 12 kV (TEAM, 2017).

A topologia anel-zonal maximiza a capacidade operacional em condições de faltas. As cargas de serviço são distribuídas em quatro zonas da proa a popa, alimentadas pelo barramento MVDC, que é dividido em barramento de boreste e bombordo, instalados longitudinalmente. Essa topologia permite que as cargas vitais sejam alimentadas pelo barramento de boreste ou de bombordo. Dentro das zonas, a tensão do barramento MVDC (boreste ou bombordo) é diminuída através de conversores CC-CC, que criam um barramento LVDC com tensão mais baixa. Dessa forma, algumas cargas são alimentadas diretamente pelo barramento LVDC, e outras cargas CA são alimentadas através de conversores CC/CA (inversor trifásico) conectado a este barramento (IEEE, 2018).

Um compensador de energia atua no barramento MVDC. Seu fluxo de potência

é bidirecional, processando a energia de um acumulador de energia e disponibilizando-a no barramento. Isso é importante para mitigar problemas de QEE, como afundamentos de tensão, gerados quando o navio utiliza cargas pulsadas de alta potência ou cargas críticas, como radares (KHAN *et al.*, 2017). Cargas pulsadas representam novos sistemas de armas que requerem altas potências (de alguns MW a GW) em um curto espaço de tempo, da ordem de segundos a microsegundos (KANELLOS *et al.*, 2006).

1.5 Objetivos Gerais

O objetivo deste trabalho é estudar, através de simulação computacional, aspectos de QEE em uma rede embarcada em navio com arquitetura MVDC, que corresponde às redes elétricas de embarcações mais modernas. Ou seja, desenvolver e simular uma rede elétrica em corrente contínua que permita reproduzir seu comportamento em situações de navegação e operação. Isso inclui, o desenvolvimento e controle de conversores chaveados e componentes que compõe a rede elétrica do navio e suas possíveis influências no funcionamento da rede e nos componentes que a compõem. A partir do estudo e verificação dos problemas de QEE, de afundamentos de tensão e de harmônicas, propor soluções para mitigar os problemas encontrados.

O estudo de caso utiliza como base o navio DDG-1000 "Zumwalt-class destroyer"(arquitetura MVDC), da Marinha Norte Americana, com adaptações para o desenvolvimento das soluções propostas.

1.6 Objetivos Específicos

Dimensionar, modelar e simular um sistema de armazenamento de energia visando a mitigação do problema de afundamento de tensão no barramento MVDC quando acionada uma carga pulsada. Este sistema será composto por conversor Bidirecional CC-CC e supercapacitores. Analisar os impactos no gerador CA pela presença de harmônicos e variações de tensão no barramento CA, por conta do sistema de propulsão.

1.7 Organização da dissertação

A organização do trabalho obedece à seguinte sequência:

- Capítulo 2 apresenta os principais problemas de qualidade de energia em navios bem como as normas e recomendações de instituições como IEEE e IEC;

- Capítulo 3 apresenta a descrição e a modelagem da rede elétrica estudada e dos principais equipamentos. Neste capítulo estão incluídos os modelos dos conversores e cargas utilizados na rede e a solução encontrada para os problemas de QEE apontado no capítulo 2, ou seja filtros passivos (harmônicas do lado CA) e compensador de energia (afundamento de tensão) no lado CC;
- Capítulo 4 apresenta os resultados da simulação computacional da rede elétrica de navio no lado CA. Neste capítulo é mostrado o problema de QEE, surgimento de harmônicas no barramento CA, e os resultados com o uso da solução desenvolvida;
- Capítulo 5 apresenta os resultados da simulação computacional da rede elétrica de navio no lado CC. O capítulo mostra o problema de QEE, afundamento de tensão no barramento CC, e os resultados com o uso da solução desenvolvida;
- Capítulo 6 apresenta as conclusões e sugestões para estudos futuros.

2 Qualidade da Energia Elétrica Embarcada

Este capítulo apresenta alguns dos principais problemas de qualidade de energia em navios, bem como as normas e recomendações de instituições como IEEE e IEC. A evolução tecnológica, no que se refere à eletrônica de potência, vem permitindo o uso de equipamentos CA e CC nas redes embarcadas, que se caracterizam por serem cargas não lineares, criando problemas relacionados à QEE, principalmente distorção harmônica e diversos tipos de distúrbios em tensão, como flutuação de amplitude devido a cargas pulsadas.

2.1 Distorção Harmônica no ambiente embarcado

A distorção da tensão é causada por formas de corrente não senoidais cujas componentes espectrais possuem frequências diferentes da frequência do sistema (DECKMANN; POMILIO, 2020). Quando as componentes espectrais possuem frequência que é múltipla inteira da frequência da rede (fundamental), são chamadas de harmônicas.

A distorção espectral é, principalmente, gerada por equipamentos comutados usados para converter e controlar diferentes níveis de tensão, corrente e frequência nos circuitos.

As principais consequências das perturbações, sejam na tensão ou na corrente são: sobreaquecimento em máquinas elétricas; diminuição da precisão em equipamentos de medidas; excitação de ressonâncias, que podem resultar em sobretensões e sobrecorrentes; problemas com EMI (interferência eletromagnéticas), aumento de oscilações e vibrações mecânicas, gerando também aumento de ruído acústico (PROUSALIDIS *et al.*, 2008), etc.

Os geradores normalmente são considerados como fontes fracas (com 15-20% de impedância), de modo que as harmônicas na corrente dos conversores, associados a uma fonte fraca, geram significativas distorções nas tensões (MINDYKOWSKI *et al.*, 2004).

Indicações para mitigar estes problemas são: aumentar o número de geradores para diminuir a impedância do circuito, instalação de filtros passivos ou ativos, aumento de número de pulsos dos conversores de potência etc. (MINDYKOWSKI, 2014).

2.2 Distúrbios em tensão de curta duração

Afundamentos e sobretensões são eventos temporários, normalmente causados por variação de corrente em algum ponto do circuito, por exemplo, curtos-circuitos ou elevada corrente de partida de motores ou condições de falha em circuitos não aterrados. Podem causar desligamento em diversos equipamentos eletrônicos como computadores e inversores de frequência (PROUSALIDIS *et al.*, 2008). A figura 2.1 compara as curvas ITIC e Stanag 1008 para distúrbios em tensão de curta duração estabelecendo as áreas permitidas e proibidas. Esse gráfico é aplicado a tensão de 120 V em CA com frequência de 60 Hz.

O ITIC é um Conselho da Indústria de Tecnologia da Informação que promove padrões para utilização de equipamentos de computação estabelecendo limites em relação a qualidade da energia que alimenta os equipamentos.

A Stanag é um conjunto de padrões e procedimentos que são usados pelos países membros da OTAN para garantir a interoperabilidade e compatibilidade entre suas forças militares. A Stanag 1008 estabelece padrões e características de bordo 440 V/115 V 60 Hz, 440 V/115 V 400 Hz de sistemas de energia elétrica em navios de guerra.

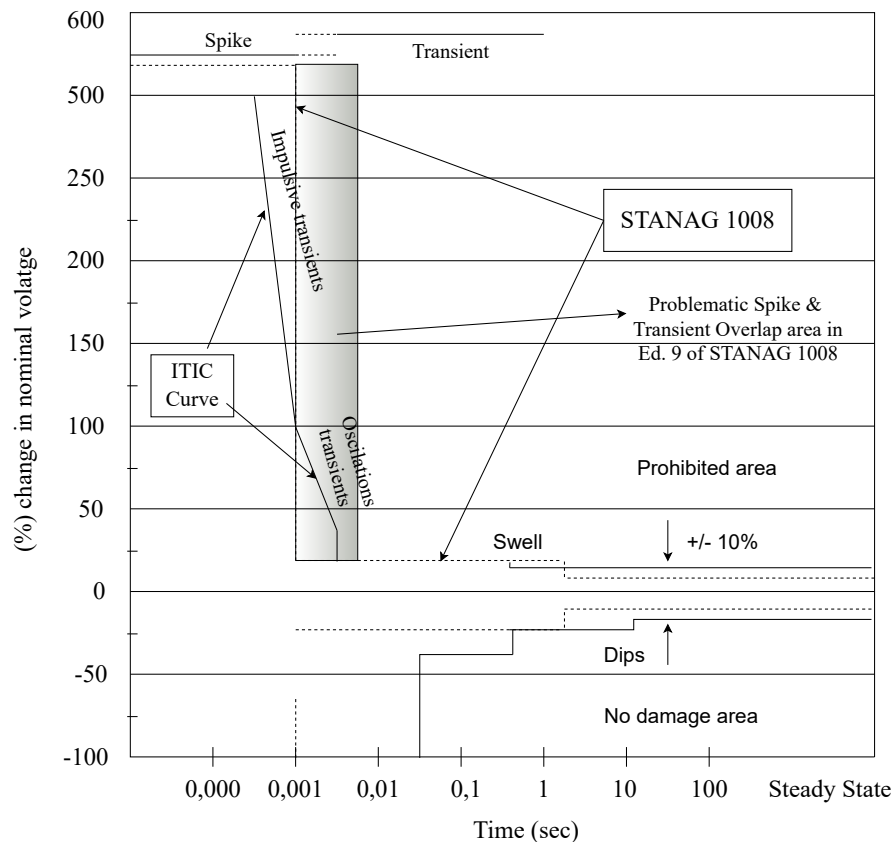
Nota-se na figura 2.1, curva ITIC, que, em regime permanente, a tensão deve estar limitada a uma sobretensão ou subtensão de 10%. Quanto menor a duração da perturbação, maior a alteração admitida, uma vez que os elementos armazenadores de energia internos ao equipamento devem ser capazes de absorvê-la (POMILIO, 2020). Este comportamento mostra-se semelhante ao olharmos para a curva Stanag 1008, com esta iniciando na região mais restritiva em 1 ms.

2.3 Flutuação de amplitude

É uma variação periódica da amplitude da tensão, normalmente associada ao afundamento regular da tensão decorrente da elevada corrente de uma carga cíclica (DECKMANN; POMILIO, 2020). Em navios de guerra, cargas cíclicas, também chamadas de cargas pulsadas ("pulsed load") são equipamentos como "Eletromagnet Aircraft Launch Systems"– EMALS, (lançador de aeronaves em navios aeródromos) "electromagnetic guns"– armas eletromagnéticas (canhão de raio laser – "rail gun") ou radares e sonares. A tabela 2.1 mostra a relação de novos sistemas de alta potência em navios, que se comportam como cargas pulsadas.

De acordo com (TSEKOURAS *et al.*, 2010), a norma Stanag 1008, edição 9, "Characteristics of Shipboard Electrical Power Systems in Warships of the Navies", se refere à rede elétrica de baixas tensões (440 V, 115 V, 60 Hz, 400 Hz), com desvios de 2%

Figura 2.1 – Comparação ITIC com Stanag 1008 (para equipamentos 120V e 60Hz)



Fonte: Adaptada de (PROUSALIDIS *et al.*, 2008)

Tabela 2.1 – Armas de Alta Potência

Sistema de Alta Potência	Potência (MW)	Peso (ton)	Superfície Ocupada (m ²)
Radار de supervisão de área	4	70	137
Radار de defesa	17	250	272
Canhão Raio Laser	60	152	110

Fonte: Adaptada de (SULLIGOI *et al.*, 2016)

e 0,5% para tensão e frequência respectivamente. A norma mostra que as cargas pulsadas não devem exceder os seguintes limites conforme refletidos no lado CA:

$$Q_{pulse} < 0,065 \times S_{fonte}$$

$$P_{pulse} < 0,25 \times S_{fonte}$$

Onde:

Q_{pulse} – potência reativa da carga pulsada

P_{pulse} – potência ativa da carga pulsada

S_{fonte} – potência aparente da fonte

A utilização de compensadores de energia é uma solução para mitigar o pro-

blema de afundamento de tensão.

Os compensadores de energia podem utilizar como reserva de energia dispositivos como: baterias, supercapacitores, volantes de inércia, SMES ("Superconducting Magnetic Energy Storage Systems") e sistemas híbridos (JAYASINGHE *et al.*, 2017).

A Tabela 2.2 mostra vantagens e desvantagens desses sistemas. Como se pode verificar, não existe uma alternativa que se mostre claramente superior às demais.

Tabela 2.2 – Vantagens e desvantagens de sistemas de armazenamento de energia

Armazenamento de Energia	Vantagens	Desvantagens
Baterias	Pouca manutenção, alta densidade de energia (Lion)	Relativamente baixa densidade de potência e ciclo de vida
Supercapacitores	Longa vida útil, capacidade de carga e descarga rápida	Alto custo por watt (W) e baixa densidade de energia
Volantes de inércia	Característica de anti-umidade e resposta rápida	Baixa densidade de energia e problemas mecânicos
SMES	Alta eficiência em armazenamento e resposta rápida	Alto custo e problemas de resfriamento
Hybrid ESS	Pode usar vantagens de duas ou mais tecnologias	Alto custo e requer algoritmo de controle complexos

Fonte: Adaptada de (JAYASINGHE *et al.*, 2017)

De acordo com (KULKARNI; SANTOSO, 2009), sem o uso de um compensador de energia, quando acionada a carga pulsada, ocorrem variações significativas na velocidade angular do gerador.

2.4 Normas e recomendações

As normas e recomendações que especificam padrões, práticas e procedimentos visando o projeto, manutenção e a disponibilidade operacional da rede elétrica de um navio, intrinsecamente relacionadas à QEE e diretamente relacionadas a este estudo são:

- IEC 60092-101-2018 – "Definitions and general requirements";
- IEC 60092-503- 2021 – "AC supply systems with voltages in the range of above 1 kV up to and including 36 kV";
- IEC 61000-2-4 – 2002 – "Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances";
- IEEE Std 1709 - "IEEE Recommended Practice for 1 kV to 35 kV Medium-Voltage DC Power Systems on Ships – 2018";

- "IEEE Std 519 Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems – 2022"; e
- MIL-STD-1399-300 - Part 1 – 2018 - "Low Voltage Electric Power, Alternating Current".

É importante ressaltar a dificuldade de encontrar normas de QEE para redes MVDC em navios. A pesquisa apenas encontrou a norma IEC 60092-101-2018 – Instalações elétricas em navios, que estabelece alguns critérios para afundamentos cíclicos de tensão, como o valor de 5% da tensão de barramento, porém não fornece parâmetros quanto à duração que esses afundamentos podem ocorrer sem que comprometa o funcionamento das cargas ligadas à rede. Essa dificuldade é comprovada pelo artigo (DOERRY; AMY, 2015), que diz não existirem normas para redes CC em navios de superfície da Marinha Norte Americana. Por isso, a ideia principal do artigo citado é recomendar alguns padrões de tensão e de QEE para uso em redes CC. Por exemplo, tensão de 1000 V e 650 V em CC com tolerância de desvio de tensão de 4% em regime permanente.

No que se refere à rede CA, não houve dificuldades em encontrar normas e recomendações para o estudo de QEE embarcada, como exemplo, para harmônicas ou variações de tensão, as normas IEC 61000-2-4 – 2002, IEC 60092-503- 2021 e MIL-STD-1399-300 - Part 1 – 2018, além da recomendação - IEEE Std 519 foram utilizadas.

A seguir encontra-se as definições e principais objetivos das seguintes normas:

- IEC 60092-101-2018 – Instalações elétricas em navios

As definições sobre desvios de tensão encontram-se nessa norma. Sendo “voltage cyclic variation deviation” um desvio de tensão periódico causado por uma carga cíclica (IEC, 2018).

$$\text{Voltage cyclic variation} = + - \frac{V_{max} - V_{min}}{2 * V_{nominal}} 100\% \quad (2.1)$$

Há também a definição de desvios em frequência. Sendo “frequency cyclic variation” um desvio de frequência causado por uma carga regularmente cíclica.

$$\text{Frequency cyclic variation} = + - \frac{f_{max} - f_{min}}{2 * f_{nominal}} 100\% \quad (2.2)$$

A norma define as tolerâncias em porcentagem para desvios na tensão e frequência em redes CA e tensão nas redes CC. Para tensão CA, o limite para "Voltage Cyclic Variation" é de 2%, e 5% para tensão CC. Já para frequência, o limite para "Frequency Cyclic Variation" é de 0,5%.

- IEC 60092-503 - 2021

Define redes CA com tensões entre 1 kV e 36 kV (IEC, 2021) Estabelece os valores limites para tensão CA trifásica em redes elétricas entre 1 kV e 36 kV para 50 ou 60 Hz que estão na tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Limites de tensão para redes trifásicas CA de 1 kV a 36 kV

Tensão Nominal (kV)	Frequência Nominal (Hz)	Maior Tensão para Equipamento (kV)
3	50 ou 60	3,6
3,3	50 ou 60	3,6
6	50 ou 60	7,2
6,6	50 ou 60	7,2
10	50 ou 60	12
11	50 ou 60	12
15	50 ou 60	17,5
20	50 ou 60	24
22	50 ou 60	24
33	50 ou 60	36
35	50 ou 60	40,5

Fonte: Adaptada de (IEC, 2021)

- IEC 61000-2-4 – 2002

Norma estabelece valores para distúrbios em frequência de 0 kHz a 9 kHz em sistemas de distribuição até 35 kV (IEC, 2002);

Embora esta norma não seja específica para redes embarcadas em navios, o item 4.8.2 da IEC 60092-101 utiliza seus valores para harmônicas de tensão de classe 2 (ambientes industriais). Harmônicas individuais não podem exceder 5% e a DHT (Distorção Harmônica Total) não pode exceder 8%.

A tabela 2.4 estabelece os limites de variações de tensão, tensão desbalanceada e frequência.

Tabela 2.4 – Limites para variações de tensão e frequência

Distúrbios	Classe 1	Classe 2	Classe 3
Tolerância de Tensão $\Delta U/U_n$	+/- 8%	+/- 10%	+/- 15%
Desbalanço de tensão U_{neg}/U_{pos}	2%	2%	2%
Power-frequency deviations Δf	+/- 1Hz	+/- 1Hz	+/- 1Hz

Fonte: Adaptada de (IEC, 2002)

A Tabela 2.5 estabelece os limites de harmônicas em tensão.

Onde:

Classe 1 - Relaciona-se com a utilização de equipamentos muito sensíveis a distúrbios no fornecimento de energia, por exemplo, instrumentação elétrica em laboratórios,

Tabela 2.5 – Limites de valores de harmônicas na tensão

Ordem harmônica h	Classe 1 Uh%	Classe 2 Uh%	Classe 3 Uh%
5	3	6	8
7	3	5	7
11	3	3,5	5
13	3	3,5	4,5
17	2	2	4
17<h=<49	2,27x(17/h)-0,27	2,27x(17/h)-0,27	2,27x(17/h)-0,27

Fonte: Adaptada de (IEC, 2002)

alguns equipamentos de automação e proteção, alguns computadores, etc. Os ambientes de Classe 1 normalmente contêm equipamentos que requerem proteção por aparelhos como sistemas de energia ininterrupta (UPS), filtros ou supressores de surto.

Classe 2 - Aplica-se geralmente a PACs (ponto de acoplamento comum) em ambientes industriais. Os níveis de compatibilidade desta classe são geralmente idênticos aos das redes públicas. Portanto, componentes projetados para o fornecimento de redes públicas pode ser utilizado nesta classe de ambiente industrial.

Classe 3 - Aplica-se também em ambientes industriais e tem níveis de compatibilidade superiores aos da classe 2 para alguns fenômenos de perturbação. Por exemplo, esta classe deve ser considerada quando:

- grande parte da carga é alimentada através de conversores;
- máquinas de solda estão presentes;
- motores grandes são acionados frequentemente; e
- as cargas variam rapidamente.

Em 2010 ocorreu o acidente de blecaute com o navio cruzeiro Queen Mary II. Até o acidente, as distorções harmônicas não eram consideradas muito problemáticas quando comparadas com variações de tensão e frequências.

O acidente com o navio Queen Mary II ocorreu por conta de falha em um capacitor na sala de filtros que suprimiam harmônicos gerados principalmente pelos conversores da embarcação. Após o acidente, a importância das regulações ficou destacada e os limites para DHT em tensão foram limitados em 8% em um sistema elétrico de navio (JAYASINGHE *et al.*, 2017).

- "IEEE Recommended Practice for 1 kV to 35 kV Medium-Voltage DC Power Systems on Ships"– 2018.

Define recomendações práticas para aplicação de novas tecnologias para converter e distribuir energia elétrica em navios com adequada confiabilidade e qualidade

de energia. É usada por projetistas de sistemas elétricos para aplicações de navios comerciais e militares. Fornece recomendações quanto às interfaces para implementação de uma rede elétrica MVDC (IEEE, 2018). A Tabela 2.6 apresenta as faixas de tensões recomendadas para uma rede MVDC.

Tabela 2.6 – Classes de tensão recomendadas em MVDC

	Classe MVDC (kV)	Tensão Nominal (kV)
Classes Estabelecidas	1,5	1,5 +/- 0,75
Classes Estabelecidas	3	3 +/- 1,5
Classes Estabelecidas	6	6 +/- 3
Classes Estabelecidas	12	12 +/- 6
Classes Estabelecidas	18	18 +/- 9
Classes Futuras	24	24 +/- 12
Classes Futuras	30	30 +/- 15

Fonte: Adaptada de (IEEE, 2018)

- IEEE Std 519 - "IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems".

Recomenda limites para distorção harmônica de tensão e corrente, como mostra a Tabela 2.7, visando auxiliar no projeto de sistemas elétricos com cargas lineares e não lineares, como conversores CA-CC, CC-CC, CC-CA e CA-CA.

O uso de cargas não lineares conectadas a sistemas elétricos de potência inclui conversores estáticos, dispositivos de descarga, dispositivos magnéticos saturados e, em menor grau, máquinas rotativas.

Conversores de energia elétrica são as maiores cargas não lineares e são usados na indústria para uma variedade de finalidades, como fontes de alimentação eletroquímicas, acionamentos de velocidade ajustável e suprimentos de energia ininterrupta. (IEEE, 2014).

Tabela 2.7 – Limites de distorções harmônicas em tensão recomendação IEEE 519

Tensão do Barramento no PAC	Harmônica Individual %	DHT %
$V \leq 1,0$ kV	5,0	8,0
$1,0$ kV $< V \leq 69$ kV	3,0	5,0
69 kV $< V \leq 161$ kV	1,5	2,5
161 kV $< V$ kV	1,0	1,5

Fonte: Adaptada de (IEEE, 2022)

- MIL-STD-1399-300 - Part 1 – 2018

Estabelece características do sistema elétrico para interfaces CA de 440 ou 115 Volts, 60 Hz ou 400 Hz visando garantir a compatibilidade entre o sistema elétrico e os equipamentos instalados dentro do navio (USA, 2018).

Os limites de variações das características elétricas da norma (USA, 2018) são mostrados na Tabela 2.8.

Tabela 2.8 – Limites estabelecidos para variações elétricas

Características	Tipo 1	Tipo 2	Tipo 3
Frequência Nominal	60 Hz	400 Hz	400 Hz
Modulação em Frequência	0,5%	0,5%	0,5%
Tolerância em Frequência	+ou- 3%	+ou- 5%	+ou- 0.5%
Tolerância do Transitório	4%	4%	1%
Tensão Nominal	400,115 Vrms	440,115 Vrms	400,115 Vrms
Desbalanço de Tensão	3%	3%	2%
Modulação em Tensão	2%	2%	1%
Tolerância Tensão Média	+ou- 5%	+ou- 5%	+ou- 2%
Tolerância do Transitório	+ou- 16%	+ou- 16%	+ou- 5%
DHT Máximo	5%	5%	3%
Máxima Harmônica Individual	3%	3%	2%

Fonte: Adaptada de (USA, 2018)

Onde:

Tipo 1 - A alimentação é de 440 ou 115 volts (V), 60 hertz (Hz) sem aterramento e é o padrão a bordo de fonte de energia elétrica.

Tipo 2 - A alimentação é de 440 ou 115 V, 400 Hz não aterrada e tem aplicação limitada.

Tipo 3 - A alimentação é de 440 ou 115 V, 400 Hz não aterrada, com tolerâncias mais restritas em comparação com Tipo 2.

