

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

VITOR AUGUSTO PISETTA PITTOL

**PROJETO DE UM CONVERSOR CC-CC NÃO ISOLADO PARA O ACIONAMENTO
DE UM MOTOR DE UM BARCO SOLAR**

JOINVILLE

2020

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

VITOR AUGUSTO PISETTA PITTOL

**PROJETO DE UM CONVERSOR CC-CC NÃO ISOLADO PARA O ACIONAMENTO
DE UM MOTOR DE UM BARCO SOLAR**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Bacharelado em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do Grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer

JOINVILLE

2020

VITOR AUGUSTO PISETTA PITTOL

**PROJETO DE UM CONVERSOR CC-CC NÃO ISOLADO PARA O ACIONAMENTO
DE UM MOTOR DE UM BARCO SOLAR**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao curso de Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora

Orientador:

Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
UDESC

Membros:

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
UDESC

Dr. Eng. Felipe Joel Zimann
UDESC

Joinville, 01 de Outubro 2020.

Dedico este trabalho aos meus pais, que sempre me deram suporte e me ensinaram a nunca desistir dos meus sonhos.

AGRADECIMENTOS

Primeiramente gostaria de agradecer ao meu pai Brais Francisco Pittol, à minha mãe Dulcineide Maria Pisetta Pittol e à minha irmã Debora Pisetta Pittol, por todo o apoio e suporte que me forneceram.

Ao professor Alessandro Luiz Batschauer, por toda sua dedicação durante este trabalho e todo o conhecimento transmitido ao longo do tempo.

Aos meus amigos Guilherme Henrique Schulz, Gustavo da Silva, Matheus Solonynska e Kathlyn Vieira, por todos os momentos compartilhados e devidas contribuições.

Aos demais amigos, que de certa forma me impactaram durante estes cinco anos de graduação.

Aos professores e membros do nPEE, que sempre estiveram prontos para auxiliar em qualquer situação.

À minha família, que sempre esteve preparada para me ajudar.

À Equipe Hurakan e à UDESC, por auxiliar no desenvolvimento da embarcação e fornecer os equipamentos necessários para a realização deste projeto.

Grato a todos por suas contribuições.

Ciência é conhecimento organizado. Sabedoria é vida organizada (Immanuel Kant)

RESUMO

O cenário atual de tecnologia tem como tema recorrente a preservação do meio ambiente. Neste contexto, se destacam a geração de energia incentivada e os veículos elétricos. O Desafio Solar Brasil é uma competição que envolve barcos movidos a energia solar e tem como objetivo disseminar o conhecimento sobre estes para a sociedade. Para participar da competição a equipe Hurakan Solarboat necessita de um sistema elétrico e mecânico que se adapte as diferentes provas. Por meio de estudo bibliográfico, projeto, simulações e análises comparativas o presente documento sugere a modificação de alguns parâmetros do sistema elétrico do catamarã e então descreve o projeto de um conversor de potência que permite a equipe utilizar de diferentes estratégias ao longo da competição. A comparação entre o sistema proposto com o sistema atual é apresentada, comprovando os benefícios desta alteração, por conseguinte é desenvolvido o projeto e simulação do conversor funcionando sobre diferentes situações, e por fim, é feita uma breve análise financeira. Os resultados mostram um aumento significativo na velocidade do motor e eficácia do conversor, além de outros benefícios, como a modulação do sistema e a viabilidade de novas melhorias.

Palavras-chave: Energia solar, Conversores de potência, Motor cc

ABSTRACT

The current scenario of technology has as a recurring topic the preservation of the environment. In this context, can be highlighted the generation of incentivized energy and electric vehicles. The Brazilian Solar Challenge is a competition involving solar-powered boats and its goal is to disseminate the knowledge about these subjects to society. To compete, the Hurakan Solarboat team needs an electrical and mechanical system that can adapt to different tests. Through bibliography study, design, simulations, and comparative analysis, the present paper suggest the modification of some parameters in the electrical system of the catamaran and then describes the project of a power converter that allows the team to use different strategies throughout the competition. The comparison between the new system and the old system is presented, proving the benefits of this change, therefore is developed the project and the simulation of the converter working under various situations, and finally, a brief financial analysis is done. The results show a significant increase in motor speed and the efficiency of the power converter, in addition to other benefits, such as system modulation and the feasibility of further improvements.