2.5 Conclusões Parciais

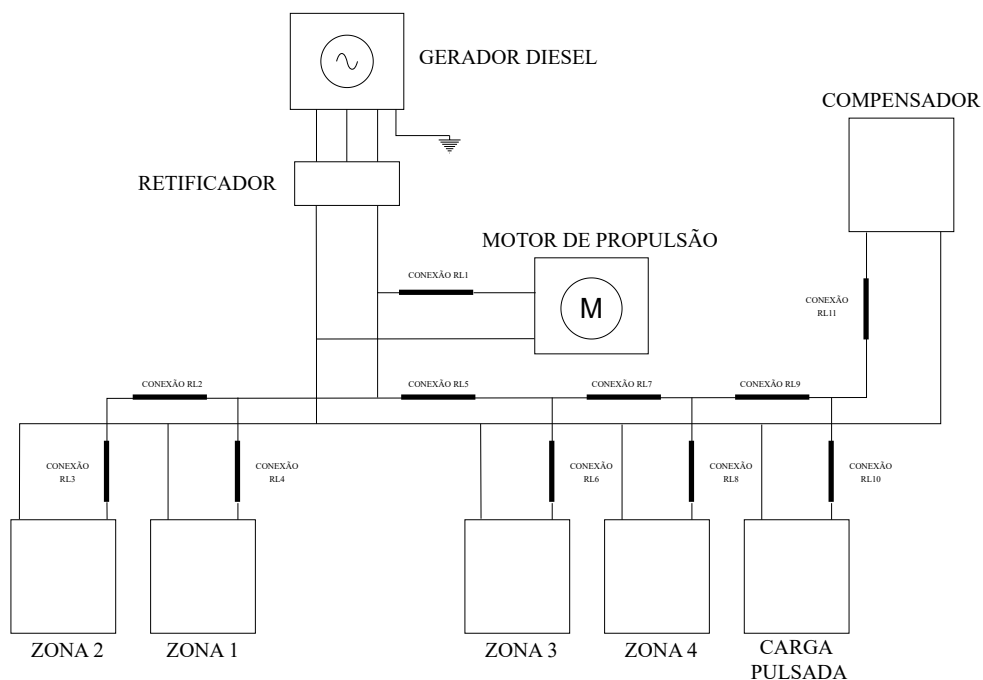
Este capítulo apresentou problemas de qualidade de energia elétrica estudados neste trabalho que ocorrem a bordo dos navios: distorção harmônica, distúrbios em tensão de curta duração e flutuação de amplitude associada ao uso de cargas pulsadas, bem como as normas e recomendações relacionadas. A conclusão parcial a respeito da aplicação desses padrões é que, para distorção harmônica há normas e recomendações que definem seus limites, que serão usadas na análise dos resultados no capítulo 4. Porém, para distúrbio de tensão de curta duração e flutuação de amplitude não há norma ou recomendação que estabeleça limites para desvios de tensão ou no tempo de duração que possam causar o desligamento de equipamentos alimentados por barramentos em MVDC. As análises dos resultados que serão mostrados no capítulo 5 se baseiam nos limites de 10% (Curva ITIC x Stanag) e 5% (IEC 60092-101-2018) para desvio de tensão.

3 Descrição e Modelagem da Rede Elétrica Embarcada

3.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada a descrição e a modelagem da rede elétrica MVDC estudada e de cada equipamento inserido nela. Todo o desenvolvimento de modelos dos conversores e cargas utilizados na rede e suas respectivas formas de controle são mostrados. A rede elétrica utiliza a topologia anel/zonal, ou seja, a distribuição da rede em anel e as cargas localizadas e divididas em zonas. Sendo que cada zona possui cargas que necessitam de diferentes tensões atendidas com a utilização de conversores estáticos como conversores abaixadores CC-CC e inversores. A rede elétrica MVDC simulada é mostrada na figura 3.1:

Figura 3.1 – Rede elétrica MVDC simulada



Fonte: Autor

A rede MVDC anel/zonal é dividida em três partes: geração de energia, propulsão e cargas (serviço, combate - pulsadas).

A geração de energia é composta de gerador diesel-elétrico e retificador que formam um barramento MVDC. A propulsão é formada por inversor de frequência que

recebe alimentação em CC do barramento MVDC e alimenta um motor de indução. As cargas são distribuídas em quatro zonas (zona 1 a zona 4) e carga pulsada, todas alimentadas pelo barramento MVDC.

Os cabos elétricos são representados por uma associação RL, cujos valores são retirados de (CABLES, 2021). Os valores utilizados levam em consideração a distância percorrida pelos cabos dentro da embarcação, ou seja da carga até o ponto de conexão com o barramento, conforme tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Características elétricas dos cabos

Conexão	Bitola (mm ²)	Resistência (mΩ)	Indutância (μH)	Distância (m)
RL1	5000	0,088	6,2	25
RL2/3/8	300	1,5	6,5	25
RL4	50	9,6	9,1	25
RL5/7	2000	0,22	6,2	25
RL6/9/10/11	630	0,707	6,5	25

Fonte: Autor

Neste estudo, a zona 1 é constituída de dois conversores CC-CC, sendo um deles com modelo chaveado e outro com modelo médio; um inversor de frequência, de modo a fornecer energia em CA conforme a exigência de cargas nela instaladas. As zonas 2, 3 e 4 são representadas simplificadaamente apenas com um resistor a equivaler a potência elétrica consumida pelas cargas em cada zona. O uso de resistores nas zonas 2, 3 e 4 e de modelo médio de conversor é necessário para possibilitar o processamento de todos os equipamentos da rede estudada no simulador Typhoon Hil 604. O passo de cálculo utilizado é de 1×10^{-6} s.

3.2 Geração de Energia

3.2.1 Gerador Diesel Elétrico

Em geral, a energia elétrica em CA de um navio é fornecida por geradores em paralelo e sua energia é distribuída pelos barramentos de bombordo e boreste ao longo do navio para os centro de cargas (KIM *et al.*, 2013). Um exemplo é o navio Queen Elizabeth II que trocou sua geração primária de energia, anteriormente a vapor, por diesel geradores. Este navio foi equipado com nove geradores diesel, obtendo uma geração de 88 MW (YANG *et al.*, 2016). Segundo (SANCHEZ *et al.*, 2017), atualmente a US Navy (Marinha Norte Americana) utiliza turbogeradores à gás e/ou geradores a diesel a bordo de seus navios. Para este estudo foi utilizado apenas um modelo de gerador síncrono acionado por um motor diesel disponível no simulador Typhoon Hil (TYPHOON, b) com potência de 50 MW. Tal demanda de potência poderia ser suprida com geradores de menor

capacidade instalados em paralelo. Os parâmetros do gerador síncrono acionado por um motor diesel estão na tabela 3.2.

Tabela 3.2 – Parâmetros do gerador

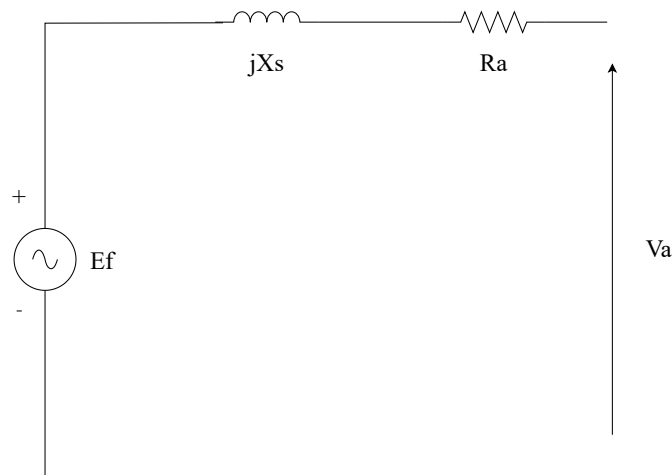
Potência ativa (P)	50 MW
Potência aparente (S)	55 MVA
$\cos\phi$	0,9
Tensão nominal (Vn)	4500 V
Frequência nominal	60 Hz
Velocidade	1800 RPM
Número de pólos	4

Fonte: Autor

Características do gerador síncrono

A figura 3.2 apresenta o circuito equivalente do gerador síncrono (CHAPMAN, 2013):

Figura 3.2 – Circuito equivalente monofásico do gerador síncrono



Fonte: Autor

onde:

E_f = tensão interna (de excitação) da máquina síncrona;

R_a = resistência do enrolamento da armadura;

V_a = tensão nos terminais (fase a); e

X_s = reatância síncrona.

Nas máquinas reais a reatância síncrona é normalmente muito maior que a resistência R_a , sendo $X_s \gg R_s$ (CHAPMAN, 2013).

Os dados de reatância síncrona foram obtidos do modelo "Marine Full Electric Propulsion Power System" do *Simulink-Matlab*[®], cujos detalhes dos cálculos estão descritos no anexo A.

Os demais dados da tabela 3.3 foram obtidos através das equações 3.1 e 3.2.

$$V_a = \frac{V_n}{\sqrt{3}} \tag{3.1}$$

$$P = 3 * V_a * I_a * \cos\phi \tag{3.2}$$

Tabela 3.3 – Características do gerador

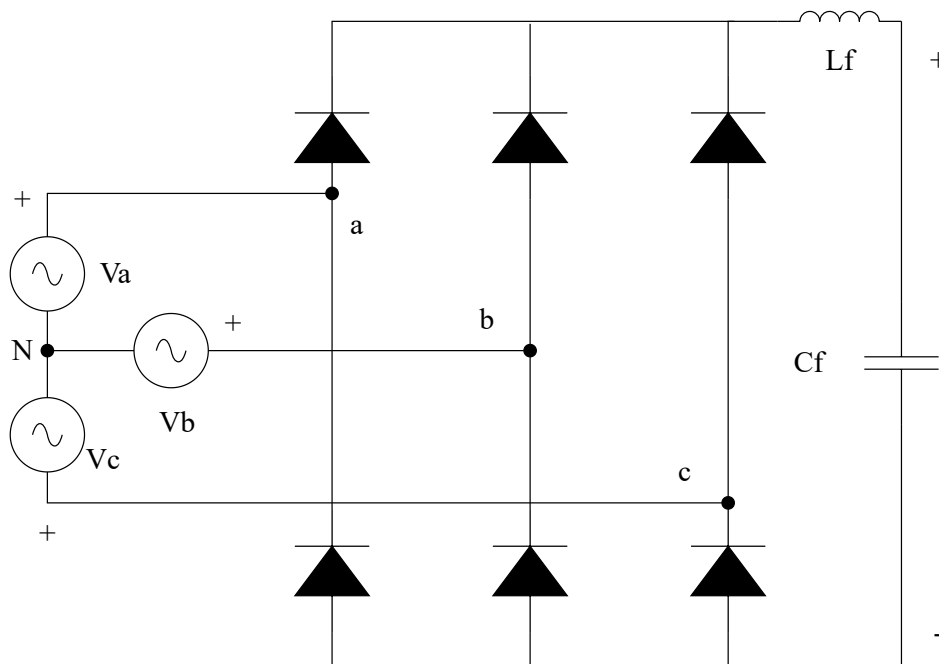
Tensão de fase (Va)	2598,07 V
Corrente de fase (Ia)	6413,24 A
Reatância síncrona por fase (Xs)	0,522 Ω

Fonte: Autor

3.2.2 Retificador

O retificador trifásico não controlado propicia a tensão para o barramento MVDC (VITORINO, 2019). A estrutura do retificador está representada na figura 3.3.

Figura 3.3 – Retificador



Fonte: Autor

Na saída do retificador há um filtro LC, cujas funções são minimizar ondulações no lado do barramento MVDC e conformar a corrente CA. O capacitor mantém a tensão de saída em um nível constante e o indutor amortece a corrente do retificador e reduz a corrente de pico nos diodos (HART, 2012).

O cálculo do filtro é definido pela equação 3.3. Os valores de frequência de corte F_c , indutor do filtro L_f e capacitor do filtro C_f estão descritos na Tabela 3.4.

A escolha do capacitor teve como premissa a utilização de componentes de mercado. Conforme (ENERGY, 2023), associando em paralelo dois capacitores de 7,5 mF, conseguimos a capacitância equivalente de 15 mF e tensão de 2.600 V. Em seguida, através de uma associação em série com três capacitâncias de 15 mF com uma rede de equalização de tensão, temos uma capacitância equivalente de 5 mF com capacidade de tensão de 7800V, sendo alimentada por uma tensão de barramento de 6 kV.

$$F_c = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{LC}} \quad (3.3)$$

Tabela 3.4 – Parâmetros filtros CL do retificador

Conversor	F_c	L_f	C_f
Retificador	10 Hz	50 mH	5 mF

Fonte: Autor

Com o uso de um retificador não controlado, a regulação da tensão CC tem que ser realizada a partir do gerador CA, ou seja, não é possível conseguir ajustes rápidos na tensão CC dada a lenta resposta do gerador.

Estruturas mais complexas de retificadores poderiam ser consideradas, como a de 12 pulsos, ou as topologias controladas utilizando tiristores.

No caso de aumento do número de pulsos, há a necessidade de transformadores defasadores, com a vantagem de eliminação de harmônicos de baixa ordem (HART, 2012).

O uso de retificadores com tiristores permitiria uma regulação do nível de tensão CC, embora com uma exigência de maiores elementos de filtragem.

Nos níveis de potência necessários, pode-se ainda considerar o uso de retificadores PWM (VITORINO, 2019), capazes de fazer tanto a regulação de tensão CC como permitir correntes com baixa distorção no lado CA. No entanto, são ainda soluções com menor maturidade tecnológica e maior nível de falhas, o que não é conveniente para aplicação em estudo.

As simulações e análises que seguem consideram o retificador trifásico não controlado, dada sua simplicidade. Tem-se clareza no entanto, que em uma aplicação real, o conversor não teria uma topologia tão simples pois haveria a presença de diversos outros

dispositivos de proteção. Essa escolha, no entanto, preserva a ocorrência dos problemas de QEE em consideração.

3.3 Propulsão

3.3.1 Motor Elétrico de Propulsão

Foi utilizado o modelo de motor de indução trifásico tipo gaiola de esquilo, de aproximadamente 38 MW, 60 Hz, 4160 V (TYPHOON, c). A simplicidade e a robustez da construção em gaiola de esquilo representam vantagens para esse tipo de motor (UMANS, 2014). O motor de indução possui também tecnologia consolidada para uso em grandes navios e em navios de guerra, com uso, por exemplo, nos destroyers type 45 da Royal Navy (Marinha Inglesa) e classe DD-21 da US Navy (MUKUND, 2023). Nas simulações, é acoplado ao eixo do motor de indução um modelo da carga (hélice).

3.3.1.1 Modelo de carga do motor (hélice)

O modelo de carga (hélice) é composto por três blocos:

- "gearbox ratio"(engrenagem redutora): 1/2,0;
- Bloco função propulsor mar aberto (SCHMITT, 2010);

$$T_p = K_t * \rho * n_p^2 * D^4 \quad (3.4)$$

$$Q_p = K_q * \rho * n_p^2 * D^5 \quad (3.5)$$

onde:

T_p – "thrust of the Propeller"(empuxo do propulsor)

Q_p – "propeller Torque"(Torque do Propulsor)

n_p – velocidade de rotação do propulsor

K_t – "thrust coefficient"(coeficiente de empuxo) = 0,1

K_q – "torque coefficient"(coeficiente de torque) = 0,02

ρ – densidade da água

D – diâmetro do hélice

- Bloco cálculo velocidade do navio (SCHMITT, 2010)

$$\frac{du}{dt} = \frac{1}{m + ma} * (Tp - Rsp) \quad (3.6)$$

$$Rsp = \frac{1}{2} * \frac{\rho * Cr * Aw * u^2}{(1-t)} \quad (3.7)$$

U= velocidade de deslocamento linear do navio

ma = massa de água deslocada

m = massa do navio

Rsp = "hull resistance"(resistência do casco)

Tp = "Thrust of the Propeller"(empuxo do propulsor)

Tabela 3.5 – Parâmetros elétricos do motor de indução

Lsm= 0,198 mH	Lrm= 0,330 mH	Lm= 11,74 mH
Rsm= 2,2 mΩ	Rrm= 3,4 mΩ	P=12

Fonte: Adaptada de (SCHMITT, 2010)

onde:

Lsm = Indutância do enrolamento do estator

Rsm = Resistência do estator

Lrm = Indutância do enrolamento do rotor

Rrm = Resistência do rotor

P = número de pólos

Tabela 3.6 – Parâmetros do navio retirados do modelo DDG-51

Deslocamento	m= 7*10 ⁶ [kg]
Diâmetro do Hélice	D= 4,5 m
Área Molhada	5200 m ²
Momento de Inércia do eixo propulsor	Im= 1,33*10 ⁵ kg – m ²
Coefficiente de empuxo	T=0,1
Densidade da Água	ρ = 1025 kg/m ³

Fonte: Adaptada de (SCHMITT, 2010)

3.3.2 Inversor de Frequência

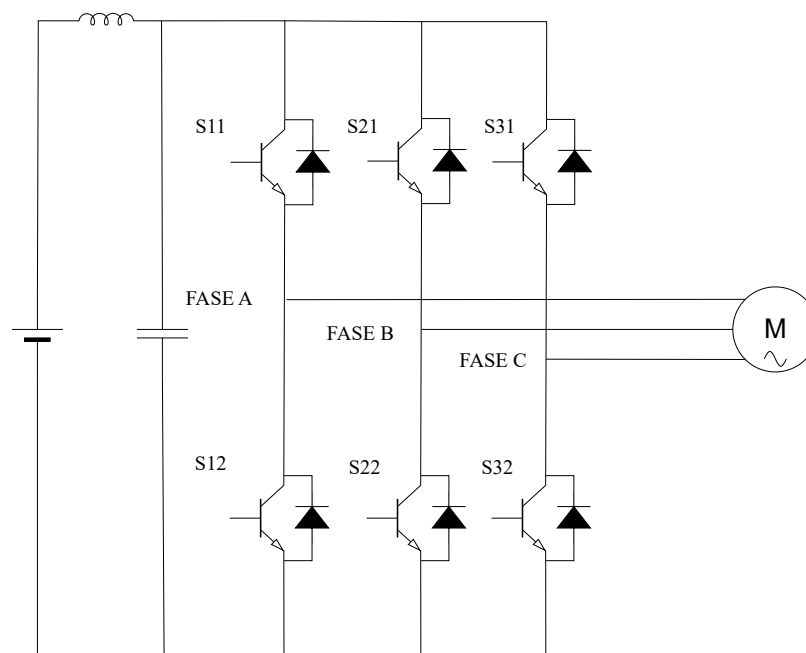
Inversores são circuitos que convertem CC em CA, transferindo potência de uma fonte CC para uma carga CA (HART, 2012). O modelo utilizado possui chaves

ideais e um filtro LC para minimizar a circulação de componentes de chaveamento pela rede CC. Os valores de indutor e capacitor constam na Tabela 3.9. Em sua saída está o motor trifásico de indução, responsável pela propulsão. Este inversor possui controle V/f, em malha aberta, e trabalha com frequência de chaveamento de 2 kHz. O modelo de inversor é mostrado na figura 3.4.

Dado o nível da tensão de barramento CC é plausível que o inversor apresente uma estrutura multinível (OLIVEIRA *et al.*, 2014) de modo a ser compatível com os dispositivos semicondutores disponíveis. Adicionalmente, tem-se uma redução dos componentes espectrais de alta frequência aplicadas ao motor.

Qualitativamente, no entanto, os fenômenos são os mesmos da topologia mostrada na figura 3.4. Além disso, foi verificada (HAN *et al.*, 2020) a existência de transistores SiC (carbeto de silício) capazes de operar nos níveis de tensão pretendidos.

Figura 3.4 – Inversor



Fonte: Autor

Controle V/f em malha aberta

O controle V/f altera a frequência de alimentação do motor (saída do inversor) e, dessa forma, a velocidade do motor. Como o fluxo magnético máximo, que define o torque, não pode ser excedido, pois levaria o motor à saturação ou com perda no torque, o controle V/f mantém o fluxo no entreferro aproximadamente constante com a variação proporcional da tensão com a frequência (MENDONCA, 2021), quando operando abaixo da frequência base.

3.4 Cargas

As cargas são distribuídas entre as Zona 1 a 4 da proa à popa do navio:

- Zona 1

Com modelos de conversores CC-CC tipo "buck", com o primeiro conversor criando, a partir do barramento principal de 6000 Vdc, um barramento de 1000 Vdc. Um segundo conversor, ligado em cascata com o primeiro, cria o barramento de 650 Vdc que alimenta uma carga equivalente a 615 kW. Um inversor, a partir de 1000 Vdc, gera a tensão de 440 Vac, 60 Hz que alimenta uma carga RL de 350 kVA e fator de potência de 0,9. Todos os conversores possuem filtro LC de entrada, com amortecimento, para evitar que correntes de alta frequência produzidas pelos conversores se propaguem pelos barramentos CC. Carga total da zona 1 é de 1 MW.

- Zonas 2 a 4

São modeladas com cargas resistivas de 3,2 MW, 4,09 MW, 3,12 MW respectivamente. Estas zonas possuem estrutura semelhante à zona 1, porém, devido as limitações de processamento no simulador, utilizou-se um modelo com apenas resistências.

3.4.1 Conversor Abaixador 6000-1000 Vdc

Para efeitos de simulação, foram implementados conversores básicos, incluindo as estruturas de controle. Dados os níveis de tensão e potência considerados, a tecnologia não possibilitaria realização de tais conversores como soluções tão simples. No entanto, como o foco deste trabalho está em aspectos de QEE associados às cargas de propulsão e pulsada, optou-se por não aprofundar a discussão topológica e tecnológica dos conversores de formação dos barramentos intermediários.

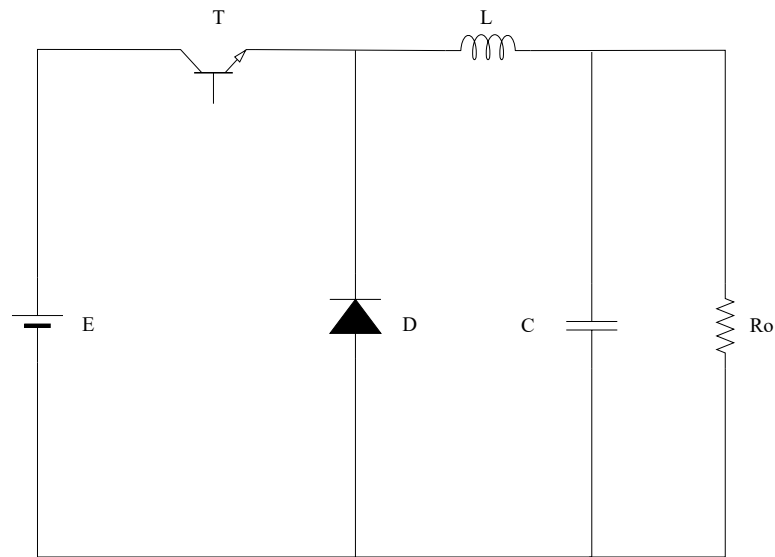
Tem-se uma topologia não isolada com a função de abaixadora de tensão, atuando no MCC (Modo de Condução Contínua) (MARTINS; BARBI, 2011). O conversor é mostrado na figura 3.5:

A relação de tensão de entrada e saída no modo de condução contínua (MCC) é dada por:

$$D = \frac{V_o}{V_i} \quad (3.8)$$

onde D é razão cíclica, ou seja, a relação entre o intervalo de condução do transistor e o período de comutação.

Figura 3.5 – Circuito Conversor abaixador de tensão



Fonte: Autor

Tabela 3.7 – Parâmetros conversor "Buck"6000-1000 Vdc

Tensão de Entrada (V)	6000
Tensão de Saída (V)	1000
Indutor L (mH)	2,49
Capacitor C (mF)	1,16
Freq de Chaveamento – Fc (kHz)	2,0

Fonte: Autor

Os parâmetros da Tabela 3.7 foram calculados utilizando as seguintes expressões:

$$V_i = \frac{L * (I_{max} - I_{min})}{DT} \quad (3.9)$$

$$I_{min} = I_o - 10\% * I_o \quad (3.10)$$

$$I_{max} = I_o + 10\% * I_o \quad (3.11)$$

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (3.12)$$

$$T = \frac{1}{F_c} \quad (3.13)$$

$$C = \frac{V_o * (1 - D) * T^2}{8 * L * \Delta V_o} \quad (3.14)$$

onde:

V_i = tensão de entrada = 6000 V

V_o = tensão de saída = 1000 V

I_{max} = corrente máxima no indutor = 1100 A

I_{min} = corrente mínima no indutor = 900 A

I_o = corrente de saída = 1000 A

P_o = potência de saída = 1,0 MW

T = período = 0,5 ms

ΔV_o = variação da tensão V_o = 10 V

Controle

A tensão de saída é controlada em malha fechada. A função de transferência do conversor no MCC é (BARBI, 2015):

$$\frac{V_c(s)}{d(s)} = \frac{V_i}{L * C * [s^2 + s(\frac{1}{C_o * R_o} + \frac{R_l}{L}) + \frac{1}{L * C}]} \quad (3.15)$$

Como a resistência do indutor é desprezível ($R_l = 0$), com os valores da Tabela 3.7, a função de transferência é:

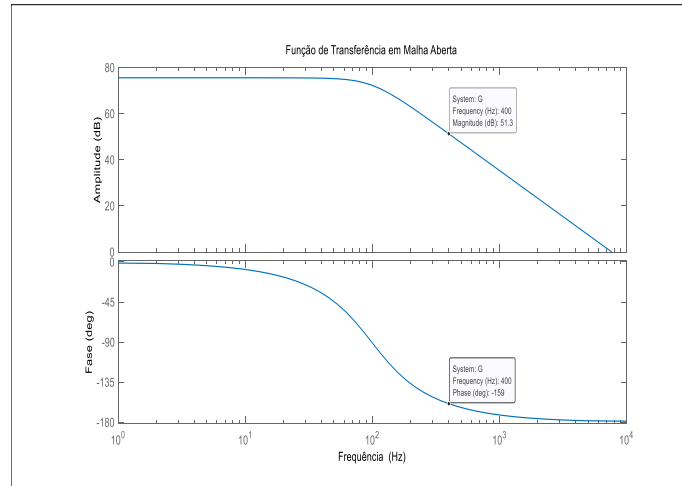
$$\frac{V_c(s)}{d(s)} = \frac{6000}{2,58 * 10^{-6} * s^2 + 2,32 * 10^{-3} * s + 1} \quad (3.16)$$

Foi projetado um compensador que possui 2 zeros e 3 pólos, sendo um na origem (POMILIO, 2020). A frequência de corte é 1/5 da frequência de chaveamento, ajustada em 400 Hz. Margem de fase é de 60°, garantindo bom compromisso entre velocidade de resposta e reduzida oscilação transitória. Em 400 Hz a planta apresenta ganho de 51,3 dB. Portanto o compensador deve ter uma atenuação de 51,3 dB.

Para cálculo do avanço de fase requerido ϕ :

M = margem de fase desejada = 60°

Figura 3.6 – Diagramas de Bode da função de transferência do conversor (eq. 3.15)



Fonte: Autor

$P =$ Defasagem provocada pelo sistema $= 159$

$$\phi = M - P - 90^\circ = 60 - (-159) - 90 = 129^\circ$$

A função de transferência do compensador (VITORINO, 2019):

$$G_c(s) = \frac{A * (s + wz1) * (s + wz2)}{s * (s + wp1) * (s + wp2)} \quad (3.17)$$

onde: $A = 132,03$

$$wz1 = wz2 = 564,97 \Rightarrow 89,96 \text{ Hz}$$

$$wp1 = 11219,98 \Rightarrow 1786,62 \text{ Hz}$$

$$wp2 = 11248,59 \Rightarrow 1791,17 \text{ Hz}$$

As figuras 3.6, 3.7 e 3.8 mostram o comportamento em frequência do conversor através dos seus diagramas de Bode sem e com o compensador respectivamente.

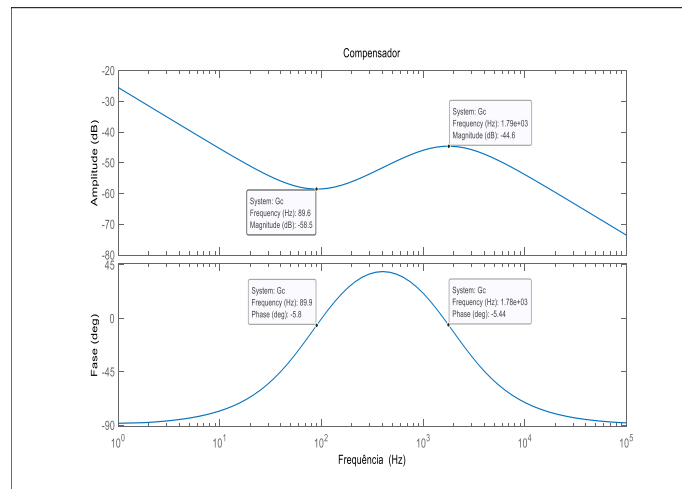
Na entrada do conversor há um filtro CL, cuja função principal é evitar que a corrente chaveada perturbe a tensão no lado do barramento MVDC. Os valores do indutor e capacitor do filtro estão na Tabela 3.9.

A figura 3.9 mostra a resposta do controle de tensão para um degrau na entrada de 100 V. É possível perceber que o controle atua e mantém o controle da tensão desejada

3.4.2 Conversor Abaixador 1000-650 VDC

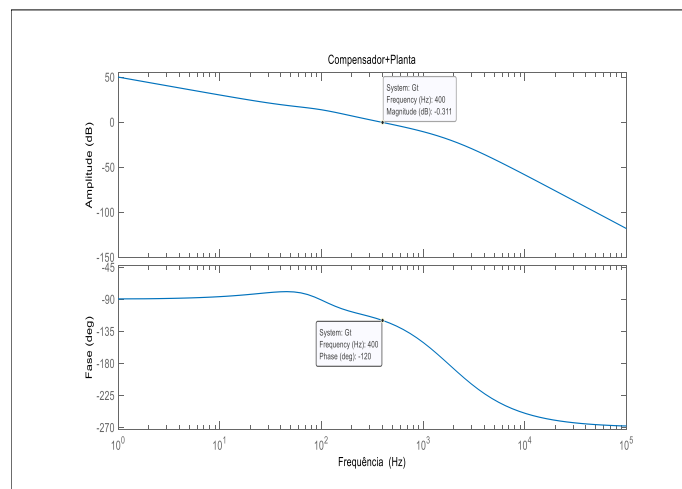
Neste caso, o modelo médio foi utilizado para este conversor devido a restrição de processamento do simulador. A figura 3.10 mostra o modelo médio de conversor

Figura 3.7 – Diagrama de Bode do compensador



Fonte: Autor

Figura 3.8 – Diagrama de Bode do compensador+planta



Fonte: Autor

abaixador de tensão.

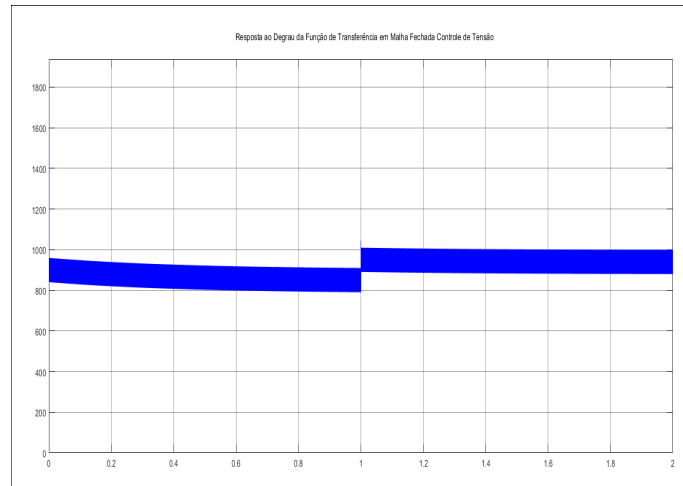
Este modelo é composto por fontes controladas de corrente e tensão (TYPHOON, a), que atuam mantendo a tensão de 650V na saída do conversor abaixador. Na saída do conversor "buck" há um filtro LC. Os valores com os parâmetros do conversor estão na Tabela 3.8.

Tabela 3.8 – Parâmetros conversor "Buck"1000-650 Vdc

Tensão de Entrada (V)	1000
Tensão de Saída (V)	650
Indutor L (mH)	1,71
Capacitor C (mF)	4,51

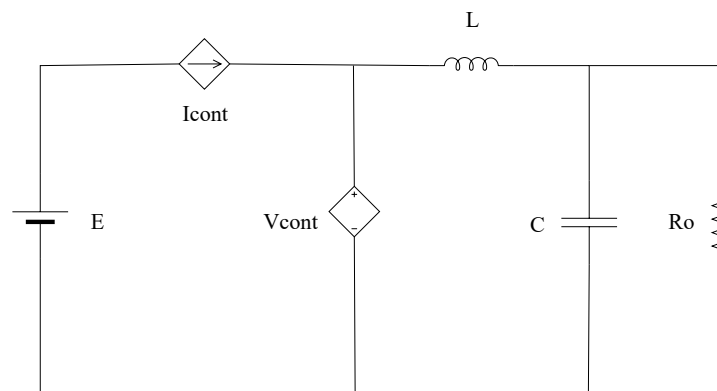
Fonte: Autor

Figura 3.9 – Resposta ao Degrau da Função de Transferência em Malha Fechada de Tensão



Fonte: Autor

Figura 3.10 – Modelo médio conversor Buck



Fonte: Autor

3.4.3 Formação de barramento CA, 440 V

O mesmo modelo de inversor mostrado no item 3.3.2, é usado dentro da estrutura da Zona 1, e tem como função principal gerar uma saída com tensão de 440 Vac, 60 Hz tendo em sua entrada uma tensão de 1000 Vdc e um filtro LC amortecido. Na saída desse inversor temos um filtro LC trifásico e uma carga RL trifásica com ligação estrela de 350 kVA, com FP= 0,9.

3.4.4 Cálculo do Filtro CL de entrada dos conversores

Devido o comportamento chaveado da corrente de entrada dos conversores (conversor "buck" 6000-1000 Vdc, inversor 1000 Vdc-440 Vca), e do inversor da propulsão, se faz necessária a utilização de um filtro passivo instalado na entrada de cada um dos conversores que atenua a propagação de corrente com componentes de alta frequência, provenientes das comutações. A escolha foi pelo filtro CL de segunda ordem, dada sua característica de atenuação. O cálculo do filtro é definido pela equação 3.18. Os valores de frequência de corte F_c , indutor do filtro L_f e capacitor do filtro C_f para cada conversor estão descritos na Tabela 3.9. O ramo de amortecimento é composto de resistor (R_a) e capacitor (C_a) que também estão descritos na Tabela 3.9.

A escolha dos capacitores C_f dos filtros baseou-se no uso de componentes de mercado conforme (ENERGY, 2023). Foi adotada a estratégia da associação em série de capacitores para atender a tensão e capacitância necessárias. Para o capacitor C_a (ramo de amortecimento) adotou-se o valor de 5 vezes da capacitância C_f .

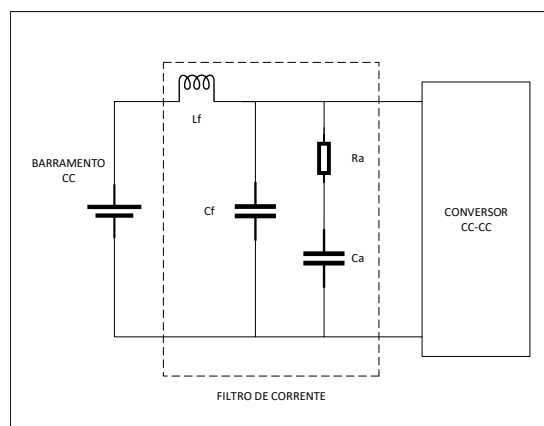
$$F_c = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{LC}} \quad (3.18)$$

Tabela 3.9 – Parâmetros filtros CL com amortecimento

Conversor	F_c	L_f	C_f	R_a	C_a
Buck 6000-1000 Vdc	50 Hz	10 mH	1 mF	3 Ω	5 mF
Inversor 1000 Vdc - 440 Vca	50 Hz	10 mH	3 mF	1 Ω	5 mF
Inversor da propulsão	50 Hz	10 mH	1 mF	3 Ω	5 mF

Fonte: Autor

Figura 3.11 – Conversor com filtro

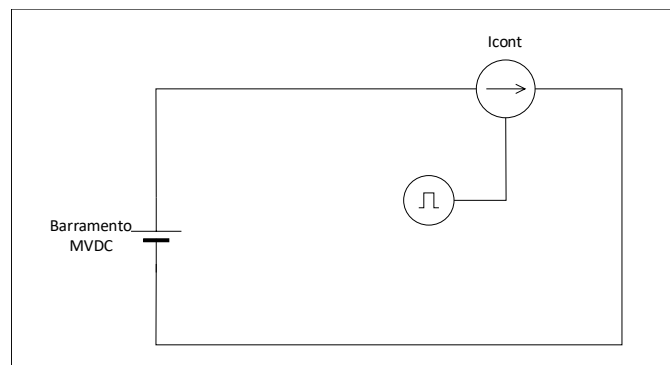


Fonte: Autor

3.4.5 Carga Pulsada

O modelo utilizado para carga pulsada foi o de uma fonte de corrente controlada por sinal externo. Ou seja, através de um sinal pulsado a fonte de corrente é acionada. Dessa forma gerando um sinal de corrente pulsada com amplitude de 833 A, simulando uma carga pulsada de 5 MW. A figura 3.12 mostra o circuito para geração da carga pulsada.

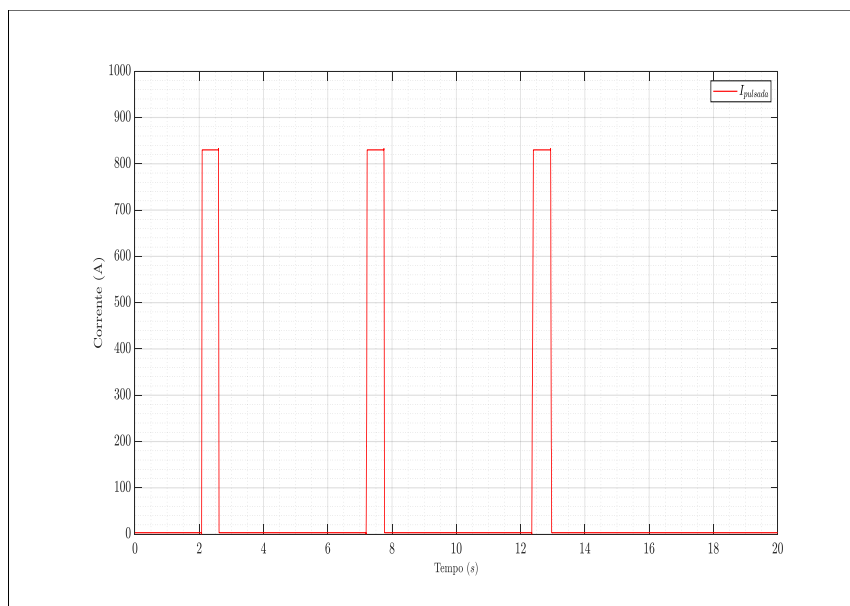
Figura 3.12 – Modelo carga pulsada



Fonte: Autor

A corrente resultante é vista na figura 3.13, tendo duração 0,5 s, período de 5 s, com repetição de 3 vezes, com tempo de subida de 0.016 s e tempo de descida de 0.016 s.

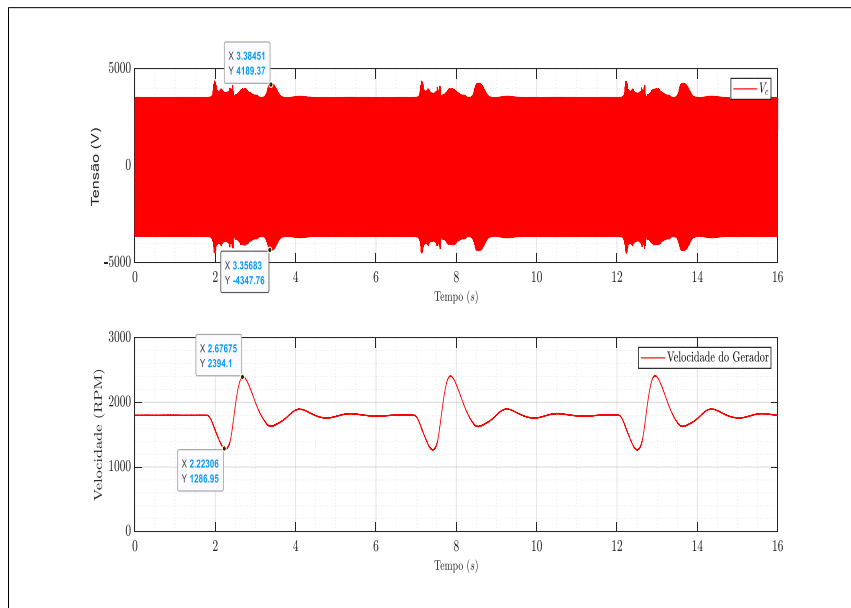
Figura 3.13 – corrente pulsada



Fonte: Autor

A figura 3.14 mostra o comportamento da tensão de saída e da velocidade do gerador quando acionada a carga pulsada.

Figura 3.14 – Tensão de saída e Velocidade do gerador



Fonte: Autor

3.5 Conclusões Parciais

Este capítulo apresentou a modelagem da rede elétrica embarcada, bem como características e detalhes de funcionamento de componente nela inserido, e diferentes modelos de conversores e cargas instalados em navios. Foi mostrado o cálculo para o projeto dos conversores CC-CC e para o modelo de carga hélice, levando em conta as características físicas como: deslocamento, diâmetro do hélice e área molhada de uma embarcação. Os detalhes de controle do conversor abaixador de tensão e a estratégia de projeto foram também apresentados. O modelo de rede elétrica deste estudo foi a base para a análise dos problemas de QEE de uma rede embarcada que serão apresentados nos capítulos 4 e 5.

4 QEE no lado CA

Este capítulo considera o problema de distorções de forma de onda no barramento CA. Apresenta o uso de filtros passivos como possível solução para mitigar o problema e resultados da simulação.

Esse tipo de deformação geralmente é imposto por dispositivos que apresentam relação não linear entre tensão e corrente como, por exemplo, transformadores e motores, cujos núcleos ferromagnéticos são sujeitos à saturação. Outros elementos não lineares são as cargas eletrônicas, retificadores não controlados é um exemplo, que produzem descontinuidades na corrente devido ao chaveamento dos conversores (DECKMANN; POMILIO, 2020).

Embora o problema das distorções de forma de onda seja bastante conhecido nas redes elétricas comerciais, o mesmo não ocorre nas redes embarcadas em navios. Por essa razão, este capítulo realiza o estudo indicando procedimentos de simulação, análise, quantificação e mitigação.

É importante ressaltar que o surgimento das harmônicas na rede elétrica de navios acontece principalmente pela influência do retificador trifásico não controlado de 6 pulsos, que tem a função de transformar a tensão CA em CC.

Segundo (BOLLEN *et al.*, 2015), o retificador de 6 pulsos distorce a tensão do alimentador do sistema com correntes harmônicas de ordem $n= 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25$ etc.

A solução utilizando uma topologia de retificador de 12 pulsos conforme (BOLLEN *et al.*, 2015), produz menos harmônicas de corrente. Porém, considerando a aplicação naval, esta topologia não foi adotada neste estudo devido ao volume e peso do transformador que alimenta os retificadores, tendo em vista a necessidade de alta potência para este equipamento.

Conforme (PLAZA, 2006) a corrente vinda do alimentador (gerador) e que passa pelas impedâncias entre eles (alimentador e carga não linear), é distorcida devido a cargas não lineares. Essa corrente, passando pelas impedâncias do sistema, causa quedas de tensão a cada frequência, segundo a Lei de Ohm, equação 4.1, o que gera a distorção na tensão. A figura 4.1 ilustra a situação descrita.

$$V_h = I_h * Z_h \quad (4.1)$$

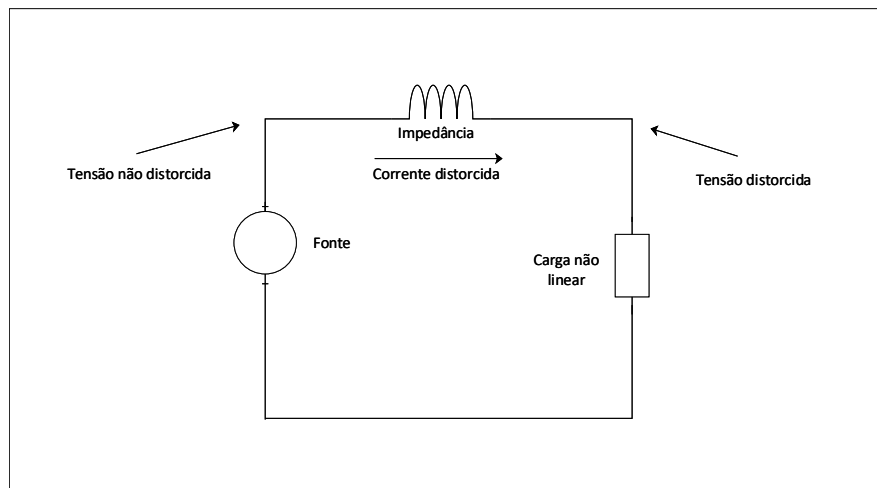
onde:

V_h = tensão harmônica para frequência h

I_h = corrente harmônica frequência h

Z_h = impedância para frequência h

Figura 4.1 – Distorção de tensão causada por corrente distorcida



Fonte: Autor

4.1 Indicadores de Distorção Harmônica

Segundo (ENERGIA; NAVIOS, 2018) para quantificar os índices de harmônicas nas instalações é necessário mensurar a conformidade senoidal da tensão e corrente.

Distorção Harmônica Individual

O cálculo para a distorção harmônica individual de tensão, ou seja a $DHIV$ é mostrado na equação 4.2.

$$DHIV = \frac{V_h}{V_1} * 100\% \quad (4.2)$$

onde

V_h = tensão na frequência h

V_1 = tensão na frequência fundamental

Distorção Harmônica Total

O cálculo para a distorção harmônica total de tensão, ou seja a DHT_v é mostrado na equação 4.3.

$$DHT_v = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 \dots V_n^2}}{V_1} * 100\% \quad (4.3)$$

onde

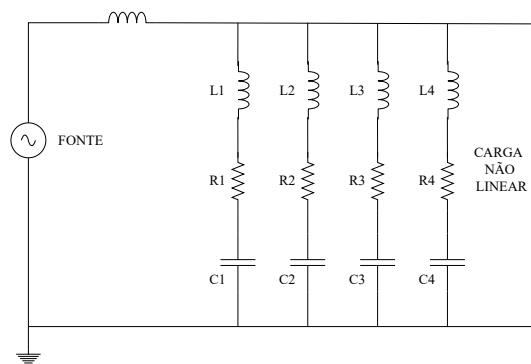
V_1 = tensão na frequência fundamental

V_2, V_3 e V_n = tensão na frequência de ordem 2, 3, ... n

4.2 Filtros passivos

Filtros passivos para redução das harmônicas em corrente são soluções bastante conhecidas. A estrutura do filtro passivo usado na simulação está na figura 4.2. Os ramos LC série são sintonizados nas frequências que se deseja minimizar a corrente que flui da carga para fonte.

Figura 4.2 – Circuito filtros passivos



Fonte: Autor

4.2.1 Especificações

Conforme os resultados iniciais da simulação contidos no item 4.2 e tendo em vista as frequências que apresentaram as maiores harmônicas, foram dimensionados os filtros passivos para as frequências de ordem 5 (300 Hz), 7 (420 Hz), 11 (660 Hz) e 13 (780 Hz), cujas especificações são apresentadas na Tabela 4.1.

Os filtros foram sintonizados com frequência um pouco abaixo da 5° (280 Hz), 7° (400 Hz), 11° (640 Hz) e 13° (760 Hz) pois, na eventualidade de que a tensão do gerador

apresente distorção, surgiriam componentes muito elevadas de corrente (DECKMANN; POMILIO, 2020).

O fator de qualidade Q de cada ramo é de 20, que é um valor típico para indutores com núcleo ferromagnético. Dispositivos com núcleo de ar têm fator de qualidade superior, mas apresentam volume e massa consideravelmente maiores (DECKMANN; POMILIO, 2020).

O cálculo do filtro LC é definido pelas equações 4.4, 4.5 e 4.6. Os valores de frequência de sintonia, indutor do filtro L , capacitor do filtro passivo C e resistor R para cada frequência estão descritos na Tabela 4.1.