Keywords: Solar energy, Power converter, dc motor

LISTA DE FIGURAS

2.1	Modelo físico do motor de corrente contínua.	24
2.2	Circuito equivalente máquina cc.	25
2.3	Relação entre corrente de campo e tensão gerada interna da máquina.	26
3.1	Estrutura básica conversor <i>buck</i>	28
3.2	Primeira etapa conversor <i>buck</i> em modo de condução contínua.	29
3.3	Segunda etapa conversor <i>buck</i> em modo de condução contínua.	29
3.4	Principais formas de onda para o conversor <i>buck</i> operando em modo de condução contínua.	30
3.5	Terceira etapa conversor <i>buck</i> em modo de condução descontínua.	32
3.6	Formas de onda para o conversor <i>buck</i> operando em modo de condução descontínua.	33
3.7	Estrutura do conversor <i>boost</i>	34
3.8	Primeira etapa do <i>boost</i> operando no modo de condução contínua.	35
3.9	Segunda etapa do <i>boost</i> operando em modo de condução contínua.	35
3.10	Principais formas de onda do conversor <i>boost</i> operando em modo de condução contínua.	36
3.11	Terceira etapa do conversor <i>boost</i> operando em modo de condução descontínua.	37
3.12	Formas de onda do conversor <i>Boost</i> operando no modo de condução descontínua	38
3.13	<i>Boost interleaved</i>	39
3.14	Primeira etapa de operação do conversor <i>Boost interleaved</i>	40
3.15	Segunda etapa de operação do conversor <i>Boost interleaved</i>	40
3.16	Terceira etapa de operação do conversor <i>Boost interleaved</i>	41
3.17	Quarta etapa de operação do conversor <i>Boost interleaved</i>	41
3.18	Formas das ondas nos indutores e na carga para o <i>Boost interleaved</i>	42
3.19	Formas das ondas nos semicondutores do <i>Boost interleaved</i>	43
4.1	Diagrama de blocos do sistema atual da embarcação.	46
4.2	Simulação do motor ME0708 alimentado com 24 V.	50
4.3	Velocidade do motor ME0708 alimentado com 24 V.	50
4.4	Corrente de armadura do motor ME0708 alimentado com 24 V.	51
5.1	Velocidade do motor ME0708 alimentado com 48 V.	52
5.2	Corrente de armadura do motor ME0708 alimentado com 48 V.	52
5.3	Velocidade do motor ME0708 alimentado com 42 V.	53
5.4	Diagrama de blocos do sistema elétrico proposto.	54
6.1	Esquemático do conversor proposto.	55