O capacitor é definido em função da potência reativa das cargas que devem ser compensadas da frequência fundamental, tendo em vista a contribuição para a correção do fator de potência (na frequência fundamental) (DECKMANN; POMILIO, 2020).

$$Fr = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{LC}} \quad (4.4)$$

$$H(s) = \frac{1}{s^2 * R/L * s * 1/LC} \quad (4.5)$$

$$H(s) = \frac{1}{s^2 * Wo/Q * s * Wo^2} \quad (4.6)$$

Tabela 4.1 – Parâmetros filtros passivos

Fr	L	C	R
280 Hz	2,15 mH	150 uF	0,19
400 Hz	1,05 mH	150 uF	0,13
640 Hz	412 uH	150 uF	0,082
760 Hz	292 uH	150 uF	0,069

Fonte: Autor

4.3 Resultados Iniciais

A análise das harmônicas do lado CA da rede ocorre em duas situações: sem propulsão e com propulsão a 600 RPM, no qual foi verificado o maior nível percentual de harmônicas.

Os cálculos da DH_{IV} e DHT_V utilizam como tensão de base (V_1) o valor nominal da tensão de fase do alimentador (gerador) que é 2598 V.

4.3.1 Sem propulsão

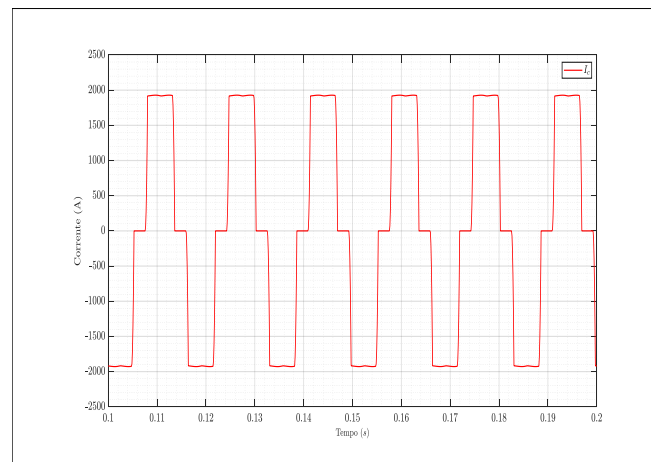
Para este cenário, o circuito encontra-se com todas as cargas ligadas (zonas 1, 2, 3 e 4) e motor de propulsão desligado.

O retificador, formador do barramento CC de 6 kV, alimenta o conjunto de cargas, totalizando 11,4 MW.

As figuras 4.3 e 4.4 mostram a corrente e tensão na fase C respectivamente, no lado CA, antes do retificador.

A distorção da corrente, associada à impedância do gerador produz a distorção na tensão CA na saída do gerador. Além das harmônicas de corrente há também a distorção causada pela comutação entre diodos (DECKMANN; POMILIO, 2020). Não havendo outras cargas conectadas nesse barramento CA, o problema se limita às perdas ocasionadas ao próprio gerador.

Figura 4.3 – Corrente na fase C, sem propulsão



Fonte: Autor

A figura 4.5 mostra a amplitude das harmônicas em frequências múltiplas da fundamental até 3000 Hz.

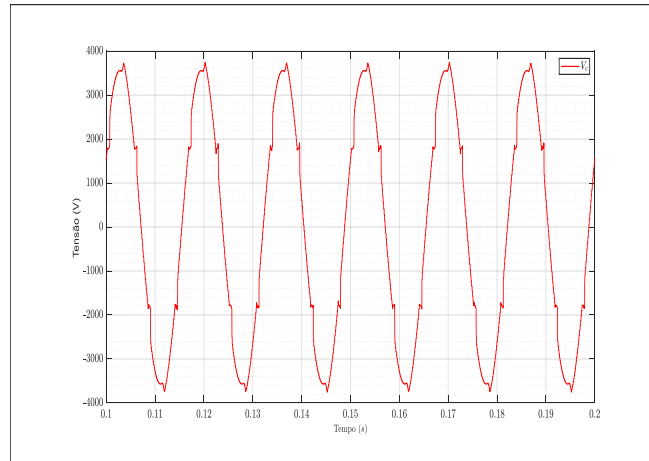
Foi usada a ferramenta FFT ("Fast Fourier Transformer") do simulador Typhoon Hil para produzir as figuras 4.5 e 4.8. O tempo de aquisição do sinal é de 5 s e a resolução espectral é de 0,2 Hz.

Na Tabela 4.2 constam os valores de distorção harmônica individual até a frequência de 49° ordem (2940 Hz).

Substituindo os valores das tensões utilizados para criação da tabela 4.2 na equação 4.3 encontramos o $DHT_v = 4,97\%$.

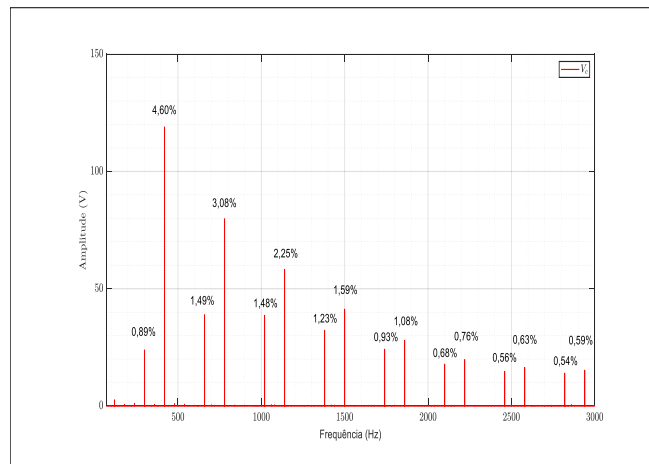
Nota-se que tanto as harmônicas individuais de tensão quanto a distorção harmônica total são inferiores aos limites estabelecidos pela norma IEC 60092-101 (DHIv

Figura 4.4 – Tensão na fase C, sem propulsão



Fonte: Autor

Figura 4.5 – FFT da tensão na fase C, sem propulsão



Fonte: Autor

Tabela 4.2 – Distorção Harmônica Individual (DHIv) em porcentagem (%):

5°	7°	11°	13°	17°	19°	23°	25°
0,63	3,25	1,05	2,18	1,05	1,59	0,87	1,12
29°	31°	35°	37°	41°	43°	47°	49°
0,65	0,76	0,48	0,54	0,4	0,44	0,38	0,41

Fonte: Autor

= 5% e DHTv = 8%). Porém apenas a 7ª harmônica (3,25%) superou os limites da norma IEEE 519 (DHIv = 3% e DHTv = 5%).

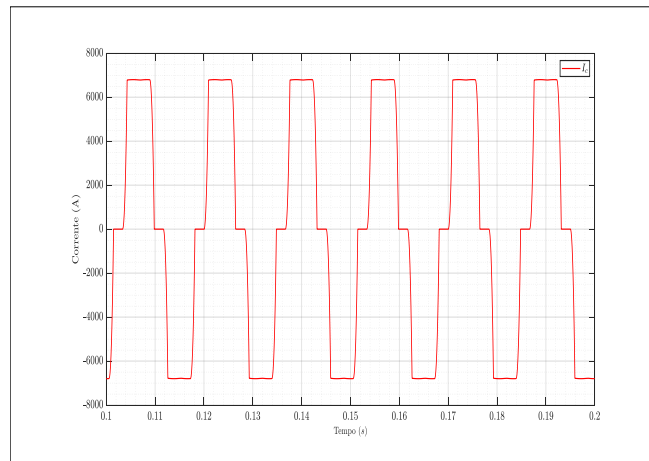
4.3.2 Com propulsão

Para este cenário o circuito encontra-se com todas cargas ligadas (zonas 1, 2, 3 e 4) e motor de propulsão ligado a 600 RPM, com potência de aproximadamente 30 MW, totalizando 41,4 MW (cargas + motor). A tensão na saída do retificador é de 6020

V.

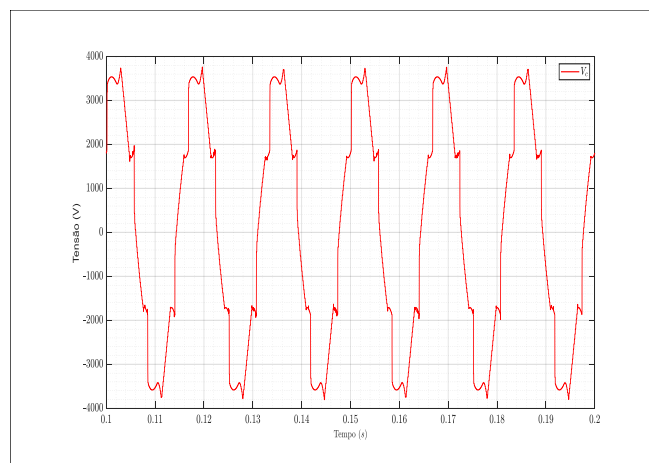
As figuras 4.6 e 4.7 mostram a corrente e tensão na fase C respectivamente, no lado CA, antes do retificador. Não há alteração significativa na forma de corrente, exceto pelo aumento de sua amplitude, que é proporcional à potência.

Figura 4.6 – Corrente na fase C, com propulsão ligada



Fonte: Autor

Figura 4.7 – Tensão na fase C, com propulsão



Fonte: Autor

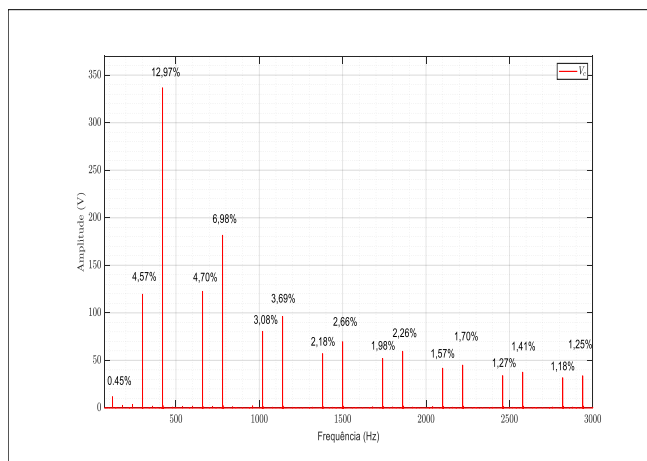
A figura 4.8 mostra a amplitude das harmônicas em frequências múltiplas da fundamental até 3000 Hz.

Na tabela 4.3 consta os valores de distorção harmônica individual até a frequência de 49° ordem (2940 Hz).

Substituindo os valores das tensões utilizados para criação da tabela 4.3 na equação 4.3 encontramos o $DHT_v = 12,57\%$.

Nota-se que tanto as harmônicas individuais de tensão (7° harmônica) quanto a distorção harmônica total (12,57%) são superiores aos limites estabelecidos pela norma

Figura 4.8 – FFT da tensão na fase C, com propulsão atuando



Fonte: Autor

Tabela 4.3 – Distorção Harmônica Individual (DHIv) em porcentagem (%):

5°	7°	11°	13°	17°	19°	23°	25°
3,23	9,17	3,32	4,93	2,18	2,6	1,54	1,88
29°	31°	35°	37°	41°	43°	47°	49°
1,4	1,6	1,11	1,2	0,9	0,99	0,83	0,89

Fonte: Autor

IEC 60092-101 (DHIv = 5% e DHTv = 8%). São também superiores aos limites da norma IEEE 519 (DHIv = 3% e DHTv = 5%) para DHIv da 5°, 7°, 11° e 13° harmônica e para DHTv. Outras cargas, eventualmente conectadas no barramento CA do gerador, poderiam ter problemas de funcionamento dada a elevada distorção.

4.4 Resultados com Filtragem

Tendo em vista a mitigação das harmônicas na tensão, principalmente as de ordem 5°, 7°, 11° e 13°, filtros passivos sintonizados nas frequências conforme a Tabela 4.1 foram utilizados. Os resultados são mostrados a seguir.

Novamente a análise das harmônicas do lado CA da rede elétrica ocorre em duas situações: sem propulsão e com propulsão a 600 RPM.

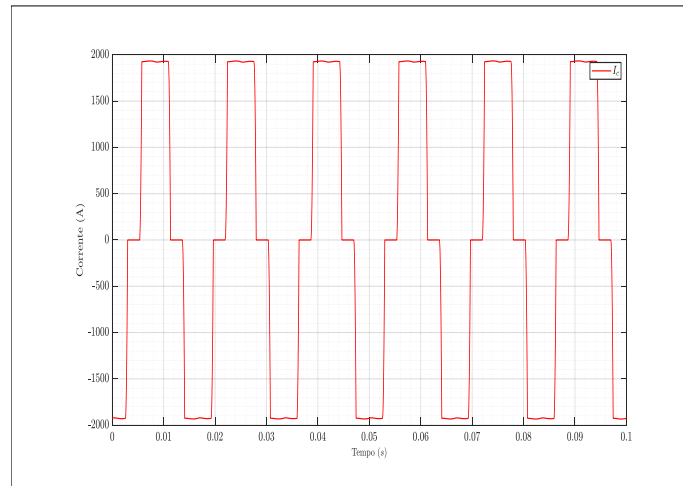
4.4.1 Sem propulsão

Para este cenário, o circuito encontra-se com todas cargas ligadas (zonas 1, 2, 3 e 4) e motor de propulsão desligado.

O retificador, formador do barramento CC de 6 kV, alimenta todo o conjunto de cargas, exceto a carga pulsada e a de propulsão, totalizando 11,4 MW.

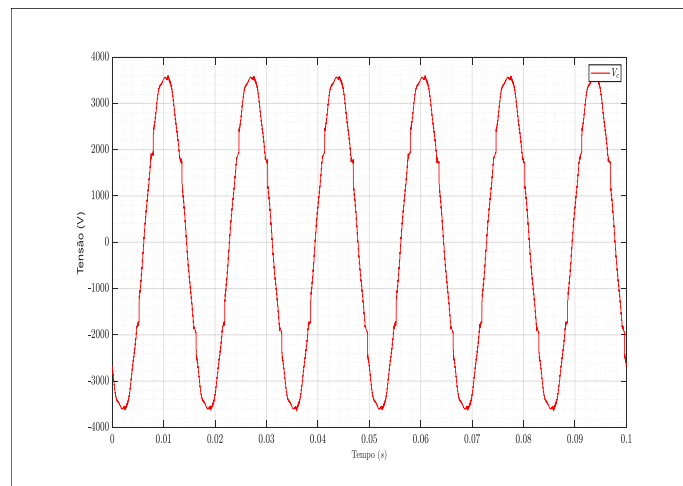
As figuras 4.9 e 4.10 mostram a corrente e tensão na fase C respectivamente, no lado CA, antes do retificador.

Figura 4.9 – Corrente da fase C, sem propulsão



Fonte: Autor

Figura 4.10 – Tensão da fase C, sem propulsão



Fonte: Autor

A figura 4.11 mostra a amplitude das harmônicas em frequências múltiplas da fundamental até 3000 Hz.

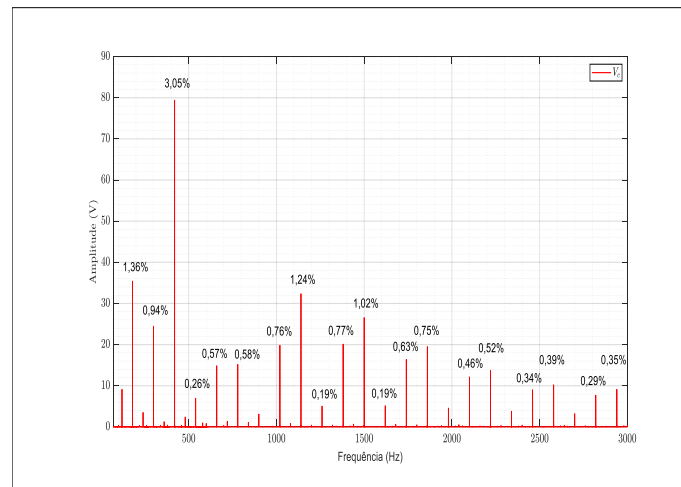
Foi usada a ferramenta FFT para produzir as figuras 4.11 e 4.14.

Na tabela 4.4 consta os valores de distorção harmônica individual até a frequência de 49º ordem (2940 Hz).

Substituindo os valores das tensões utilizados para criação da tabela 4.2 na equação 4.3 encontramos o $DHT_v = 2,88\%$.

A simulação mostrou o surgimento de níveis harmônicos não característicos de ordem 2º (0,24%), 3º (0,96%), 9º (0,18%), 21º (0,13%) e 27º (0,13%) para este cenário. Tais

Figura 4.11 – FFT da tensão da fase C, sem propulsão



Fonte: Autor

Tabela 4.4 – Distorção Harmônica Individual (DHIv) em porcentagem (%):

5 ^o	7 ^o	11 ^o	13 ^o	17 ^o	19 ^o	23 ^o	25 ^o
0,65	2,16	0,4	0,41	0,53	0,88	0,54	0,72
29 ^o	31 ^o	35 ^o	37 ^o	41 ^o	43 ^o	47 ^o	49 ^o
0,44	0,53	0,33	0,37	0,24	0,27	0,2	0,24

Fonte: Autor

componentes podem surgir pela interação entre a impedância do gerador com os filtros, afetando a forma da tensão CA que por sua vez, tem impacto (mesmo que reduzido) na tensão CC, afetando a corrente e o conteúdo espectral.

Nota-se que tanto as harmônicas individuais de tensão quanto a distorção harmônica total são inferiores aos limites estabelecidos pelas normas IEC 60092-101 (DHIv = 5% e DHTv = 8%) e IEEE 519 (DHIv = 3% e DHTv = 5%).

4.4.2 Com propulsão

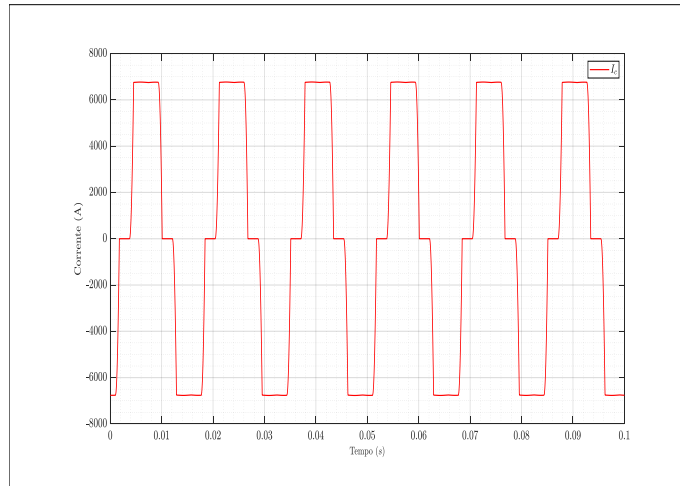
Para este cenário o circuito encontra-se com todas as suas cargas ligadas (zonas 1, 2, 3 e 4) e motor de propulsão ligado a 600 RPM, sendo o motor ligado com potência de aproximadamente 30 MW, totalizando 41,4 MW (cargas + motor). A tensão na saída do retificador é de 6020 V.

As figuras 4.12 e 4.13 mostram a corrente e tensão na fase C respectivamente, no lado CA, antes do retificador.

A figura 4.14 mostra a amplitude das harmônicas em frequências múltiplas da fundamental até 3000 Hz.

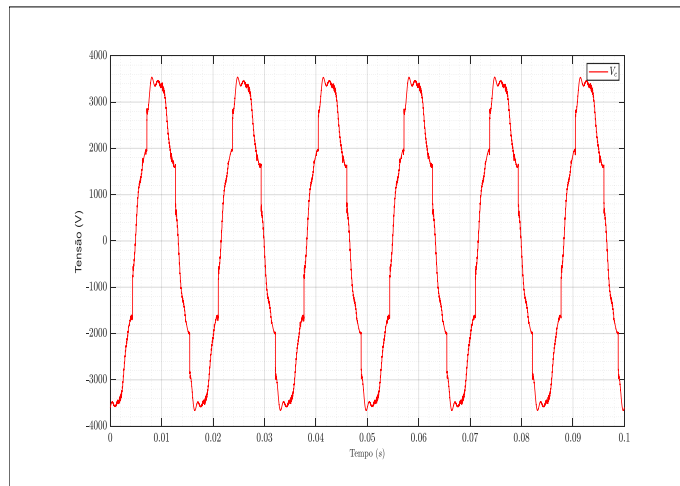
Na tabela 4.5 consta os valores de distorção harmônica individual até a frequência de 49^o ordem (2940 Hz).

Figura 4.12 – Corrente na fase C, com propulsão



Fonte: Autor

Figura 4.13 – Tensão na fase C, com propulsão



Fonte: Autor

Tabela 4.5 – Distorção Harmônica Individual (DHIv) em porcentagem (%):

5°	7°	11°	13°	17°	19°	23°	25°
3,3	6,25	1,3	0,91	1,27	1,47	0,9	0,93
29°	31°	35°	37°	41°	43°	47°	49°
0,81	0,84	0,79	0,73	0,62	0,56	0,52	0,48

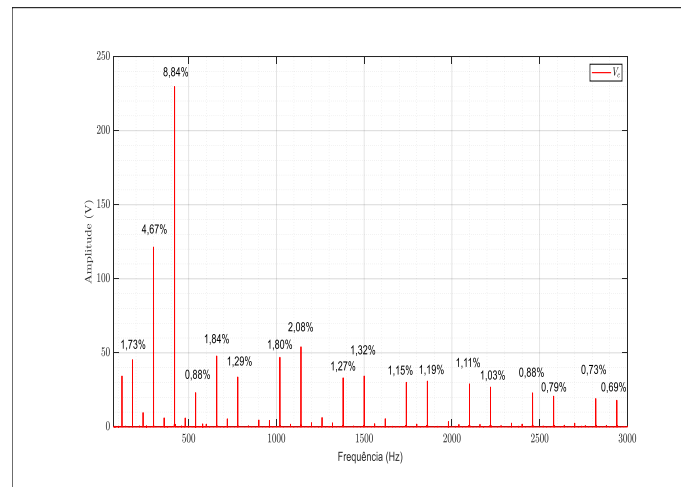
Fonte: Autor

Substituindo os valores das tensões utilizados para criação da tabela 4.5 na equação 4.3 encontramos o $DHTv = 7,86\%$.

A simulação mostrou o surgimento de níveis harmônicos não característicos de ordem 2° (0,93%), 3° (1,22%), 4° (0,26%), 6° (0,16%), 8° (0,16%), 9° (0,62%), 12° (0,14%) e 21° (0,17%) para este cenário.

Neste caso, as interações entre a saída do inversor de propulsão e o lado CA da

Figura 4.14 – FFT da tensão da fase C, com propulsão



Fonte: Autor

rede podem produzir interharmônicas (ROSA *et al.*, 2005) que podem excitar as frequências dos ramos sintonizados dos filtros passivos.

Nota-se que que as harmônicas individuais (exceto a 7^o) e a distorção harmônica total de tensão estão dentro dos limites estabelecidos pela norma IEC 60092-101 (DHI_v = 5% e DHT_v = 8%). Entretanto para a norma IEEE 519 (DHI_v = 3% e DHT_v = 5%), a DHI_v na 5^o e 7^o harmônica (3,3% e 6,25%), e a DHT_v = 7,86% ultrapassam o limite. A redução destas harmônicas poderia ser conseguido ajustando o projeto do respectivo filtro, aproximando-o da harmônica.

4.5 Conclusões Parciais

Este capítulo apresentou o problema de distorção harmônica que é principalmente gerada por equipamentos comutados usados para converter e controlar diferentes níveis de tensão, corrente e frequência nos circuitos.

Foram apresentados resultados que apontaram nível alto de harmônicas, ficando muito próximo aos limites das normas (IEC 60092-101 e IEEE 519) no cenário sem propulsão, e ultrapassando seus limites com a propulsão.

Com a utilização dos filtros passivos sintonizados nas harmônicas de 5^o, 7^o, 11^o e 13^o, os resultados finais mostraram uma melhora importante nos níveis de DHI_v e DHT_v, diminuindo seus níveis e os colocando dentro dos limites das normas IEC 60092-101 e IEEE 519. Entretanto é importante pontuar que com o uso dos filtros passivos foram observados níveis baixos de harmônicos de ordem 2^o (0,93%), 3^o (1,22%), 4^o (0,26%), 6^o (0,16%), 8^o (0,16%), 9^o (0,62%), 12^o (0,14%) e 21^o (0,17%) não percebidos nos resultados iniciais, ou seja sem a utilização dos filtros.