6.2	Circuito simulado.	61
6.3	Tensão e corrente dos componentes do conversor elevador para a situação 1.	62
6.4	Tensão e corrente dos semicondutores do conversor abaixador para a situação 1.	63
6.5	Tensão, corrente e potência de entrada e na carga para a situação 1.	64
6.6	Comando dos transistores para a situação 2.	65
6.7	Formas de onda dos semicondutores do conversor elevador para a situação 2.	66
6.8	Tensão e corrente nos indutores do conversor elevador para a situação 2.	67
6.9	Tensão e corrente nos capacitores para a situação 2.	68
6.10	Formas de onda da tensão e da corrente de entrada para a situação 2.	69
6.11	Comando dos transistores para a situação 3.	70
6.12	Tensão e corrente nos semicondutores do conversor elevador para a situação 3.	71
6.13	Tensão e corrente nos capacitores do filtro LC para a situação 3.	72
6.14	Tensão e corrente nos semicondutores do conversor abaixador para a situação 3.	73
6.15	Tensão e corrente na carga para a situação 3.	74
6.16	Tensão e corrente de entrada para a situação 3.	75
6.17	Curva de atuação do fusível FNH00-125U.	78
6.18	Esquemático do conversor com os elementos parasitas.	78
6.19	Circuito simulado com a adição do indutor parasita.	80
6.20	Influência do indutor parasita na tensão dos transistores do conversor abaixador.	81
6.21	Circuito grampeador.	81
6.22	Circuito simplificado do conversor abaixador grampeado.	82
6.23	Tensão e corrente na etapa de grampeamento.	83
6.24	Tensão sobre as chaves com a utilização do circuito grampeador.	85
6.25	Tensão sobre o capacitor do circuito grampeador	86
6.26	Corrente no resistor do circuito grampeador.	86
6.27	Potência dissipada pelo resistor do circuito grampeador.	87
6.28	Núcleo toroidal	91
6.29	Conexões e relação entre a entrada e a saída do circuito integrado TC4420EPA	92
6.30	Comando do piloto para as duas situações de operação do conversor.	93
6.31	Fonte auxiliar PKA 2323 PI	94
6.32	Camada superior da placa de circuito impresso.	95
6.33	Camada inferior da placa de circuito impresso.	95
6.34	Imagem em 3D da face superior da placa de circuito impresso.	96
6.35	Imagem em 3D da face inferior da placa de circuito impresso.	97
7.1	Circuito equivalente de um diodo em condução.	98
7.2	Queda de tensão máxima do diodo VS-80CPQ-150-N3	99

7.3	Linearização da curva de tensão direta por corrente direta do diodo.	99
7.4	Resistência de condução normalizada vs. temperatura de junção do IRFP4768Pbf .	101
7.5	Resistência de condução normalizada vs. temperatura de junção do IRFP4568Pbf .	102
7.6	Circuito térmico equivalente para vários semicondutores em um único dissipador. .	106
7.7	Dissipador P 122 da Semikron.	108
7.8	Curva da resistência térmica em função da largura do dissipador.	108

LISTA DE TABELAS

4.1	Dados principais dos painéis fotovoltaicos JKM260P-60B.	47
4.2	Dados principais da bateria D51.	48
4.3	Dados principais do motor de corrente contínua com ímãs permanentes ME0807. .	49
4.4	Resultados da simulação da máquina em regime permanente alimentada com uma tensão de 24 V.	51
5.1	Resultados da simulação da máquina com alimentação de 48 V em regime permanente.	53
5.2	Resultados da simulação da máquina com alimentação de 42 V em regime permanente.	54
6.1	Especificações do projeto para cada situação	57
6.2	Esforços dos semicondutores do conversor elevador.	59
6.3	Esforços dos semicondutores do conversor abaixador.	60
6.4	Comando dos transistores para a situação 1.	61
6.5	Comparação dos principais valores do conversor elevador para a situação 1.	63
6.6	Comparação dos principais valores do conversor abaixador para a situação 1.	64
6.7	Principais valores da tensão e corrente de entrada e na carga da simulação da situação 1.	65
6.8	Comparação dos principais valores do conversor elevador para a situação 2.	67
6.9	Valores de tensão e corrente obtidos para os indutores do conversor elevador para a situação 2.	68
6.10	Valores encontrados na simulação para o capacitor na situação 2.	69
6.11	Valores de tensão e corrente de entrada e na carga para a situação 2	70
6.12	Comparação dos principais valores do conversor elevador para a situação 3.	71
6.13	Valores encontrados na simulação para os capacitores na situação 3.	72
6.14	Comparação dos principais valores do conversor abaixador para a situação 3.	73
6.15	Valores encontrados na simulação para a carga na situação 3.	75
6.16	Valores encontrados na simulação para a carga na situação 3.	76
6.17	Transístores utilizados no <i>boost interleaved</i> - IRFP4768Pbf.	76
6.18	Transistores utilizados no <i>buck</i> - IRFP4568Pbf.	76
6.19	Diodo utilizado - VS-80CPQ150-N3.	77
6.20	Capacitores - B41505.	77
6.21	Contatora MZJ200a	77
6.22	Dimensões da trilha 3 e conversões de medidas.	79

6.23	Dados para o cálculo do circuito grampeador.	84
6.24	Componentes utilizados no circuito grampeador.	85
6.25	Parâmetros para projeto dos indutores.	88
6.26	Características do núcleo MMT002T4718	88
7.1	Valores encontrados para a linearização da curva do diodo.	100
7.2	Corrente eficaz em um dos capacitores para cada situação	104
7.3	Perdas de potência nos componentes para cada situação.	105
7.4	Maiores dissipações de potência nos semicondutores	107
8.1	Custo financeiro do conversor.	109

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CC	Corrente contínua
CCIP	Motor de corrente contínua com imãs permanentes
CCM	Modo de condução contínua
DCM	Modo de condução descontínua
DSB	Desafio Solar Brasil
GPS	Sistema de posicionamento global
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
MPPT	Rastreador de máximo ponto de potência
RSE	Resistência série equivalente
STC	Condições padrões de testes de módulos fotovoltaicos
NOCT	Característica dos módulos fotovoltaicos operando com temperatura nominal

LISTA DE SÍMBOLOS

δ	Profundidade de penetração da corrente devido ao efeito pelicular
ΔI_L	Variação de corrente no indutor
ΔI_{in3}	Variação da corrente de entrada no filtro LC
ΔT_{core}	Variação de temperatura no núcleo do indutor
ΔV_c	Variação de tensão no capacitor do filtro LC
ΔV_g	Variação da tensão de grampeamento
η	Eficiência do conversor
μ_r	Permeabilidade relativa do núcleo MMT002T4718
ϕ_{ext}	Diâmetro externo do núcleo MMT002T4718
ϕ_{fio}	Diâmetro do fio de cobre nu
ϕ_{int}	Diâmetro interno do núcleo MMT002T4718
ϕ_{iso}	Diâmetro do fio de cobre esmaltado
ω_m	Velocidade de rotação
θ	Defasagem dos comandos do <i>boost interleaved</i>
a	Fração do comprimento de uma espira do indutor
A_e	Área de secção transversal do núcleo MMT002T4718
A_s	Área total da superfície do núcleo MMT002T4718
B_{AC}	Densidade de fluxo magnético
C_{clamp}	Capacitor do do circuito de grampeamento
C	Capacitor de saída do <i>boost interleaved</i>
d	<i>duty cycle</i>
d_1	<i>duty cycle</i> do <i>boost interleaved projetado</i>
d_p	Densidade de perdas no núcleo do indutor

E_A	Tensão gerada interna da máquina
f_s	Frequência de chaveamento
F_{em}	Fluxo eletromagnético
H	Altura do núcleo MMT002T4718
I_L	Corrente média no indutor
I_o	Corrente média de saída
I_{in1}	Corrente média de entrada para a situação 1
I_{in2}	Corrente média de entrada para a situação 2
I_{in3}	Corrente média de entrada para a situação 3
I_{in}	Corrente média de entrada
I_{Lmax}	Corrente máxima no indutor
I_{Lmin}	Corrente mínima no indutor
I_{def}	Corrente eficaz do diodo
I_{dmed}	Corrente média do diodo
$I_{sw_{ef}}$	Corrente eficaz do transistor
$I_{sw_{med}}$	Corrente média do transistor
J	Densidade de corrente
L	Valor do indutor
$L_{eq1,2}$	Indutância equivalente do filtro LC
l_e	Comprimento do caminho magnético do núcleo MMT002T4718
L_p	Indutor parasita
l_{cond}	Comprimento total do condutor do indutor
L_{crit}	Indutor crítico
l_{esp}	Comprimento de uma espira do indutor
n	Quantidade de indutores em paralelo do <i>boost interleaved</i>