Um refinamento do projeto dos filtros permitiria a minimização das harmônicas que ainda superam os limites.

5 QEE no lado CC

Este capítulo apresenta o problema de variações de tensão no barramento MVDC com o uso de carga pulsada de alta potência. Apresenta um compensador de energia como possível solução para mitigar o problema e seus resultados da simulação.

5.1 Compensador de Energia

Em Engenharia Elétrica há importantes aplicações nas quais se deseja controlar o fluxo de energia da fonte de alimentação para carga e vice-versa, como por exemplo a tração elétrica (MARTINS; BARBI, 2011).

A utilização de conversores bidirecionais é encontrada em sistemas de armazenamento de energia, ou em compensadores de energia (NETO, 2023). Eles são usados para mitigar problemas de afundamento e elevação de tensão devido ao uso de cargas de alta potência, como EMALS e EMRG.

Em rede MVDC, conversores bidirecionais são frequentemente usados como interfaces entre fontes de energia de alta tensão e baixa tensão (JEON *et al.*, 2022).

A literatura apresenta diferentes topologias de conversores bidirecionais que podem ser usados em aplicações navais, podendo ser não isolados, como conversor "buck-boost" multinível, ou isolado, como o conversor DAB (NETO, 2023).

Em conversores bidirecionais de três níveis, o esforço de tensão nos componentes pode ser reduzido à metade do valor da rede MVDC (JEON *et al.*, 2022).

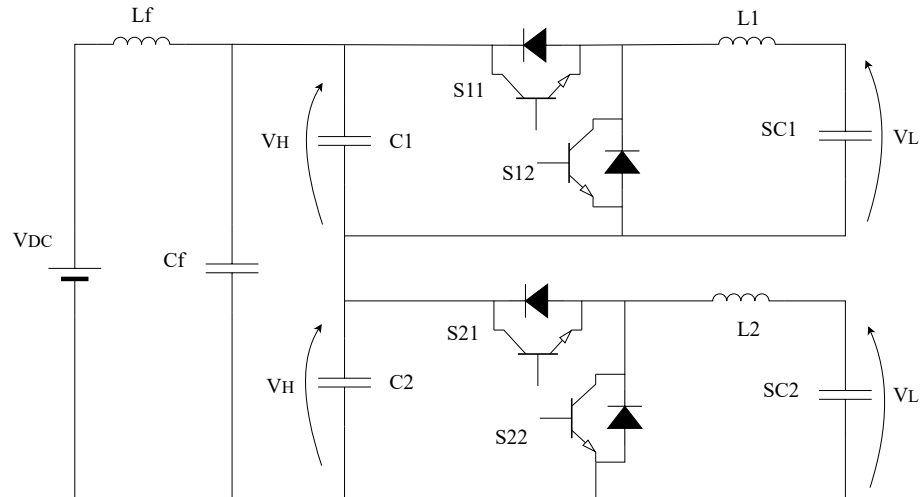
A figura 5.1 apresenta um conversor bidirecional duplo que permite reduzir pela metade a tensão dos componentes.

O conversor bidirecional isolado mostrado na figura 5.2, tem acoplado um transformador que realiza a isolação galvânica. No entanto, devido aos níveis de tensão e potência, a realização deste dispositivo para operar nas condições exigidas não é simples, devido aos dispositivos semicondutores e aos materiais ferromagnéticos disponíveis. O conversor do tipo DAB, surge como uma alternativa potencial, aguardando a evolução tecnológica dos dispositivos e materiais. (NETO, 2023).

A topologia proposta para o estudo é de um conversor duplo entrelaçado mostrado na figura 5.3.

A concepção dessa topologia se baseou em dois aspectos:

Figura 5.1 – Conversor Bidirecional Duplo



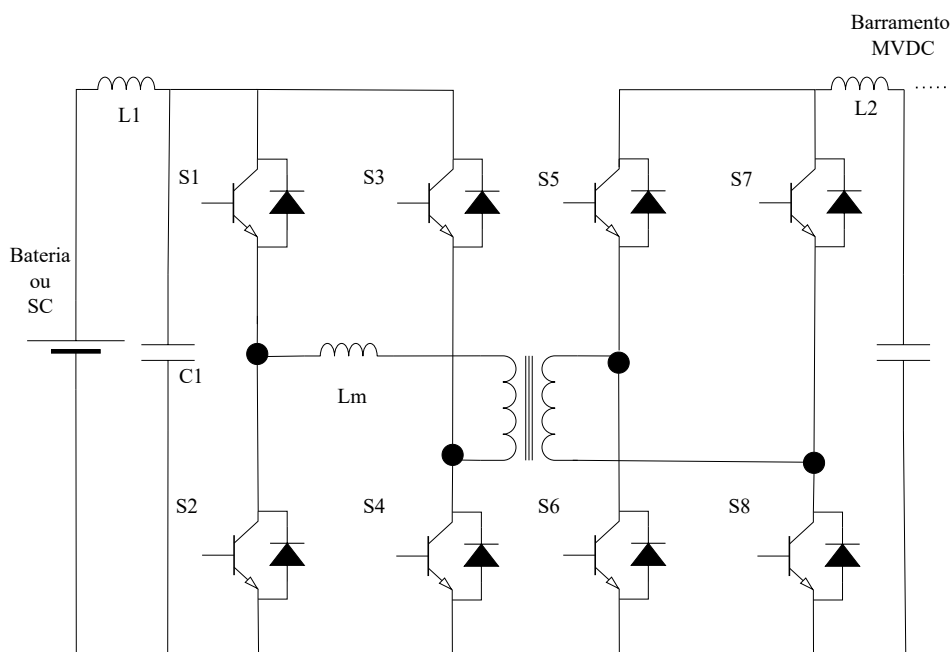
Fonte: Autor

- Conversor Duplo, reduzindo a tensão em cada conversor, para compatibilizar a tensão de barramento (6 kV) com os componentes (chaves) existentes; e
- Conversor Entrelaçado, para diminuir a corrente nas chaves, adequando aos componentes existentes (1 kA), bem como diminuir a ondulação de corrente, o que contribui para melhora da entrega de energia ao barramento e, conseqüentemente diminuição do problema de afundamento de tensão.

O conversor entrelaçado é uma topologia na qual os circuitos conversores são colocados em paralelo entre entrada e saída, operando na mesma frequência, mas com deslocamento temporal. O número de fases está relacionado com a eficiência, custo, volume e complexidade de controle (NI *et al.*, 2011). A estrutura do conversor entrelaçado permite a diminuição da corrente nas chaves (transistores) e da ondulação de corrente. Cada conversor possui três circuitos (com transistores e indutor) em paralelo formando o conversor entrelaçado.

A utilização do supercapacitor (SC) como elemento armazenador de energia está relacionada a algumas vantagens em comparação às baterias. Embora as baterias possuam maior densidade de energia, o que permite armazenar maior carga em menor volume, para esse estudo foram valorizados aspectos como suporte a altas temperaturas, degradação extremamente lenta e possibilidade de carga e recarga de forma rápida, que

Figura 5.2 – Conversor DAB



Fonte: Autor

eliminam o descarte e a necessidade de manutenção nos supercapacitores.

5.2 Projeto e Controle do Compensador de Energia

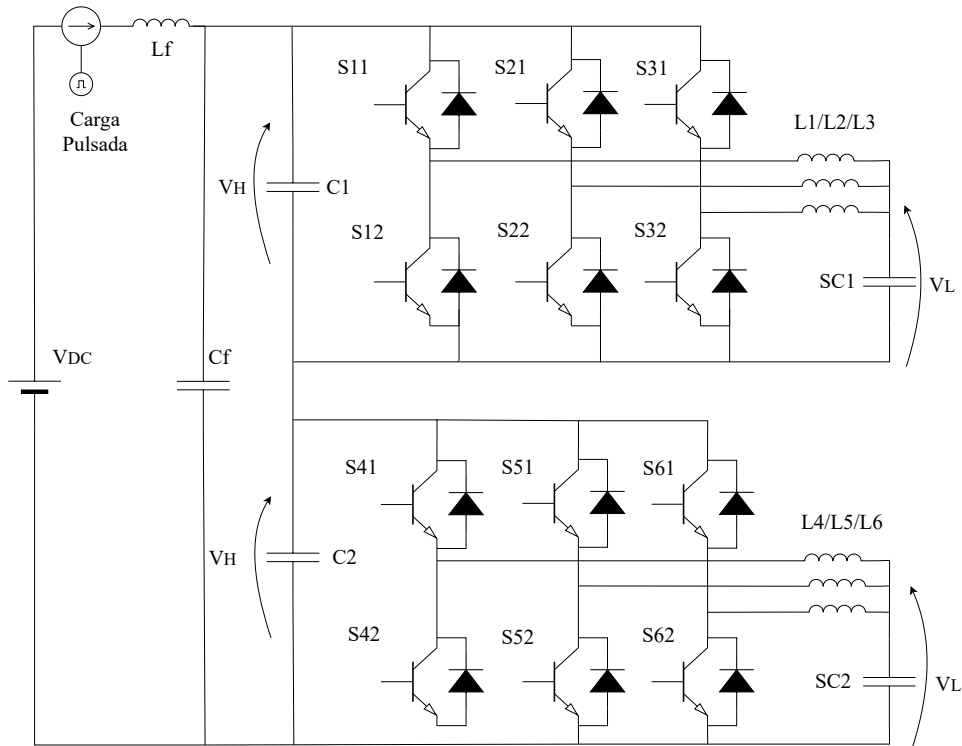
Para o estudo do conversor bidirecional duplo entrelaçado foi considerado o circuito mostrado na figura 5.3, sendo possível analisar seu comportamento, controle e as influências que pode gerar no barramento MVDC.

5.2.1 Escolha dos Transistores e Frequência de Chaveamento (Fch)

Conforme o "datasheet" do módulo IGBT (Isolated Gate Bipolar Transistor) da ABB (Asea Brown Boveri) este dispositivo é capaz de bloquear uma tensão de 6,5 kV suportando uma corrente de 1 kA (2 kA pico), com $T_j = 150^\circ\text{C}$, modelo 5SNA-1000G650300 (SEMICONDUCTOR HITACHI, 2020), os parâmetros de tempo de subida (t_r) e descida (t_f) com carga indutiva para este modelo de chave a 125°C são: $t_r = 160\text{ ns}$ e $t_f = 460\text{ ns}$. A frequência de chaveamento do conversor bidirecional neste estudo é de 1 kHz. Considerando os tempos t_r e t_f para calcular o tempo total de comutação das chaves (t_c) na equação 5.1, temos:

$$t_c = t_r + t_f \quad (5.1)$$

Figura 5.3 – Conversor Bidirecional Duplo Entrelaçado



Fonte: Autor

Para análise da elevação de temperatura da chave IGBT (ΔT_j), usou-se a equação 5.2

$$\Delta T_j = P_d * R_o \tag{5.2}$$

onde:

R_o = resistência térmica da junção no IGBT = 0,0098 K/W conforme (SEMICONDUCTOR HITACHI, 2020).

A potência dissipada (P_d) é calculada pela equação 5.3:

$$P_d = P_{cond} + P_{comut} \tag{5.3}$$

onde:

P_{cond} = Perdas por condução; e

P_{comut} = Perdas por comutação.

$$P_{comut} = F_{ch} * W_d \tag{5.4}$$

onde:

Fch - Frequência de chaveamento = 1 kHz ; e

Wd - Energia por comutação = 6,9 J.

A energia por comutação (Wd) é calculada pela equação:

$$Wd = Eon + Eoff \quad (5.5)$$

onde:

Eon = "turn on swichting energy" = 3,3 J conforme (SEMICONDUCTOR HITACHI, 2020); e

Eoff = "turn off swichting energy" = 3,6 J conforme (SEMICONDUCTOR HITACHI, 2020).

$$Pcond = Vce * IL * D \quad (5.6)$$

onde:

Vce = "Collector-emitter saturation voltage" = 3,3 V a 125°C;

IL = corrente média no indutor = 617 A; e

D = ciclo de trabalho = 0,55 (aplicado aos transistores da parte inferior S12, S22, S32, S42, S52 e S62).

Portanto, de acordo com a equação 5.3, a potência dissipada pela chave IGBT é de 8019,85 W e conforme a equação 5.2, a elevação de temperatura é de 78,59 °C. Considerando a temperatura do dissipador 60°C e um $\Delta T = 78,59^\circ\text{C}$ calculado, temos uma temperatura da junção para 138,59 °C, que está abaixo do limite máximo de temperatura de sua junção de 175° C conforme (SEMICONDUCTOR HITACHI, 2020). Ou seja, a frequência de operação de 1 kHz é adequada ao dispositivo.

5.2.2 Especificações

De modo a validar o modelo do conversor, foram dimensionados os seus componentes passivos, cujas especificações serão apresentadas a seguir.

A seleção das especificações de projeto foi feita pensando numa aplicação para rede elétrica embarcada em MVDC de 5 MW e o conversor operando no Modo de Condução Contínua (MCC). No lado do barramento de alta tensão um filtro LC e no lado de baixa tensão um supercapacitor SC.

Cálculo do Filtro CL

Devido à corrente pulsada resultante do conversor no barramento MVDC, se faz necessária a utilização de um filtro passivo que a atenua. A escolha do capacitor foi feita utilizando componentes de mercado. Conforme (ENERGY, 2023), através de uma associação em série com três capacitâncias de 6 mF com uma rede de equalização de tensão, temos uma capacitância equivalente de 2 mF com capacidade de tensão de 7800V, sendo alimentada por uma tensão de barramento de 6 kV. O cálculo do filtro é definido pela equação 5.7.

$$F_c = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_f * C_f}} \quad (5.7)$$

onde:

Frequência de Corte $F_c = 50$ Hz

$L_f = 5$ mH

$C_f = 2$ mF

Um resumo das especificações consta na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Especificações do Projeto de cada Conversor Bidirecional

Modo de Condução	Condução Contínua
Tensão lado alta - V_H (V)	3.000
Tensão lado baixa - V_L (V)	1.350
Potência de Saída - P_o (MW)	2,5
Frequência de Chaveamento - F_{ch} (kHz)	1,0

Fonte: Autor

O dimensionamento do conversor operando no MCC foi realizado com as equações a seguir e as grandezas obtidas estão na Tabela 5.2.

$$I_o = \frac{P_o}{V_H} \quad (5.8)$$

onde:

I_o = corrente média na saída (lado de alta)

Considerando o conversor entrelaçado com três circuitos, cada um deles gera uma corrente $I'_o = 277,77$ A, que resulta em $I_o = 833$ A.

$$I_L = \frac{V_H * I'_o}{V_L} \quad (5.9)$$

$$\Delta I = \frac{V_L * D * T_{ch}}{L} \quad (5.10)$$

onde:

$IL1$ a $IL6$ = corrente média nos indutores = 617 A

As correntes máxima e mínima nos indutores conforme as equações 5.11 e 5.12:

$$IL_{max} = IL + \frac{\Delta I}{2} \quad (5.11)$$

$$IL_{min} = IL - \frac{\Delta I}{2} \quad (5.12)$$

onde:

$IL_{max} = 765,5$ A

$IL_{min} = 468,5$ A

Os indutores foram calculados conforme equação 5.13:

$$L = \frac{VL * D * T}{\Delta I * Fch} \quad (5.13)$$

Tabela 5.2 – Valores Dimensionados de cada Conversor Bidirecional

Capacitor de saída - C1 e C2 (uF)	100
Razão Cíclica - D	0,55
Razão Cíclica complementar - D' = 1 - D	0,45
Período de Chaveamento (1kHz) - Tch (ms)	1,0
Corrente máxima - IL_{max} (A)	765,5
Indutor - L1 a L6 (mH)	2,5
Capacitor do filtro - Cf (mF)	2,0
Indutor do filtro - Lf (mH)	5,0
Supercapacitor - SC1 e SC2 (F)	1,0

Fonte: Autor

5.2.3 Controle do Conversor

O objetivo do controle é garantir uma tensão constante no barramento MVDC. Para isso este conversor utiliza um controle em cascata de corrente e tensão pois, conforme a função de transferência obtida em (NAKKA; MISHRA, 2020) para controle de tensão, percebe-se um zero no semiplano direito, ou seja um sistema de fase não mínima que causa uma limitação importante no controlador. Dessa forma, é comum utilizar um laço interno de controle de corrente com uma banda elevada e um laço externo de controle de tensão, buscando reduzir a ordem do sistema, embora não altere o comportamento de fase não mínima.

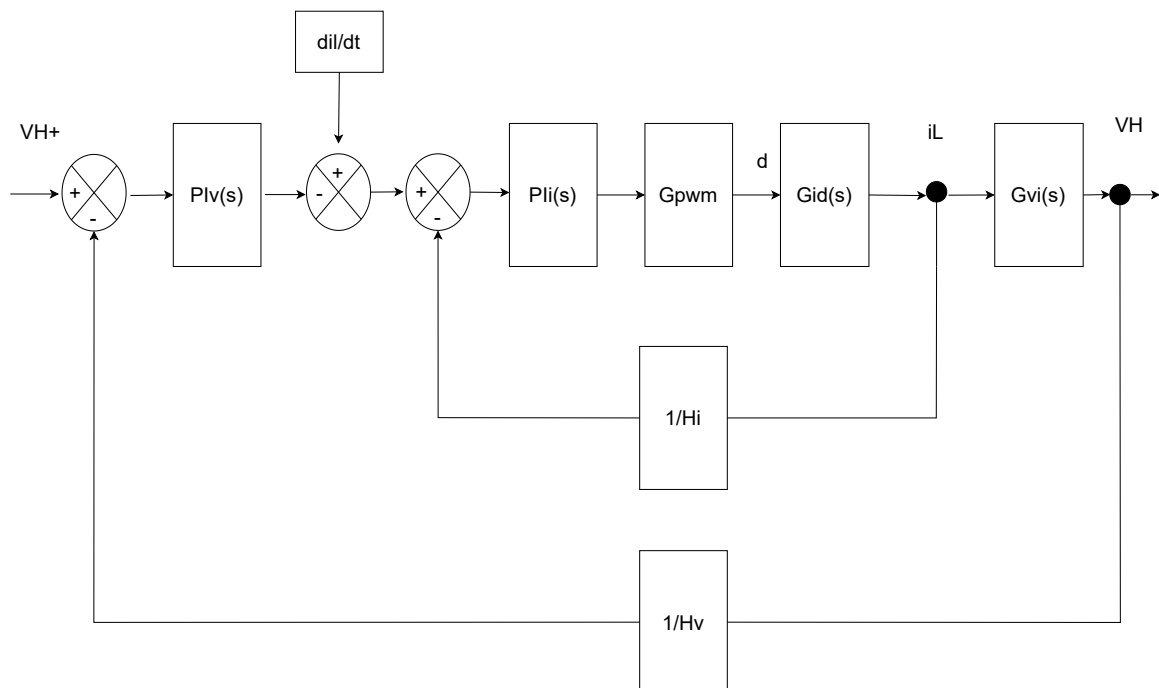
Isso implica dizer que o controle de corrente tem uma dinâmica mais rápida e o controle de tensão mais lenta, como mostra a diferença de valores de frequência de corte dos controladores. Foi escolhida uma frequência de corte do controlador de corrente $F_{ci} = 250$ Hz e a frequência de corte do controlador de tensão é $F_{cv} = 25$ Hz.

O controle do conversor bidirecional conta com uma entrada "feedforward" a partir de um diferenciador, que percebe o aumento da corrente do barramento MVDC, devido à carga pulsada. O controle do conversor, dentro da sua função de regular a tensão, injeta ou absorve potência no barramento MVDC buscando compensar a corrente da carga pulsada. Diferenciadores são muito susceptíveis a ruídos, de modo que essa entrada deve ser ajustada para minimizar a influência de sinais que não sejam da carga pulsada.

A figura 5.4 mostra a composição dos controladores. O projeto de controle foi feito individualmente para cada malha.

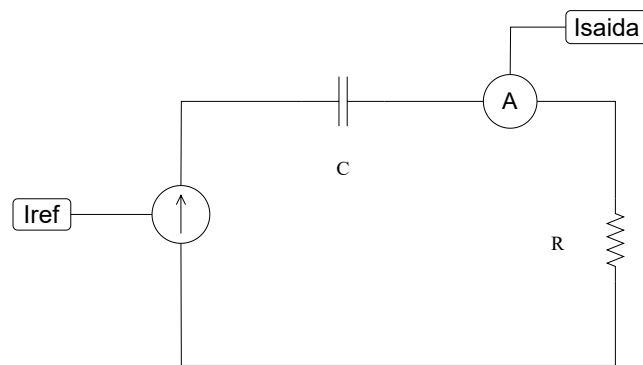
O bloco di/dt representa o circuito diferenciador responsável por identificar a variação de corrente no barramento CC e fornecer essa referência ao sistema de controle. Este circuito é composto de um filtro RC passa altas operando como diferenciador como mostra a figura 5.5.

Figura 5.4 – Diagrama em Blocos



Fonte: Autor

Figura 5.5 – Circuito diferenciador



Fonte: Autor

A seguir são apresentadas as funções de transferências (FT) do controlador de corrente $G_{id}(s)$ e controlador de tensão $G_{vi}(s)$. As FTs são usadas para projetar os compensadores.

Função de Transferência $G_{id}(s)$:

$$G_{id}(s) = \frac{2 * VH}{D'^2 R} \frac{s(0,5RC + 1)}{s^2 + s(L/D'^2 R) + 1} \quad (5.14)$$

Função de Transferência $G_{vi}(s)$:

$$G_{vi}(s) = 0,5D'R * \frac{s(-L/D'^2 R) + 1}{s(0,5RC) + 1} \quad (5.15)$$

Função G_{pwm} :

$$G_{pwm} = \frac{1}{Vm} \quad (5.16)$$

A partir dos valores de projeto do conversor, conforme as tabelas 5.1, 5.2, e considerando um controle realizado para cada tensão VH dentro do conversor bidirecional duplo, temos:

A razão cíclica (D) atua nos transistores do lado baixo do conversor e a razão cíclica complementar (D') atua nos transistores do lado alto do conversor. Com os valores das tabelas 5.1, 5.2 e 5.3 o projeto de controle visando a estabilidade e a regulação da tensão VH é mostrado a seguir. A tensão VH controlada através de uma malha externa, fornece uma referência de corrente para a malha interna de controle de corrente.

Tabela 5.3 – Especificações do Projeto de Controle

D - razão cíclica das chaves lado baixo	0,55
D' - razão cíclica das chaves lado alto	0,45
Resistência vista pelo controle lado alta tensão - Rout	3,6 Ω
Capacitância vista pelo controle lado alta tensão - Cout	4,1 mF
Indutor - L1 a L6	2,5 mH
Tensão lado alta tensão - VH	3000 V
Tensão de pico a pico da portadora do PWM - Vm	2,0 V
Ganho do sensor de corrente - Hi	1/1000
Ganho do sensor de tensão - Hv	1/1000

Fonte: Autor

Utiliza-se os diagramas de Bode para análise das funções de transferência de tensão G_{vi} e G_{id} em malha aberta e malha fechada, e o consequente projeto dos compensadores PI e seus respectivos ganhos proporcional, K_p e integral, K_i . Os diagramas de Bode são gerados utilizando a ferramenta computacional Matlab[®].

Controlador de Corrente

As figuras 5.6, 5.7 e 5.8 mostram o comportamento em malha aberta, sem e com compensador, e em malha fechada do controlador de corrente. A estratégia de controle do compensador foi manter a margem de fase entre 45 e 90 graus e a inclinação na F_c de -20 db/dec. Adotou-se o cálculo de F_{ci} da equação 5.17.

$$F_{ci} = \frac{F_{ch}}{4} \quad (5.17)$$

Isso mostra que quanto maior a frequência F_{ch} , mais alta poderá ser a frequência de cruzamento e portanto, mais rápida poderá ser a resposta do sistema (BARBI, 2014).

Uma vez estabelecida a frequência de corte $F_{ci}=250$ Hz, na figura 5.6, nota-se que na F_{ci} tem-se atenuação de 36 db.