n_{fios}	Número de fios em paralelo do indutor
P_{cap}	Perdas no capacitor
P_o	Potência de saída
P_{cobre}	Perdas no cobre do indutor
P_{core}	Perdas magnéticas
P_{in}	Potência de entrada
P_{loss}	Perda total nos componentes
$P_{dissipada}$	Potência dissipada no semiconductor
P_{ON}	Perdas de condução no transistor
P_{clamp}	Potência dissipada no circuito de grampeamento
P_{com}	Perdas de comutação no transistor
P_d	Perdas no diodo
R_{fio}	Resistência para um fio do condutor do indutor
R_{da}	Resistência térmica dissipador-ambiente
R_{clamp}	Resistência do circuito de grampeamento
$S_{cutotal}$	Área total utilizada pelo condutor
S_{cu}	Secção mínima do condutor do indutor
S_{fio}	Área de secção do fio de cobre
S_{int}	Área interna do núcleo MMT002T4718
t_1	Tempo final da primeira etapa do <i>boost interleaved</i>
t_2	Tempo final da segunda etapa do <i>boost interleaved</i>
t_3	Tempo final da terceira etapa do <i>boost interleaved</i>
T_{amb}	Temperatura ambiente
t_c	Tempo de condução do transistor
t_d	Tempo de operação descontínua

t_{diss}	Temperatura do dissipador
T_j	Temperatura de junção dos semicondutores
T_s	Período de comutação
T_{em}	Torque eletromagnético
V_a	Tensão de armadura da máquina
V_{clamp}	Tensão de grampeamento
V_e	Volume do núcleo MMT002T4718
V_g	Tensão grampeada do transistor
V_o	Tensão de saída
V_{in}	Tensão de entrada
V_{L_p}	Tensão sobre a indutância parasita
V_d	Tensão de bloqueio do diodo
V_{sw}	Tensão de bloqueio do transistor

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	20
1.1	Hipótese	22
1.2	Objetivos	22
1.3	Objetivos específicos	22
1.4	Metodologia	22
1.5	Organização do trabalho	22
2	MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA	24
3	CONVERSORES CC	27
3.1	Conversor abaixador ou <i>buck</i>	27
3.1.1	Modo de condução contínua	28
3.1.2	Modo de condução descontínua	32
3.2	Conversor elevador ou <i>boost</i>	34
3.2.1	Modo de condução contínua	34
3.2.2	Modo de condução descontínua	37
3.3	<i>Boost interleaved</i>	39
4	SISTEMA ELÉTRICO ATUAL DA EMBARCAÇÃO	45
4.1	Módulos fotovoltaicos	46
4.2	Controlador de carga das baterias	47
4.3	Baterias	47
4.4	Conversor de potência	48
4.5	Aquisição de dados	48
4.6	Motor	49
5	SISTEMA ELÉTRICO PROPOSTO	52
6	CONVERSOR PROPOSTO	55
6.1	Especificações do projeto	56
6.1.1	Projeto <i>boost interleaved</i>	57
6.1.2	Projeto <i>buck</i>	59
6.2	Simulações	61
6.2.1	Simulação 1 - tensão de entrada 48 V	61