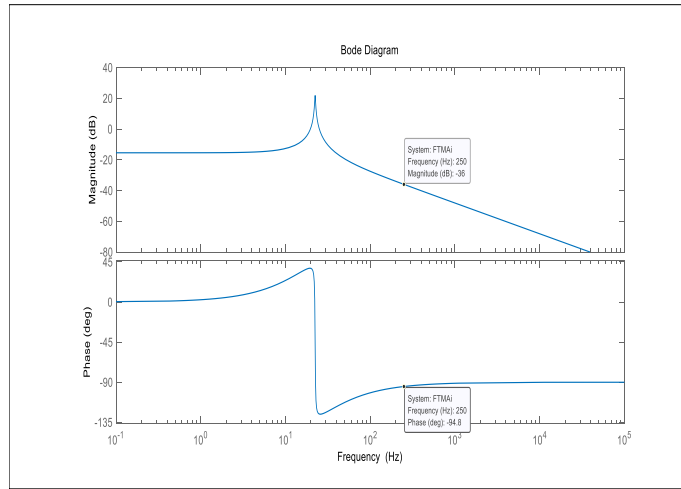
A função de transferência em malha aberta do controle de corrente é descrita em 5.18:

$$FTMA_i = G_{pwm} * G_{id}(s) * \frac{1}{H_i} \quad (5.18)$$

Portanto, o compensador PI deve ter o ganho proporcional $K_{pi}= 63,09$ que levará ao ganho unitário na F_{ci} . O ganho integral do compensador é dado pela equação 5.19

$$K_{ii} = 2 * \pi * K_{pi} * F_{zi} \quad (5.19)$$

Figura 5.6 – Função de Transferência em Malha Aberta de corrente



Fonte: Autor

Onde:

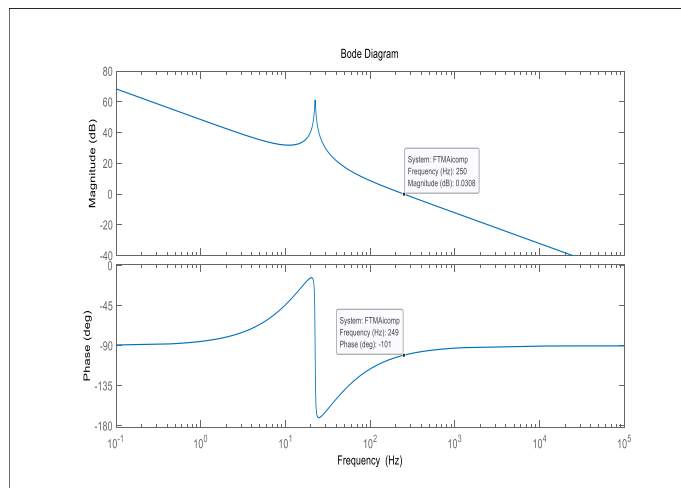
Frequência de zero do controlador de corrente (F_{zi})

$$F_{zi} = \frac{F_{ci}}{10} \tag{5.20}$$

E resulta em $K_{Ii} = 9911,66$

A figura 5.7 mostra que o sistema apresenta os resultados esperados, ou seja ganho unitário na frequência de corte F_{ci} e margem de fase de 79 graus.

Figura 5.7 – Função de Transferência em Malha Aberta de corrente com compensador



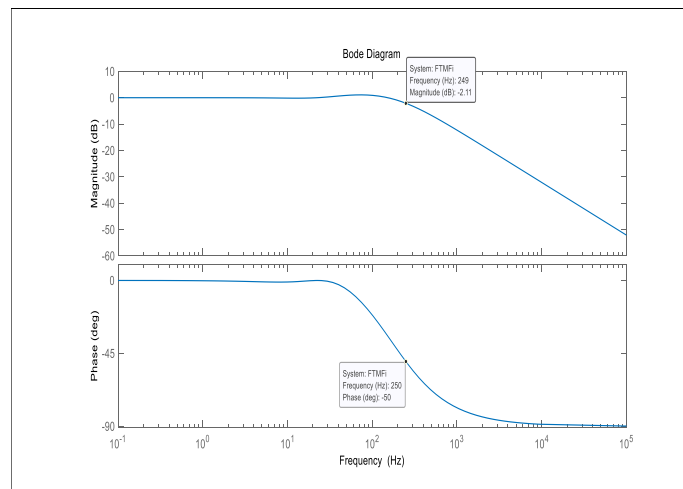
Fonte: Autor

A função de transferência em malha fechada do controle de corrente é descrita em 5.21:

$$FTMF_i = \frac{PI_i(s) * G_{pwm} * G_{id}(s)}{1 + PI_i(s) * G_{pwm} * G_{id}(s) * 1/H_i} \tag{5.21}$$

As equações 5.18 e 5.21 mostram como foram obtidas as FTMAi e FTMF_i.

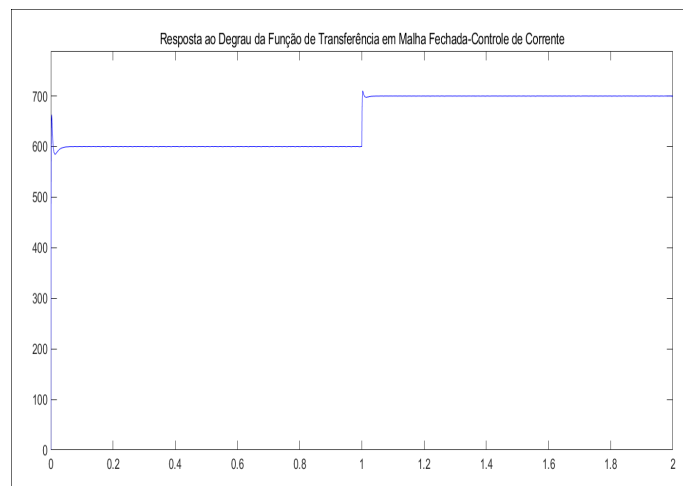
Figura 5.8 – Função de Transferência em Malha Fechada de corrente



Fonte: Autor

A figura 5.9 mostra a resposta do controle de corrente (FTMF_i) para um degrau na entrada de 100 A. É possível perceber que o controle de corrente atua e mantém o controle da corrente desejada.

Figura 5.9 – Resposta ao degrau da Função de Transferência em Malha Fechada de corrente



Fonte: Autor

Controlador de Tensão

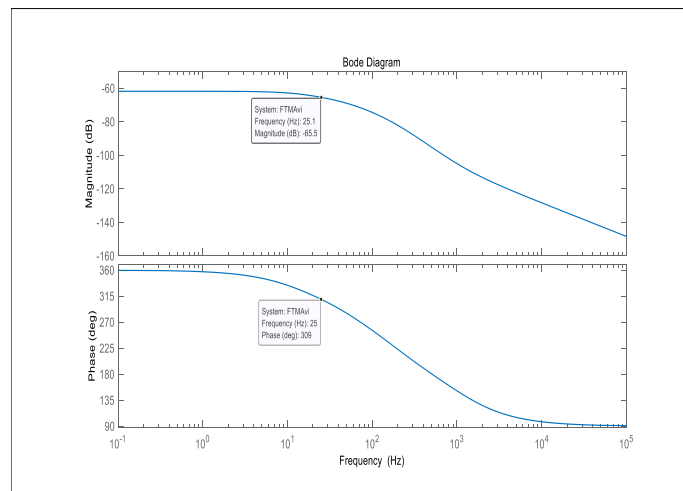
As figuras 5.10, 5.11 e 5.12 mostram o comportamento em malha aberta, sem e com compensador, e em malha fechada do controlador de tensão. A metodologia para projeto do compensador foi a mesma usada no controlador de corrente. Adotou-se o cálculo de F_{cvi} da equação 5.22.

Uma vez estabelecida a frequência de corte, $F_{cvi}=25$ Hz, conforme a equação 5.22, 10 vezes menor que a F_{ci} do controlador de corrente, nota-se na figura 5.10 que na F_{cvi} aparece a atenuação de 65,5 db.

A função de transferência em malha aberta do controle de tensão é descrita em 5.23:

$$F_{cvi} = \frac{F_{ci}}{10} \tag{5.22}$$

Figura 5.10 – Função de Transferência em Malha Aberta de tensão



Fonte: Autor

$$FTMAvi = PIV(s) * FTMFi * Gvi(s) * \frac{1}{Hv} \tag{5.23}$$

Portanto, o compensador PI deve ter o ganho proporcional $K_{pvi}= 1883,94$ que levará ao ganho unitário na F_{cvi} . O ganho integral do compensador é dado pela equação 5.24:

$$KIvi = 2 * \pi * K_{pvi} * Fzvi \tag{5.24}$$

Onde:

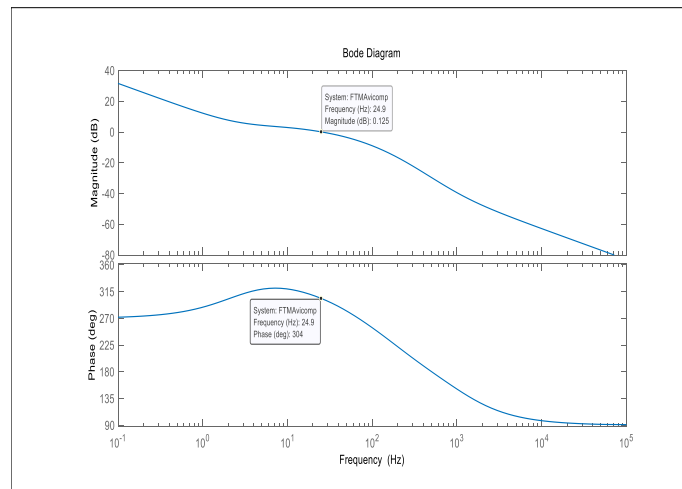
Frequência de zero do controlador de tensão ($Fzvi$)

$$Fzvi = \frac{F_{cvi}}{10} \tag{5.25}$$

E resulta em $Kivi= 29593,06$

A figura 5.11 mostra que o sistema apresenta os resultados esperados, ou seja ganho unitário na frequência de corte F_{cvi} e margem de fase de 124 graus.

Figura 5.11 – Função de Transferência em Malha Aberta de tensão com compensador



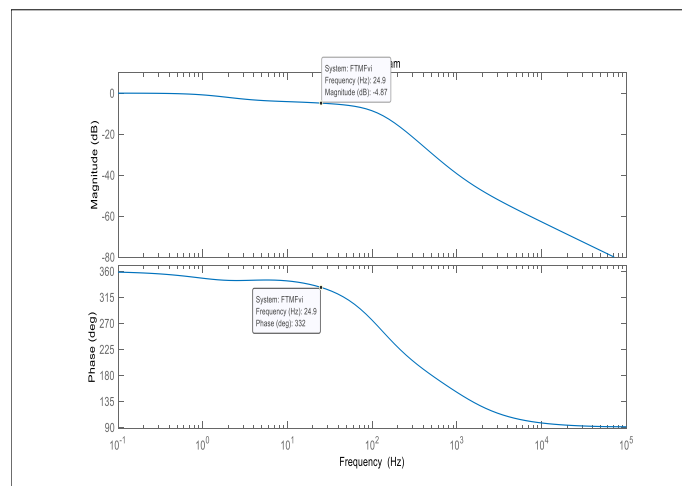
Fonte: Autor

A função de transferência em malha fechada do controle de tensão é descrita em 5.26:

$$FTMFvi = \frac{PIvi(s) * FTMFi * Gvi(s)}{1 + PIvi(s) * FTMFi * Gvi(s) * 1/Hv} \quad (5.26)$$

As equações 5.23 e 5.26 mostram como foram obtidas as FTMAvi e FTMFvi.

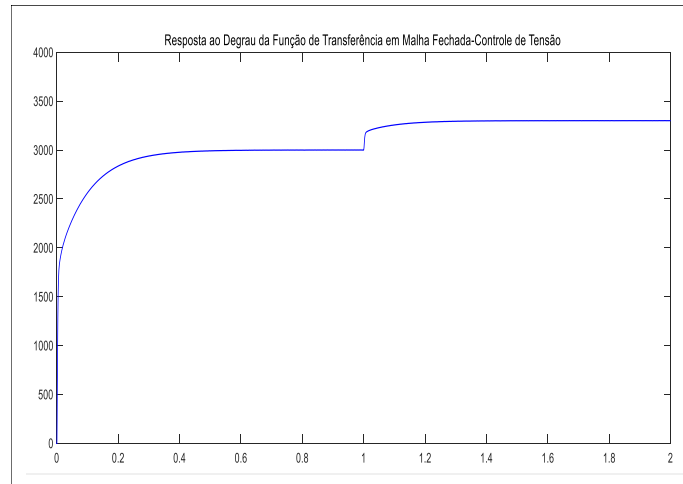
Figura 5.12 – Função de Transferência em Malha Fechada de tensão



Fonte: Autor

A figura 5.13 mostra a resposta do controle em cascata de tensão e corrente (FTMivi) para um degrau na entrada de 300 V. É possível perceber que o controle atua e mantém o controle da tensão desejada.

Figura 5.13 – Resposta ao degrau da Função de Transferência em Malha Fechada de tensão

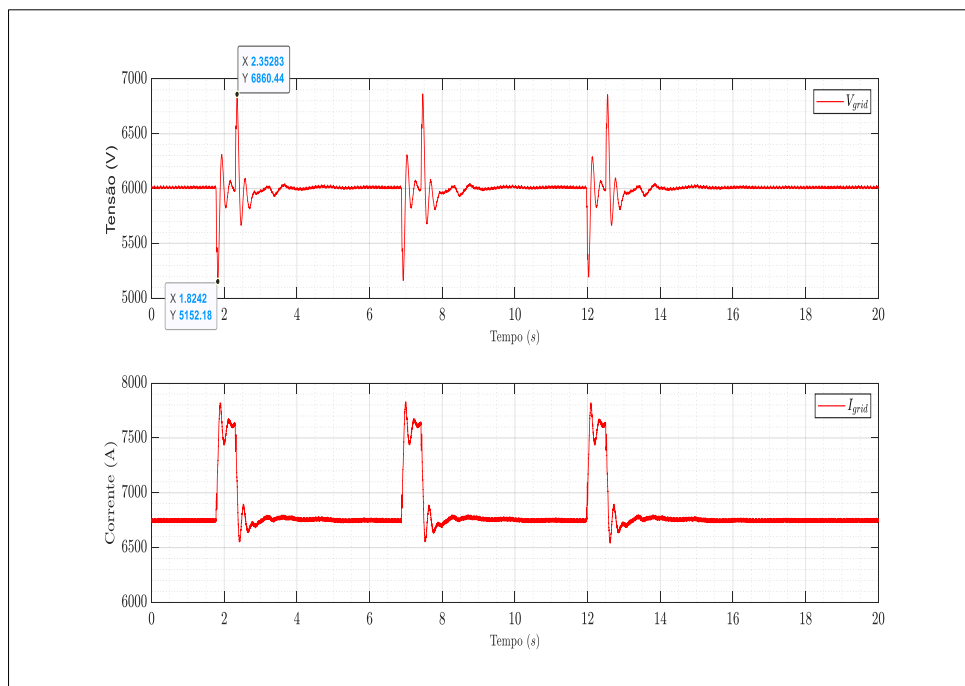


Fonte: Autor

5.3 Resultados - Sem Compensador de Energia

A análise dos afundamentos no barramento CC acontece durante o período de acionamento da carga pulsada, conforme mostrado na figura 5.14.

Figura 5.14 – Tensão e Corrente no Barramento MVDC com acionamento da carga pulsada

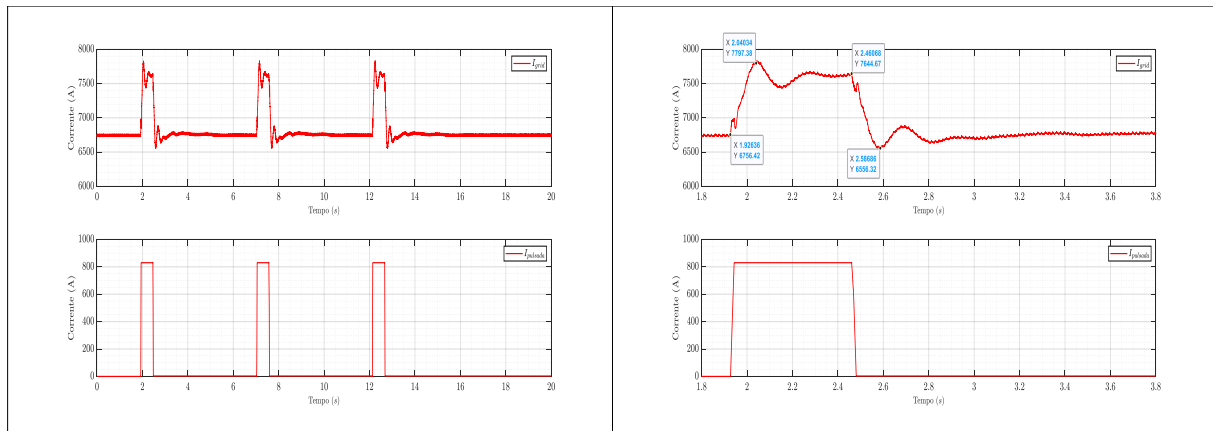


Fonte: Autor

Para este cenário o circuito encontra-se com todas as suas cargas ligadas (zonas 1, 2, 3 e 4 e motor de propulsão). A tensão no barramento é 6020 V. Quando ocorre

Figura 5.15 – Corrente no Barramento MVDC e na Carga Pulsada

(a) Corrente no Barramento MVDC e na Carga Pulsada (b) Corrente no Barramento MVDC e na Carga Pulsada ampliada



Fonte: Autor

acionamento da carga pulsada, o maior desvio acima da tensão de barramento atinge 6860 V, quando a carga desliga e o menor valor abaixo é de 5152 V, quando a carga liga.

$$\Delta V = 840 \text{ V (sobretensão)} - 13,95\% \text{ da tensão de barramento}$$

$$\Delta V = 868 \text{ V (subtensão)} - 14,41\% \text{ da tensão de barramento}$$

A característica impulsiva dos picos de tensão indica, principalmente, a relação entre a taxa de variação da corrente da carga pulsada e o filtro LC do retificador. A capacitância não permite fornecer a corrente demandada pela carga sem afetar demasiadamente a tensão. Isso é mostrado na comparação do gráfico da corrente na saída do retificador com a corrente da carga pulsada pelas figuras 5.15a e 5.15b. Os altos picos de tensão não são atenuados já que a capacitância do filtro do retificador, bem como os demais capacitores presentes no barramento MVDC não são suficientes para fornecer a demanda exigida pela diferença entre corrente na saída do retificador e da carga pulsada. É percebido que o di/dt da corrente da carga pulsada é maior que da corrente de saída do retificador.

O tempo em que o valor da corrente do barramento está acima do valor anterior ao acionamento da carga pulsada é a informação usada para especificar a capacitância dos supercapacitores do compensador de energia tendo em vista diminuir o Δi entre as correntes do barramento e da carga pulsada e, conseqüentemente, mitigar o problema de afundamento de tensão no barramento MVDC.

5.4 Resultados - Com Compensador de Energia

A análise do barramento CC com a instalação do compensador de energia utilizou o supercapacitor de capacitância de 1F, que atende aos requisitos de tempo e quantidade de energia entregues ao barramento, necessários a mitigação do afundamento de tensão.

5.4.1 Dimensionamento do Supercapacitor

A escolha do supercapacitor utiliza as equações 5.27 e 5.28, considerando o tempo em que a corrente do barramento está em um nível maior comparado ao nível anterior à carga pulsada ser acionada, e dados de variação de tensão no supercapacitor, quando do acionamento da carga pulsada.

Tanto na subida quanto na descida do pulso de corrente pode-se estimar um atraso de 125 ms para que a corrente do barramento MVDC atinja o valor adicionado pela carga pulsada. Por simplicidade, suponhamos que a variação da corrente do barramento seja linear. Assim, o déficit de carga elétrica que será suprida pelo compensador é:

$$Q = I_p * \Delta t \quad (5.27)$$

onde:

I_p é o valor de pico da corrente da carga pulsada.

Essa carga circulará pelo supercapacitor e não deve causar queda expressiva em sua tensão de modo a não alterar excessivamente o ponto de operação do compensador

$$Q = C_{sc} * \Delta V_{sc} \quad (5.28)$$

Assim, para $I_p=800$ A, $\Delta t = 0,125$ s, resulta em $Q = 100$ C

Admitindo uma variação de tensão de $\Delta V_{sc} = 100$ V, resulta uma capacitância de 1 F.

5.4.2 Situação 1, SC= 1F

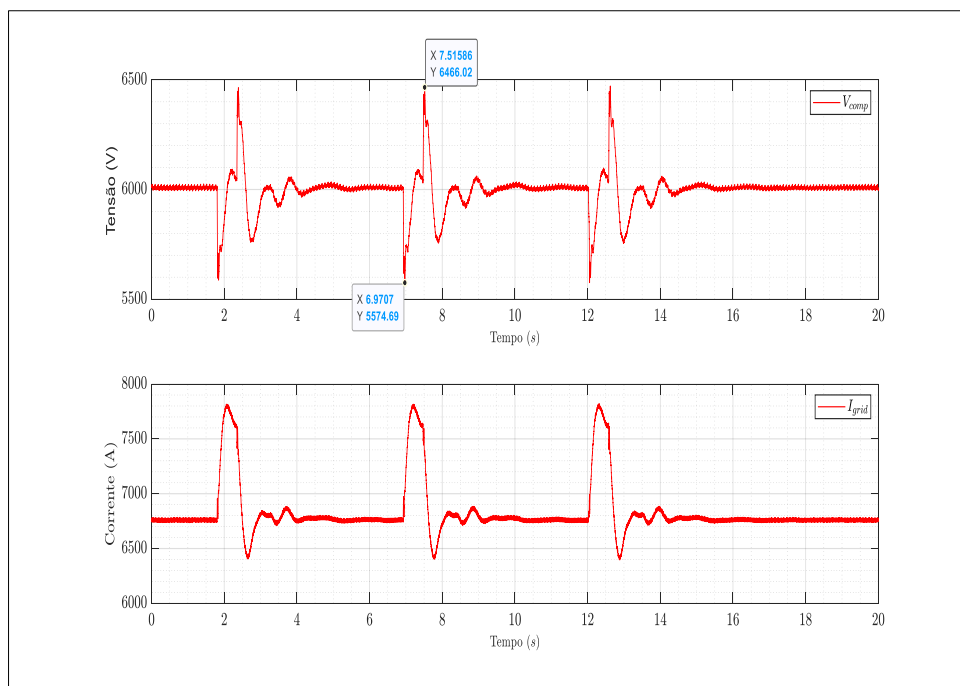
Para este cenário o circuito encontra-se com todas as suas cargas ligadas (zonas 1, 2, 3 e 4 e motor de propulsão). A tensão no barramento é 6020 V.

Com o acionamento da carga pulsada, o maior desvio acima da tensão de barramento atinge 6466 V e o menor desvio abaixo é de 5574 V, conforme figura 5.16.

$\Delta V = 446$ V (sobretensão) – 7,40% da tensão de barramento

$\Delta V = 446 \text{ V}$ (subtensão) – 7,40% da tensão de barramento

Figura 5.16 – Tensão e Corrente no Barramento MVDC



Fonte: Autor

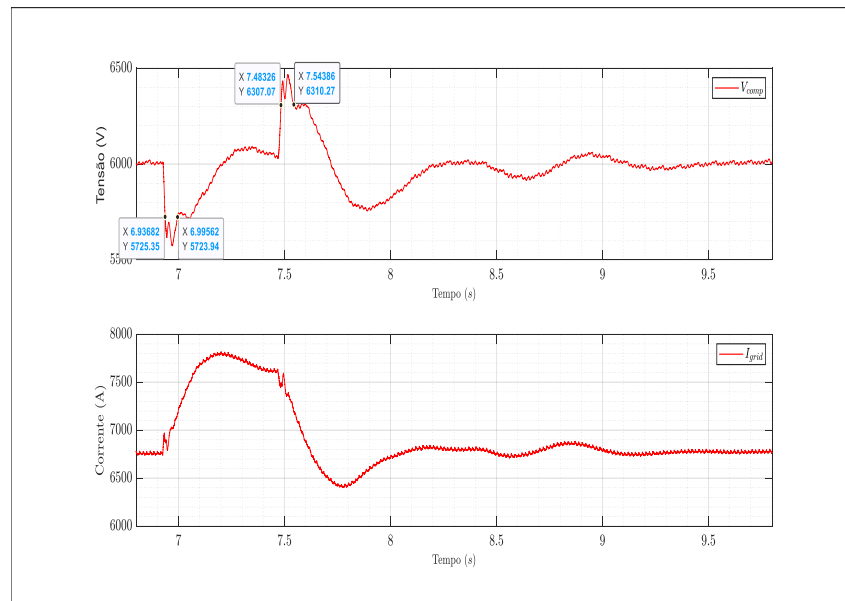
A redução no percentual do nível do afundamento (14,41-7,40) e sobretensão (13,95-7,40) é cerca de 50%. O afundamento não atinge o nível crítico de 10%. Entretanto com afundamento em 5%, o intervalo em que a tensão fica abaixo desse nível é de 0,06s, mostrado na figura 5.17.