6.2.2	Simulação 2 - tensão de entrada 42V	65
6.2.3	Simulação 3 - tensão de entrada 48V e duty cycle do conversor abaixador diferente do unitário	70
6.3	Seleção de componentes	76
6.3.1	Proteção	77
6.4	Projeto do indutor de entrada	87
6.5	Circuito de comando	92
6.6	Placa de circuito impresso	94
7	ESTUDO DE PERDAS	98
7.0.1	Cálculo de perdas em diodos	98
7.0.2	Cálculo de perdas em MOSFET	100
7.0.3	Cálculo de perdas em capacitores	103
7.0.4	Perdas nas baterias	104
7.0.5	Eficiência	105
7.0.6	Dimensionamento do dissipador	106
8	CUSTO FINANCEIRO	109
9	CONSIDERAÇÕES FINAIS	110
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	112

1 INTRODUÇÃO

A escassez dos combustíveis fósseis e o aumento da consciência ambiental tem sido fatores importantes para a busca e aprimoramento de fontes de energia limpa e diminuição da emissão de gases poluentes na atmosfera. Nesse contexto entra em questão os sistemas de aproveitamento de energia solar, que possuem uma certa vantagem sobre outras fontes de energia, como por exemplo a área ocupada. Essa vantagem pode ser aproveitada na geração de energia para veículos movidos a energia elétrica. "Sistemas de aproveitamento de energia solar fotovoltaica podem ser aplicados em sistemas embarcados de baixa e média potência, como por exemplo, em carros, barcos, aviões, satélites" (CATAFESTA, 2012).

Os veículos elétricos estão crescendo cada vez mais no mundo, "o mercado de veículos puramente elétricos cresce em um ritmo bem maior que o de convencionais e tem menor barreira de entrada, aumentando o potencial para novas empresas." (VAZ; BARROS; CASTRO, 2015). Muitos países estão incentivando estudos acerca de novas tecnologias para viabilizar a utilização de veículos de emissão zero. No contexto nacional, muitas universidades incentivam pesquisas e projetos com o objetivo de capacitar os estudantes sobre essa tecnologia e também mostrar para a sociedade as vantagens da mesma.

Inserido neste contexto, encontra-se o Desafio Solar Brasileiro, que se resume em uma competição entre faculdades de todo o Brasil, organizada pelo Núcleo Interdisciplinar para o Desenvolvimento Social em conjunto com o Laboratório de Fontes Alternativas da Universidade do Rio de Janeiro, que consiste em uma corrida de barcos movidos a energia solar. A competição é inspirada no *Frisian Solar Challenge*, evento realizado na Holanda envolvendo equipes do mundo inteiro. O DSB acontece todo ano e tem duas categorias, Livre e Catamarã. O evento tem como objetivo disseminar o conhecimento sobre energias renováveis entre os competidores e a sociedade.

A competição possui a duração de uma semana, e é composta por várias provas, Cabral et al. (2014) explica que a prova curta possui 3,5 km, a média tem 7,5 km e a longa 11 km. Além destas, os barcos devem competir em uma prova de velocidade, e outra de manobrabilidade. Os barcos construídos para a competição devem possuir características diferentes para cada tipo de prova, por esse motivo, os sistemas elétrico e mecânico devem conseguir se adaptar para cada situação.

Em Machado et al. (2018) estão descritas as regras da competição. Para o sistema elétrico as principais regras são as seguintes:

1. Painéis solares

1.1 A capacidade máxima de potência instalada a bordo não deve ultrapassar 1040 Wp.

1.2 A tensão cc máxima permitida do sistema é de 60 V.

2. Banco de baterias

2.1 As embarcações devem estar equipadas com um banco de baterias de capacidade nominal máxima permitida de 1,5 kWh. A capacidade nominal é baseada em um tempo de descarga de 1 (uma) hora.

2.2 A capacidade da bateria não deve ultrapassar 5% a capacidade especificada no item 2.1.

2.3 A quantidade de células em série multiplicadas pelo valor máximo de tensão de circuito aberto da célula não pode exceder 60 V.

2.4 A bateria principal será carregada somente através dos painéis solares.

2.5 As baterias principal e auxiliar devem ser instaladas em um compartimento selado, de modo a eliminar o risco de contato direto entre a tripulação e as baterias.

3. Circuitos Elétricos

3.1 Todos os componentes condutores de energia devem ser isolados para prevenir a ocorrência de situações de perigo no caso de contato com a água.

3.2 Todas as embarcações devem estar equipadas com um botão de segurança principal para cortar o suprimento de energia do motor no caso de situação de emergência.

3.3 O sistema elétrico deve apresentar um fusível conectado, em série, com a bateria principal. Não poderá haver equipamento ou derivação do circuito entre a bateria e o fusível.

3.4 Deve ser instalado imediatamente a jusante do fusível, um dispositivo que interrompa o circuito da bateria e seu acionamento deve ser de tal forma que possa ser realizado sem a quebra do selo/lacre de inspeção.

A Universidade do Estado de Santa Catarina participa do Desafio Solar Brasileiro com a Equipe Hurakan Solar Boat, o projeto foi iniciado em 2011 e desde então vem participando do DSB. Utilizando de uma embarcação catamarã, a equipe conseguiu o primeiro lugar nas edições de 2017 e 2018.

1.1 HIPÓTESE

As regras do DSB impõe limites na potência fornecida pelo módulo fotovoltaico e na capacidade de armazenamento de energia no banco de baterias, e ainda, estes dependem da irradiação solar no momento da prova para suprir a demanda.

Diante do cenário apresentado, como forma de permitir o acionamento do motor e para possibilitar a utilização da energia disponível de forma eficaz e com um alto grau de segurança, este trabalho busca projetar um conversor de potência que permita a aplicação de diversas estratégias durante as provas.

1.2 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho é de estudar e projetar o conversor de potência, afim de utilizar todo o potencial do motor existente na embarcação da equipe Hurakan de forma segura e eficaz.

1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Elaborar um estudo teórico sobre o projeto de um conversor de potência para o acionamento de um motor.
- Projetar o conversor de potência.
- Comparar os resultados com o acionamento utilizado atualmente.
- Elaborar um documento para repassar o conhecimento sobre o conversor utilizado para os futuros membros da equipe.

1.4 METODOLOGIA

O trabalho foi realizado através de pesquisas, revisão bibliográfica e registro das informações. Inicialmente é analisado o sistema elétrico existente e a forma atual de acionamento do motor e, através de pesquisas e trabalhos anteriormente publicados, foi realizado o projeto do novo conversor. Através de simulações foi confirmado o funcionamento e também foi feito um levantamento do custo do projeto.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho está dividido seguindo a seguinte estrutura:

- Capítulo 2 e 3 - Fundamentação teórica

Nestes capítulos são abordados os conceitos básicos para o entendimento do trabalho, sendo estes, uma apresentação da teoria sobre motores de corrente contínua, e as topologias básicas de conversores cc-cc. Desta forma, a fundamentação teórica fornece a base para o projeto do conversor proposto.

- Capítulo 4 e 5 - Proposta

Estes capítulos apresentam o sistema atual da embarcação, fazendo uma breve apresentação dos equipamentos utilizados e mostrando as limitações e problemas encontrados. Além disto, é apresentado a proposta de modificações neste sistema, e os possíveis benefícios que estas trazem.

- Capítulo 6 e 7 - Projeto do conversor

Nestes capítulos são mostrados todos os projetos que dizem respeito ao conversor proposto, com todos os equacionamentos pertinentes e simulações necessárias para a validação dos cálculos. Esses capítulos também apresentam a seleção de componentes que farão parte do conversor e das proteções deste.