De acordo com a figura 2.1 o nível de afundamento aceitável é de 10%, de modo que o nível de 5% de afundamento está dentro do permitido, quando se considera condição de funcionamento normal de equipamentos. Estes são valores de regime permanente.

Considerando a norma IEC 60092-101-2018 (IEC, 2018) quanto à variação de tensão cíclica, o afundamento de 7,40% não está dentro do permitido, porém teve significativa melhora com a utilização do compensador de energia. A tensão excede o limite de 5% durante 60 ms na subida e 59 ms na descida.

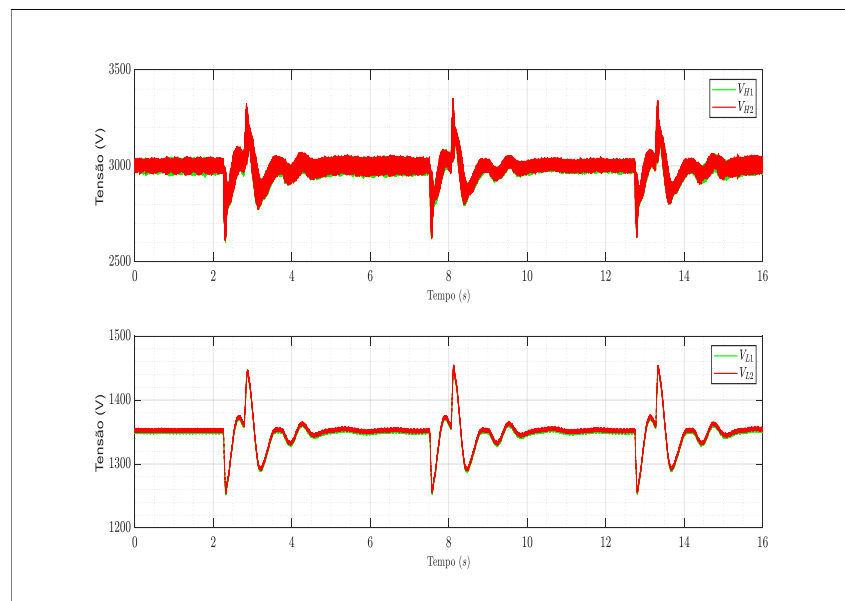
As figuras 5.18 e 5.19 mostram as correntes que circulam pelos indutores e a tensão do lado do barramento MVDC e do lado do supercapacitor SC. As tensões com valores máximos de 3350V no compensador de energia, quando é acionada a carga pulsada, indicam que os semicondutores existentes no mercado podem ser utilizados. O mesmo acontece observando os valores máximos de corrente nos indutores de aproximadamente 530A, mostrando ser compatível com os valores de componentes disponíveis no mercado. A variação da tensão no SC é de aproximadamente 100 V, conforme especificado.

Figura 5.17 – Tensão e Corrente no Barramento MVDC



Fonte: Autor

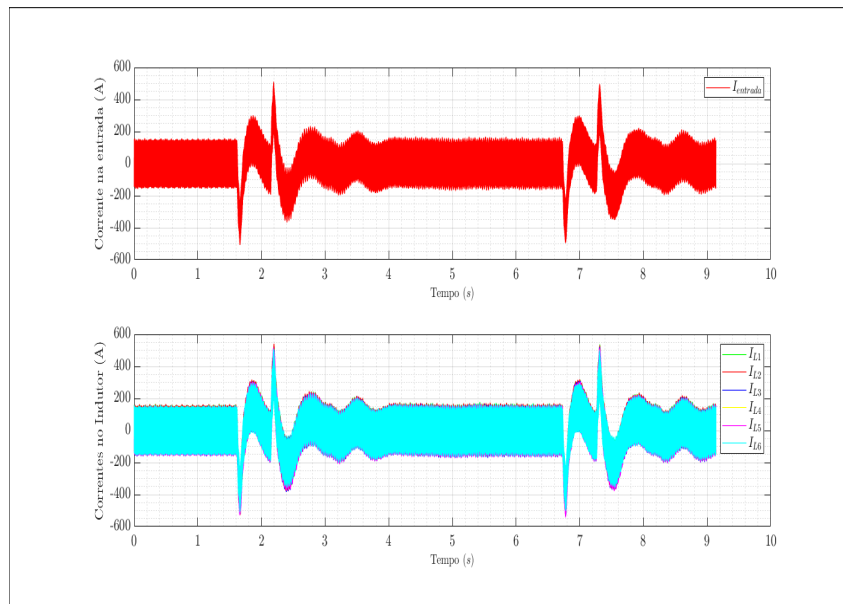
Figura 5.18 – Tensão Compensador de Energia - lado barramento e lado SC



Fonte: Autor

Até o momento não foi implementado um controle de tensão do supercapacitor. No entanto, nota-se na figura 5.18 que a tensão média aparentemente não se altera. Isso se deve ao fato de que a corrente média no SC é praticamente nula. No entanto, para garantia da operação do sistema uma proteção de sobretensão deve ser implementada. Além disso, uma malha de regulação de tensão, com frequência de corte muito abaixo daquela usada no controle do conversor, deve atuar nas situações em que a carga pulsada não for acionada, mantendo a tensão no supercapacitor regulada. Em caso de ociosidade, esse sistema pode, até ser desligado. Para o cálculo da carga líquida (Q) no supercapacitor

Figura 5.19 – Corrente Compensador de Energia

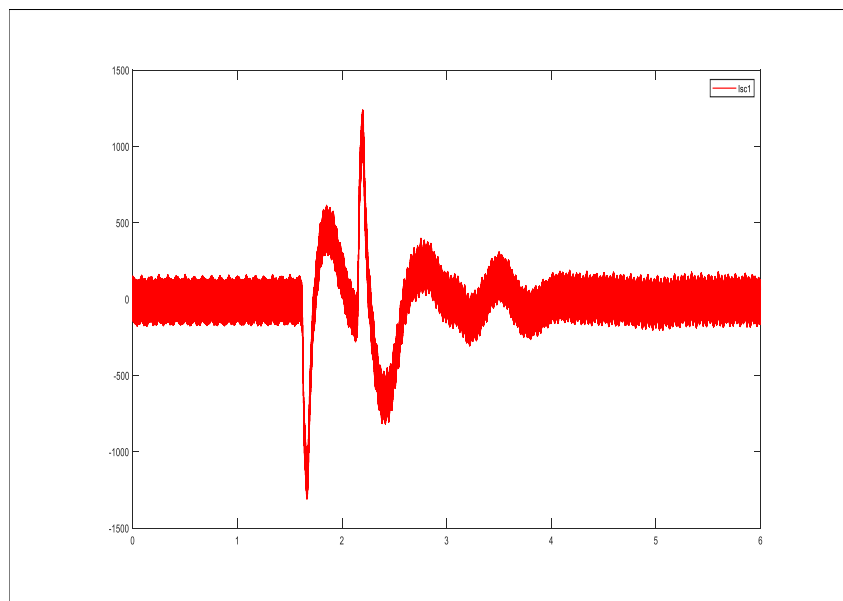


Fonte: Autor

(SC) em cada pulso, tendo em vista estimar quantos pulsos o SC suportaria sem variação de tensão, foi utilizado a função I_{sc1} da figura 5.20, e a equação 5.29, durante o intervalo de 0 a 6 segundos. O resultado é $Q = 1,149 \cdot 10^{-4} C$.

$$Q = \int_0^6 I_{sc1} * dt \tag{5.29}$$

Figura 5.20 – Corrente no SC



Fonte: Autor

Mostrando que o compensador de energia pode executar muitas operações

sem que haja variação de tensão no SC, ou seja funcionará por um bom tempo sem a necessidade de recarregar os supercapacitores.

5.5 Conclusões Parciais

Este capítulo apresentou o problema de distúrbios em tensão de curta duração e flutuação de amplitude no barramento MVDC, associado ao uso de cargas pulsadas de alta potência, os níveis se mostraram fora da faixa permitida pelas normas IEC 60092-101-2018 e ITIC/Stanag. A solução proposta para mitigação deste problema é um compensador de energia, cujo projeto e funcionamento foi descrito. Os resultados mostraram a eficácia na mitigação do problema de afundamento de tensão no barramento MVDC. Com o $SC=1F$, a rede elétrica embarcada obteve percentuais de afundamento que ficaram próximos aos limites estabelecidos pelas norma ITIC/Stanag, e para norma IEC 60092-101-2018, ou seja perto de 5% de afundamento de tensão.

A redução da perturbação da tensão pode ser buscada com o aumento das capacitâncias presentes no barramento MVDC ou por uma maior velocidade de resposta do compensador. Neste último caso, a diminuição das indutâncias possibilita um ganho de velocidade de resposta, às custas do aumento da ondulação de corrente e, consequentemente, das perdas por condução.

6 Conclusão

O trabalho apresentado teve por objetivo fazer um modelo de uma rede elétrica embarcada de navio e analisar alguns problemas de Qualidade de Energia Elétrica. Devido ao aumento do uso de cargas não lineares, propulsão eletrificada e cargas pulsadas de alta potência a QEE embarcada precisa ser analisada ainda na fase de projeto das embarcações.

Os resultados indicaram que controladores lineares foram eficientes para a atuação dos conversores CC-CC.

O modelo de rede elétrica de navio foi inserido no simulador em tempo real *Typhoon Hil*[®] devido sua elevada capacidade computacional, permitindo simular sistemas complexos, com múltiplos conversores e seus controles.

O uso do *Typhoon Hil*[®] restringiu-se à modelagem da rede embarcada, bem como da sua simulação em tempo real, visto que este *software* oferece modelos capazes de reproduzir os comportamentos inerentes a um protótipo real. Devido ao estudo de rede elétrica de alta potência e a consequente dificuldade de desenvolver uma atividade experimental, o *Typhoon Hil*[®] mostrou-se uma opção viável e confiável para modelagem da rede elétrica em estudo.

De acordo com os resultados mostrados, as soluções filtro passivo e compensador de energia, se mostraram bem sucedidas e atingiram o propósito de realizar boa mitigação frente aos problemas apresentados.

É importante destacar que os estudos, bem como o projeto, metodologia de controles das soluções descritas não se esgota, pelo contrário esse trabalho é mais uma contribuição para melhoria da Qualidade de Energia Elétrica embarcada de navios.

6.1 Trabalhos Futuros

Como sugestões para trabalhos futuros pode-se descrever alguns itens:

- Aprimoramento da simulação desenvolvida, incluindo os controladores no HIL;
- Busca de uma estratégia de controle para correção da tensão dos supercapacitores;
- Validação experimental do modelo de rede elétrica embarcada de navios;
- Desenvolver outras formas de controle dos conversores CC-CC e CC-CA; e
- Desenvolver modelos de filtros ativos para o problema de distorção harmônica.

Até o momento resultou dessa pesquisa um artigo publicado em evento internacional, havendo um segundo artigo submetido.

- ESARS ("Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles") - "High Frequency Interactions Among Power Converters in Built-in dc Networks".
- COBEP/SPEC ("Brazilian Power Electronics Conference/ IEEE Southern Power Electronics Conference") - "Contribution to the Study of the Quality of Electric Energy on Ships".

Referências

BARBI, I. *Projetos de fontes chaveadas*—Editora UFSC, série didática. [S.l.]: Edição do Autor, Florianópolis, 2014. Citado na página 74.

BARBI, I. Modelagem de conversores cc-cc empregando modelo médio em espaço de estados. *Florianópolis: Edição do autor*, 2015. Citado na página 45.

BELKHAYAT, M. Ship electrification: dc versus ac and the rise of digital power [technology leaders]. *IEEE Electrification Magazine*, IEEE, v. 5, n. 3, p. 88–86, 2017. Citado na página 18.

BOLLEN, M.; RÖNNBERG, S.; ZAVODA, F.; ZHONG, J.; DJOKIC, S.; DAS, R.; HALPIN, M. Cigre/cired working group c4. 24—power quality and emc issues associated with future electricity networks—status report. In: *International Conference and Exhibition on Electricity Distribution: 15/06/2015-18/06/2015*. [S.l.: s.n.], 2015. Citado na página 52.

CABLES, L. Medium voltage cables up to and including 36kv.

<https://www.libancables.com/eservice/Lebanonen/fileLibrary/Download540234110/Lebanon/files/VoltageCables.pdf>, 2021. Citado na página 36.

CHAI, M.; REDDY, B. D.; LINGESHWAREN, S.; PANDA, S. K.; WU, D.; CHEN, X. Progressing towards dc electrical systems for marine vessels. *Energy Procedia*, Elsevier, v. 143, p. 27–32, 2017. Citado na página 18.

CHAPMAN, S. J. *Fundamentos de máquinas elétricas*. [S.l.]: AMGH editora, 2013. Citado na página 37.

DECKMANN, S. M.; POMILIO, J. A. Avaliação da qualidade da energia elétrica. 2020. Citado 5 vezes nas páginas 26, 27, 52, 55 e 56.

DOERRY, N. Next generation integrated power systems (ngips) for the future fleet. In: *IEEE Electric Ship Technologies Symposium*. [S.l.: s.n.], 2009. v. 150, p. 200–250. Citado 3 vezes nas páginas 21, 22 e 23.

DOERRY, N.; AMY, J. Dc voltage interface standards for naval applications. In: *IEEE. 2015 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*. [S.l.], 2015. p. 318–325. Citado na página 30.

ENERGIA, N. Q. D.; NAVIOS, E. E. Mestrado em engenharia elétrica e de telecomunicações. 2018. Citado na página 53.

ENERGY, H. *Capacitores*. [S.l.], 2023. Citado 3 vezes nas páginas 39, 49 e 70.

HAN, L.; LIANG, L.; KANG, Y.; QIU, Y. A review of sic igt: models, fabrications, characteristics, and applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 36, n. 2, p. 2080–2093, 2020. Citado na página 42.

HART, D. W. *Eletrônica de potência: análise e projetos de circuitos*. [S.l.]: McGraw Hill Brasil, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 41.

- IEC. *Norma IEC 61000-2-4 – 2002 – Estabelece valores para distúrbios em frequência de 0 kHz a 9kHz em sistemas de distribuição até 35 kV*. [S.l.], 2002. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 32.
- IEC. *Norma IEC 60092-101:2018 – Definitions and general requirements*. [S.l.], 2018. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 82.
- IEC. *Norma IEC 60092-503- 2021 – AC supply systems with voltages in the range of above 1 kV up to and including 36 kV*. [S.l.], 2021. Citado na página 31.
- IEEE. *IEEE Std 519 - IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*. [S.l.], 2014. Citado na página 33.
- IEEE. *IEEE Recommended Practice for 1KV to 35 KV MVDC Power Systems on Ships*. [S.l.], 2018. Citado 4 vezes nas páginas 18, 21, 23 e 33.
- IEEE. *IEEE Std 519 - IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*. [S.l.], 2022. Citado na página 33.
- JAYASINGHE, S. G.; MEEGAHAPOLA, L.; FERNANDO, N.; JIN, Z.; GUERRERO, J. M. Review of ship microgrids: System architectures, storage technologies and power quality aspects. *inventions*, MDPI, v. 2, n. 1, p. 4, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 32.
- JEON, H.; JI, C.; HUR, J. A study on improving the efficiency of non-isolated buck-boost bidirectional dc-dc converter. *Journal of International Maritime Safety, Environmental Affairs, and Shipping*, Taylor & Francis, v. 6, n. 4, p. 149–157, 2022. Citado na página 65.
- JIN, Z.; SULLIGOI, G.; CUZNER, R.; MENG, L.; VASQUEZ, J. C.; GUERRERO, J. M. Next-generation shipboard dc power system: Introduction smart grid and dc microgrid technologies into maritime electrical networks. *IEEE Electrification Magazine*, IEEE, v. 4, n. 2, p. 45–57, 2016. Citado na página 21.
- KANELLOS, F.; HATZILAU, I.; PROUSALIDIS, J.; STYVAKTAKIS, E. Simulation of a shipboard electrical network (aes) comprising pulsed loads. *Engine as a Weapon II, IMarEST*, 2006. Citado na página 24.
- 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*, IEEE, v. 32, n. 2, p. 798–809, 2017. Citado na página 24.
- KIM, S.-Y.; CHO, B.-G.; SUL, S.-K. Consideration of active-front-end rectifier for electric propulsion navy ship. In: IEEE. *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.], 2013. p. 13–19. Citado na página 36.
- KULKARNI, S.; SANTOSO, S. Impact of pulse loads on electric ship power system: With and without flywheel energy storage systems. In: IEEE. *2009 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*. [S.l.], 2009. p. 568–573. Citado na página 29.
- MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Eletrônica de Potência: conversores cc-cc básicos não isolados*. [S.l.]: Edição dos Autores, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 65.

- MCCOY, T. J. Integrated power systems—an outline of requirements and functionalities for ships. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 103, n. 12, p. 2276–2284, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 19.
- MENDONCA, L. A. C. Controle escalar de velocidade e partida de motores de indução utilizando inversores. <https://www.nucleodoconhecimento.com.br/engenharia-eletrica/utilizando-inversores>, 2021. Citado na página 42.
- MINDYKOWSKI, J. Power quality on ships: Today and tomorrow’s challenges. In: IEEE. *2014 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE)*. [S.l.], 2014. p. 001–018. Citado na página 26.
- MINDYKOWSKI, J.; SZMIT, E.; TARASIUK, T. Electric power quality and ship’s safety. *Polish Academy of Sciences, Branch in Gdańsk Marine Technology Transactions*, v. 15, p. 351–360, 2004. Citado na página 26.
- MUKUND, R. P. *Shipboard propulsion, power electronics, and ocean energy*. [S.l.]: CRC Press, 2023. Citado na página 40.
- NAKKA, P. C.; MISHRA, M. K. Droop characteristics based damping and inertia emulation of dc link in a hybrid microgrid. *IET Renewable Power Generation*, Wiley Online Library, v. 14, n. 6, p. 1044–1052, 2020. Citado na página 71.
- NETO, C. A. Z. d. M. *Sistema integrado de potência em corrente contínua e média tensão com sistema de armazenamnto de energia para mitigar efeito de cargas pulsadas em navios*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2023. Citado na página 65.
- NI, L.; PATTERSON, D. J.; HUDGINS, J. L. High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved dc-dc converter for hybrid vehicle application. *IEEE Transactions on Power electronics*, IEEE, v. 27, n. 3, p. 1141–1151, 2011. Citado na página 66.
- OLIVEIRA, L. M.; COSTA, L. F.; MARINS, D. S.; DAHER, S.; ANTUNES, F. L. Concepção de inversor multinível para aplicação em ups. 2014. Citado na página 42.
- PLAZA, A. Guidance notes on control of harmonics in electrical power systems. *American Bureau of Shipping, USA*, 2006. Citado na página 52.
- POMILIO, J. A. Apostila de fontes chaveadas. 2020. Citado 2 vezes nas páginas 27 e 45.
- PROUSALIDIS, J.; STYVAKTAKIS, E.; KANELLOS, F.; PERROS, S.; SOFRAS, E. Electric power supply quality in ship systems: an overview. *International Journal of Ocean Systems Management*, Inderscience Publishers, v. 1, n. 1, p. 68–83, 2008. Citado 3 vezes nas páginas 26, 27 e 28.
- ROSA, F. D.; LANGELLA, R.; SOLLAZZO, A.; TESTA, A. On the interharmonic components generated by adjustable speed drives. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 20, n. 4, p. 2535–2543, 2005. Citado na página 63.
- SANCHEZ, J.; WETZ, D.; DONG, Q.; HEINZEL, J. Integration and study of hardware in the loop diesel generator with a hybrid energy storage module for naval applications. In: IEEE. *2017 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*. [S.l.], 2017. p. 580–585. Citado na página 36.

- SCHMITT, K. *Modeling and simulation of an all electric ship in random seas*. Tese (Doutorado) — Massachusetts Institute of Technology, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 41.
- SEMICONDUCTOR HITACHI, A. Datasheet igbt module 5sya 1465-03. <https://library.abb.com/d/5SYA1465>, 2020. Citado 3 vezes nas páginas 67, 68 e 69.
- 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*, IEEE, v. 2, n. 4, p. 507–521, 2016. Citado na página 28.
- TEAM, E. Model description document notional four zone mvdc shipboard power system model. *ESRDC Website*, 2017. Citado na página 23.
- TSEKOURAS, G. J.; KANELLOS, F. D.; PROUSALIDIS, J. M.; HATZILAU, I. K. Stanag 1008 design constraints for pulsed loads in the frame of the all electric ship concept. *Nausivios Chora*, v. 3, p. 113–152, 2010. Citado na página 27.
- TYPHOON, H. *Controlled Sources*. [S.l.]. Citado na página 47.
- TYPHOON, H. *Diesel Genset (Generic)*. [S.l.]. Citado na página 36.
- TYPHOON, H. *Three Phase Squirrel Cage Induction Machine*. [S.l.]. Citado na página 40.
- UMANS, S. D. *Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley-7*. [S.l.]: AMGH Editora, 2014. Citado na página 40.
- USA, D. of D. *MIL-STD-1399-300 Part 1:2018 Low Voltage Electric Power alternating Current*. [S.l.], 2018. Citado 2 vezes nas páginas 33 e 34.
- VITORINO, M. A. *Eletrônica de Potência, Fundamentos, Conceitos e Aplicações*. [S.l.]: Appris Editora, 2019. Citado 3 vezes nas páginas 38, 39 e 46.
- YANG, T.; COX, T.; DEGAN, M.; BOZHKO, S.; GERADA, C. History and recent advancements of electric propulsion and integrated electrical power systems for commercial & naval vessels. 2016. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 36.

ANEXO A – Cálculo da reatância síncrona do gerador

A seguir as equações A.1, A.2 e A.3 são usadas para conversão dos dados de reatância síncrona do gerador trifásico de 30 MVA de pu (por unidade) retirados do modelo "Marine Full Electric Propulsion Power System" do *Simulink-Matlab*[®] para $\Omega(ohms)$:

$$I_{bf} = \frac{S_{bf}}{V_{bf}} \quad (A.1)$$

$$Z_{bf} = \frac{V_{bf}}{I_{bf}} \quad (A.2)$$

$$Z_{pu} = \frac{Z}{Z_{bf}} \quad (A.3)$$

onde:

$S_{bf} = 10$ MVA (Potência aparente de base por fase - 1/3 de 30 MVA);

Tensão de fase base $V_{bf} = 2401,77$;

Corrente de fase base $I_{bf} = 4163,59$ A ;

Impedância de fase base $Z_{bf} = 0,5768$ Ω ;

Impedância em pu $Z_{pu} = 1,81$ pu; e

Impedância $Z = 1,044$ Ω .

A tabela A.1 mostra os valores de reatância síncrona equivalente a dois geradores síncronos de 30MVA conectados em paralelo, fornecendo 60MVA com tensão de saída 4160V. Os valores de potência de 60 MVA, tensão de terminal de 4160 V e reatância síncrona são próximos ao modelo de gerador usado no estudo (55 MVA e 4500 V).

Tabela A.1 – Dados do modelo gerador síncrono simulink

Potência aparente "S"	30 MVA
Reatância síncrona "Xs"	1,044 Ω
Potência aparente "S"	60 MVA
Reatância síncrona	0,522 Ω

Fonte: Autor

ANEXO B – Datasheet IGBT

Datasheet 5SYA 1465-03, 10-2020

5SNA 1000G650300

HiPak IGBT module



- $V_{CE} = 6500\text{ V}$
- $I_C = 1000\text{ A}$
- Ultra-low-loss, rugged SPT⁺⁺ chip-set
- Exceptional ruggedness and highest current rating
- High insulation package
- AlSiC base-plate and AlN substrate for low thermal resistance and high power cycling capability
- Recognized under UL1557, File E196689

Maximum rated values ¹⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	max	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CES}	$V_{GE} = 0\text{ V}, T_{vj} \geq 25\text{ °C}$		6500	V
DC collector current	I_C	$T_C = 110\text{ °C}, T_{vj} = 150\text{ °C}$		1000	A
Peak collector current	I_{CM}	$t_p = 1\text{ ms}$		2000	A
Gate-emitter voltage	V_{GES}		-20	20	V
DC forward current	I_F			1000	A
Peak forward current	I_{FRM}	$t_p = 1\text{ ms}$		2000	A
Surge current	I_{FSM}	$V_R = 0\text{ V}, T_{vj} = 150\text{ °C},$ $t_p = 10\text{ ms}, \text{half-sinewave}$		11000	A
IGBT short circuit SOA	t_{psc}	$V_{CC} = 4500\text{ V}, V_{CEM_CHIP} \leq 6500\text{ V}$ $V_{GE} \leq 15\text{ V}, T_{vj} \leq 150\text{ °C}$		10	μs
Isolation voltage	V_{ISOL}	1 min, $f = 50\text{ Hz}$		10200	V
Junction temperature	T_{vj}			175	$^{\circ}\text{C}$
Junction operating temperature	$T_{vj(op)}$		-40	150	$^{\circ}\text{C}$
Case temperature	T_C		-50	125	$^{\circ}\text{C}$
Storage temperature	T_{stg}		-50	125	$^{\circ}\text{C}$
Mounting torques	M_s	Base- heatsink, M6 screws	4	6	Nm
	M_{t1}	Main terminals, M8 screws	8	10	
	M_{t1}	Auxiliary terminals, M4 screws	2	3	

¹⁾ Maximum rated values indicate limits beyond which damage to the device may occur per IEC 60747

IGBT characteristic values ²⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ.	max	Unit	
Collector (-emitter) breakdown voltage	$V_{(BR)CES}$	$V_{GE} = 0 \text{ V}, I_C = 10 \text{ mA}$	$T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	6500		V	
			$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	6500		V	
			$T_{vj} = -40 \text{ }^\circ\text{C}$	6000		V	
Collector-emitter ³⁾ saturation voltage	$V_{CE \text{ sat}}$	$I_C = 1000 \text{ A}, V_{GE} = 15 \text{ V}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		3.1	3.6	V
			$T_{vj} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		4.1	4.7	V
			$T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		4.4		V
Collector cut-off current	I_{CES}	$V_{CE} = 6500 \text{ V}, V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		1	mA	
			$T_{vj} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		25	70	mA
			$T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		95		mA
Gate leakage current	I_{GES}	$V_{CE} = 0 \text{ V}, V_{GE} = \pm 20 \text{ V}, T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	-500		500	nA	
Gate-emitter threshold voltage	$V_{GE(TO)}$	$I_C = 240 \text{ mA}, V_{CE} = V_{GE}, T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	5.5		7.5	V	
Gate charge	Q_{ge}	$I_C = 1000 \text{ A}, V_{CE} = 3600 \text{ V}, V_{GE} = -15 \text{ V} \dots +15 \text{ V}$		8.3		μC	
Input capacitance	C_{ies}	$V_{CE} = 25 \text{ V}, V_{GE} = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}, T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		101		nF	
Internal gate resistance	R_{gint}			0.74			
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 3600 \text{ V}, I_C = 1000 \text{ A}, R_G = 1.5 \text{ } \Omega, C_{GE} = 220 \text{ nF}, V_{GE} = \pm 15 \text{ V}, L_\sigma = 150 \text{ nH}, \text{ inductive load}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		520	ns	
			$T_{vj} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		500	ns	
			$T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		500	ns	
Rise time	t_r	$V_{CC} = 3600 \text{ V}, I_C = 1000 \text{ A}, R_G = 1.5 \text{ } \Omega, C_{GE} = 220 \text{ nF}, V_{GE} = \pm 15 \text{ V}, L_\sigma = 150 \text{ nH}, \text{ inductive load}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		155	ns	
			$T_{vj} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		160	ns	
			$T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		160	ns	
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	$V_{CC} = 3600 \text{ V}, I_C = 1000 \text{ A}, R_G = 15 \text{ } \Omega, C_{GE} = 220 \text{ nF}, V_{GE} = \pm 15 \text{ V}, L_\sigma = 150 \text{ nH}, \text{ inductive load}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		5000	ns	
			$T_{vj} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		5650	ns	
			$T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		5900	ns	
Fall time	t_f	$V_{CC} = 3600 \text{ V}, I_C = 1000 \text{ A}, R_G = 15 \text{ } \Omega, C_{GE} = 220 \text{ nF}, V_{GE} = \pm 15 \text{ V}, L_\sigma = 150 \text{ nH}, \text{ inductive load}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		380	ns	
			$T_{vj} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		460	ns	
			$T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		500	ns	
Turn-on switching energy	E_{on}	$V_{CC} = 3600 \text{ V}, I_C = 1000 \text{ A}, R_G = 1.5 \text{ } \Omega, C_{GE} = 220 \text{ nF}, V_{GE} = \pm 15 \text{ V}, L_\sigma = 150 \text{ nH}, \text{ inductive load}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		4100	mJ	
			$T_{vj} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		5250	mJ	
			$T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		5800	mJ	
Turn-off switching energy	E_{off}	$V_{CC} = 3600 \text{ V}, I_C = 1000 \text{ A}, R_G = 15 \text{ } \Omega, C_{GE} = 220 \text{ nF}, V_{GE} = \pm 15 \text{ V}, L_\sigma = 150 \text{ nH}, \text{ inductive load}$	$T_{vj} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		4200	mJ	
			$T_{vj} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$		5400	mJ	
			$T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$		5650	mJ	
Short circuit current	I_{SC}	$t_{psc} \leq 10 \text{ } \mu\text{s}, V_{GE} = 15 \text{ V}, V_{CC} = 4500 \text{ V}, V_{CEM \text{ CHIP}} \leq 6500 \text{ V}$	$T_{vj} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$	4800		A	

²⁾ Characteristic values according to IEC 60747 – 9³⁾ Collector-emitter saturation voltage is given at chip level

Diode characteristic values ⁴⁾

Parameter	Symbol	Conditions	min	typ.	max	Unit	
Forward voltage ⁵⁾	V _F	I _F = 1000 A	T _{vj} = 25 °C	3.05	3.5	V	
			T _{vj} = 125 °C		3.4	3.9	V
			T _{vj} = 150 °C		3.35		V
Reverse recovery current	I _{rr}		T _{vj} = 25 °C	1710		A	
			T _{vj} = 125 °C	2230		A	
			T _{vj} = 150 °C	2490		A	
Recovered charge	Q _{rr}	V _{CC} = 3600 V, I _F = 1000 A, V _{GE} = ±15 V, R _G = 1.5 Ω, C _{GE} = 220 nF, L _σ = 150 nH inductive load	T _{vj} = 25 °C	1210		μC	
			T _{vj} = 125 °C	1950		μC	
			T _{vj} = 150 °C	2260		μC	
Reverse recovery time	t _{rr}		T _{vj} = 25 °C	1400		ns	
			T _{vj} = 125 °C	1400		ns	
			T _{vj} = 150 °C	1380		ns	
Reverse recovery energy	E _{rec}		T _{vj} = 25 °C	2300		mJ	
			T _{vj} = 125 °C	4150		mJ	
			T _{vj} = 150 °C	4900		mJ	

⁴⁾ Characteristic values according to IEC 60747 – 2⁵⁾ Forward voltage is given at chip levelPackage properties ⁶⁾

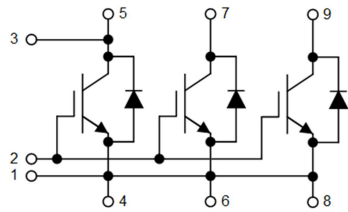
Parameter	Symbol	Conditions	min	typ.	max	Unit
IGBT thermal resistance junction to case	R _{th(j-c)IGBT}				0.0098	K/W
Diode thermal resistance junction to case	R _{th(j-c)DIODE}				0.016	K/W
IGBT thermal resistance ²⁾ case to heatsink	R _{th(c-s)IGBT}	IGBT per switch, λ grease = 1W/m x K		0.008		K/W
Diode thermal resistance ²⁾ case to heatsink	R _{th(c-s)DIODE}	Diode per switch, λ grease = 1W/m x K		0.011		K/W
Partial discharge voltage	V _e	f = 50 Hz, Q _{PD} ≤ 10pC (acc. to IEC 61287)	5100			V
Comparative tracking index	CTI		600			V
Module stray inductance	L _{σ CE}			18		nH
Resistance, terminal-chip	R _{CC+EE}		T _C = 25 °C	0.07		mΩ
			T _C = 125 °C	0.1		mΩ
			T _C = 150 °C	0.11		mΩ

Mechanical properties ⁶⁾

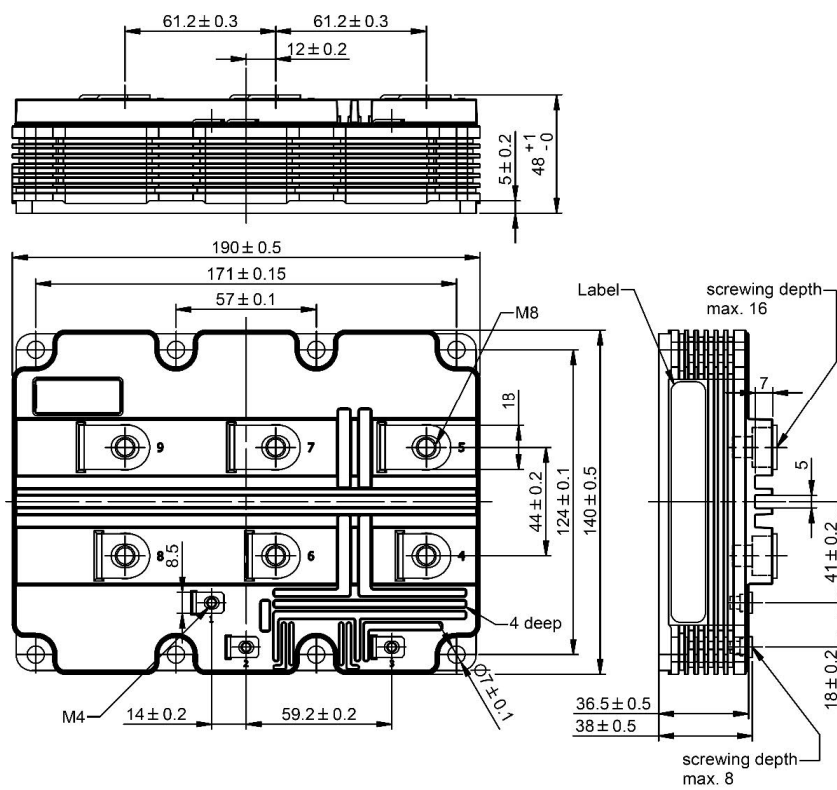
Parameter	Symbol	Conditions	min	typ.	max	Unit
Dimensions	L x W x H	Typical		190 x 140 x 48		mm
Clearance distance in air	d _a	According to IEC 60664-1 and EN 50124-1	Term. to base:	40		mm
			Term. to term:	26		mm
Surface creepage distance	d _s	According to IEC 60664-1 and EN 50124-1	Term. to base:	64		mm
			Term. to term:	56		mm
Mass	m			1330		g

⁶⁾ Package and mechanical properties according to IEC 60747 – 15

Electrical configuration



Outline drawing (mm)



Note: This is an electrostatic sensitive device, please observe the international standard IEC 60747-1, chapter VIII. This product has been designed and qualified for industrial level.

Fig. 1 Typical on-state characteristics, chip level

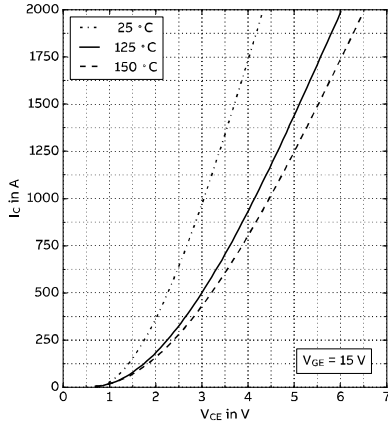


Fig. 2 Typical transfer characteristics, chip level

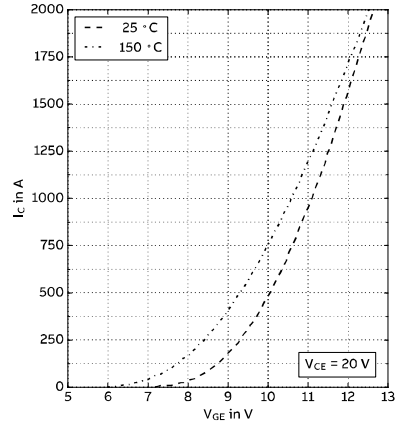


Fig. 3 Typical output characteristics, chip level

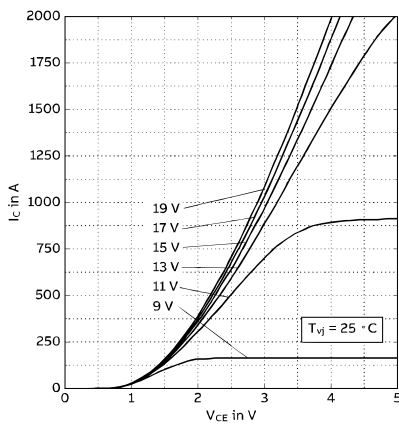


Fig. 4 Typical output characteristics, chip level

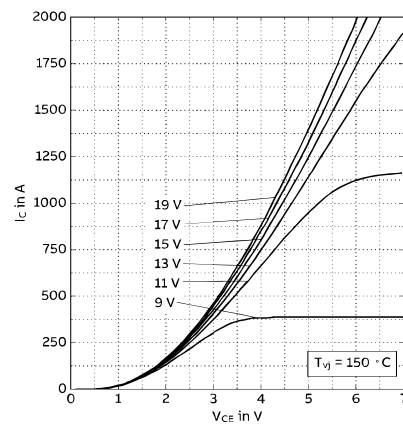


Fig. 5 Typical switching energies per pulse vs. collector current

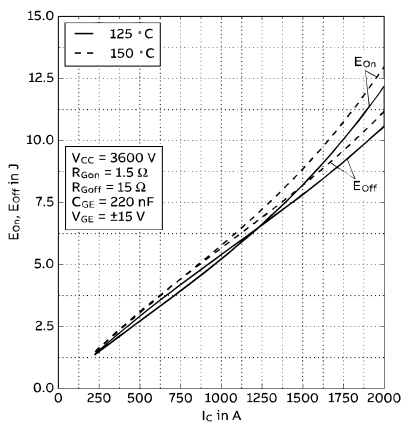


Fig. 6 Typical switching energies per pulse vs. gate resistor

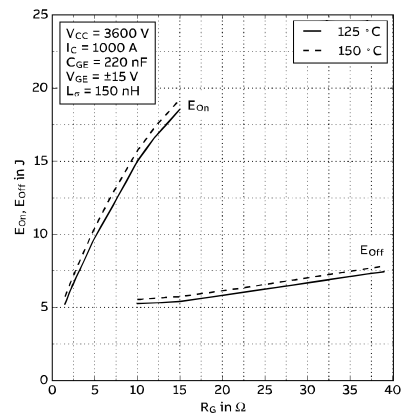


Fig. 7 Typical switching times vs. collector current

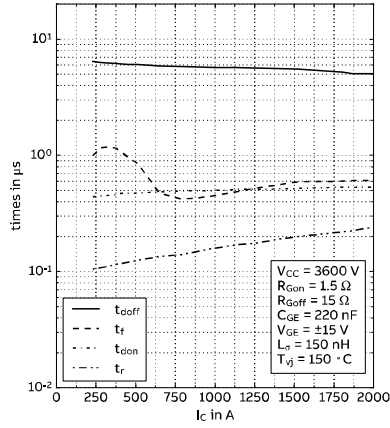


Fig. 8 Typical switching times vs. gate resistor

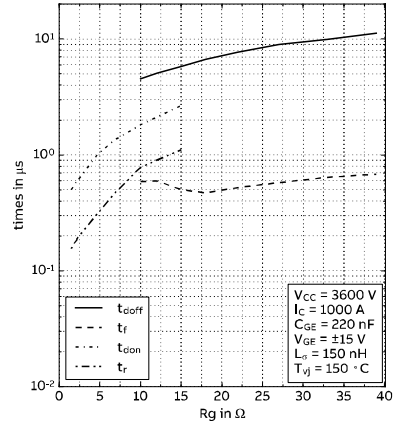


Fig. 9 Typical gate charge characteristics

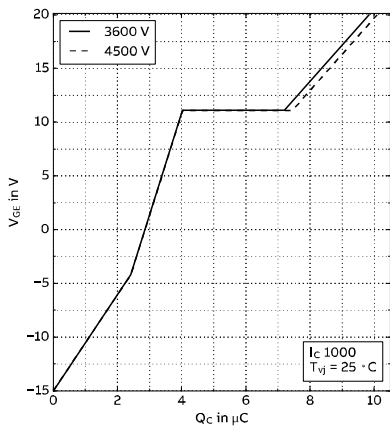


Fig. 10 Turn-off safe operating area (RBSOA)

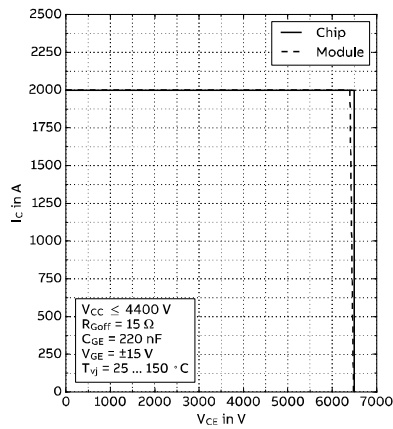


Fig. 11 Typical diode forward characteristics chip level

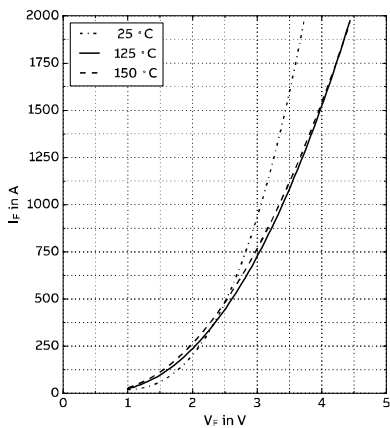


Fig. 12 Typical reverse recovery characteristics vs. forward current

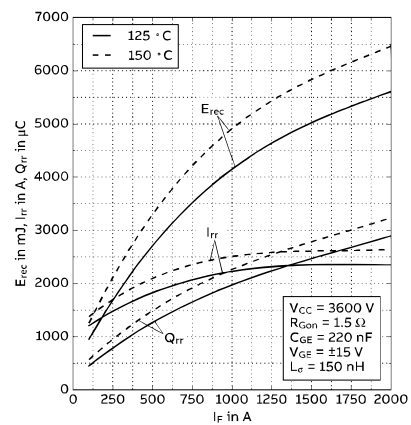


Fig. 13 Typical reverse recovery characteristics vs. di/dt

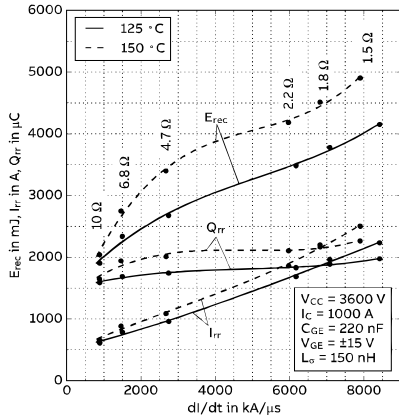


Fig. 15 Thermal impedance vs. time

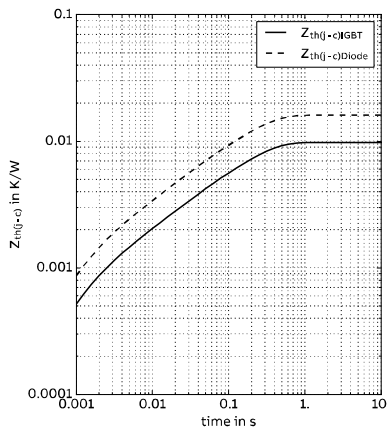
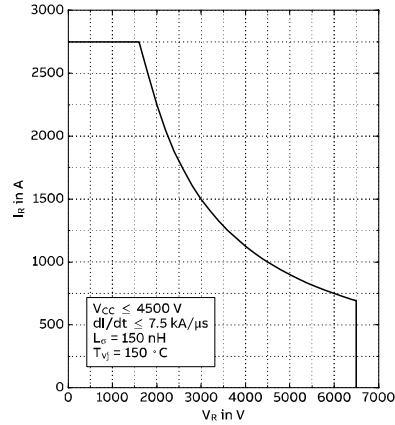


Fig. 14 Safe operating area diode (SOA)



Analytical function of the transient thermal resistance

$$Z_{th(j-c)}(t) = \sum_{i=1}^n R_i (1 - e^{-t/\tau_i})$$

	i	1	2	3	4	5
IGBT	R _i (K/kW)	0.9	2.35	4.84	1.68	
	τ _i (ms)	3609	364	51	3.7	
DIODE	R _i (K/kW)	1.95	6.11	5.9	2.06	
	τ _i (ms)	2283	160	32	2.7	

Related documents:

- 5SYA 2039 Mounting Instructions for HiPak modules
- 5SYA 2042 Failure rates of IGBT modules due to cosmic rays
- 5SYA 2043 Load – cycle capability of HiPaks
- 5SYA 2045 Thermal runaway during blocking
- 5SYA 2053 Applying IGBT
- 5SYA 2058 Surge currents for IGBT diodes
- 5SYA 2093 Thermal design of IGBT modules
- 5SYA 2098 Paralleling of IGBT modules
- 5SZK 9111 Specification of environmental class for HiPak Storage
- 5SZK 9112 Specification of environmental class for HiPak Transportation
- 5SZK 9113 Specification of environmental class for HiPak Operation (Industry)
- 5SZK 9120 Specification of environmental class for HiPak

ABB Power Grids Switzerland Ltd, Semiconductors
A Hitachi ABB Joint Venture

Fabrikstrasse 3
CH-5600 Lenzburg
Switzerland

www.hitachiabb-powergrids.com/semiconductors

We reserve all rights in this document and in the subject matter and illustrations contained therein. Any reproduction, disclosure to third parties or utilization of its contents – in whole or in parts – is forbidden without prior written consent. Copyright 2020 Hitachi Powergrids. All rights reserved.

ANEXO C – Datasheet Supercapacitor



Green Tech Super Capacitor Module

4.4F 350V

GTSM-350V4.4FUL

Shanghai Green Tech Co.,Ltd.

(GT Confidential)

Feature:

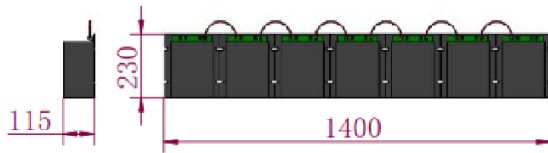
High power
 Low ESR
 More than 1,000,000 times cycle life
 With unit balancing PCB
 Hard-packed, Wire terminal
 7 pcs 50V 30F module in series connection

Application:

Back up power supplier
 Automotive start assist
 EV and HEV
 Rail transit braking energy recovery system
 Wind power turbine system
 Combustion engine start system



Size:



Size (mm)		
L	W	H
1400	230	115

Specification

GT PN.	capacitance	Max. ESR(mΩ)		Max. Leakage current @25°C after 72hrs(mA)	Max. Continuous current 40°C (A)	Energy storage (Wh)	Energy Density (Wh/kg)	Weight (kg)
		AC 1KHz	DC					
GTSM-350V-4.4FUL	4.4F	460	560	1.2	25	72.8	2.0	35

Rated Voltage	350VDC
Max. operating voltage	378VDC
Capacitance Tolerance	-10%~+20% (25°C)
Operating Temperature	-40°C~+65°C ΔC< initial capacitance 20%, ΔESR< initial ESR 50%(25°C)
Storage Temperature	-40°C~+70°C
Use life(1500hrs @65°C@ 350VDC)	ΔC< initial capacitance 30%, ΔESR< initial ESR 100%(25°C)
Storage life (2years @70°C non-load)	ΔC< initial capacitance 30%, ΔESR< initial ESR 100%(25°C)