- Capítulo 8 e 9 - Considerações finais

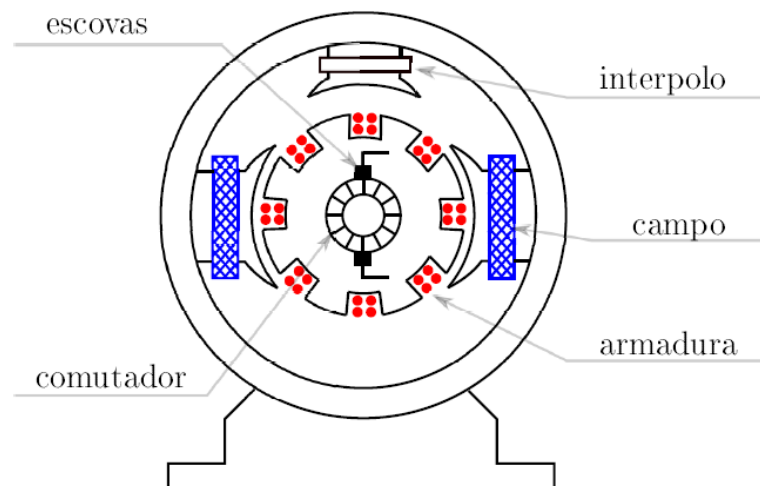
Estudo de custo, descrição dos resultados obtidos com o projeto, conclusão sobre a viabilidade de aplicação e indicações de possíveis temas futuros.

2 MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA

Como definição de motor, tem-se que é uma máquina que faz a transformação de energia elétrica em energia mecânica. "As máquinas cc são geradores que convertem a energia mecânica em energia elétrica cc e motores que convertem a energia elétrica CC em energia mecânica" (CHAPMAN, 2013, p. 404). Motores elétricos de corrente contínua possuem grande aplicação na indústria atual. De acordo com Chapman (2013, p. 465), os sistemas de potência cc são comuns em meios de transporte elétricos que já possuem uma fonte cc. Isso é explicado pelo fato de não necessitar de um dispositivo para processar a potência contínua para alternada.

A estrutura de um motor de corrente contínua é constituído de duas partes principais, o rotor e o estator, "A parte rotativa desta máquina é denominada rotor e a parte estacionária é denominada de estator" (CHAPMAN, 2013, p.405). No rotor é colocado o enrolamento de armadura e no estator o enrolamento de campo. A figura 2.1 mostra esta estrutura.

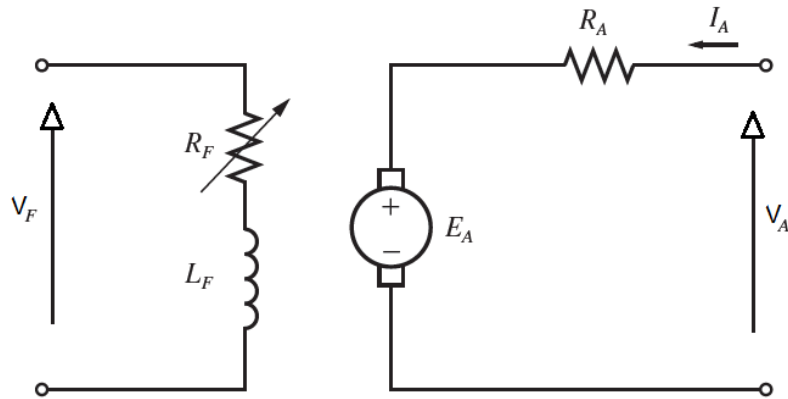
Figura 2.1 – Modelo físico do motor de corrente contínua.



Fonte: Dezuo (2019, p. 128).

O motor pode ser analisado através de um circuito elétrico equivalente, para então obter as equações que regem o mesmo. A figura 2.2 apresenta o circuito equivalente de um motor cc.

Figura 2.2 – Circuito equivalente máquina cc.



Fonte: Adaptado de Chapman (2013, p. 467).

Chapman (2013, p. 468) mostra que a tensão gerada interna dessa máquina e o torque eletromagnético dependem da forma construtiva da máquina e do fluxo de campo aplicado. A equação 2.1 e 2.2 mostram esta dependência.

$$E_A = K\phi\omega_m \quad (2.1)$$

$$T_{em} = K\phi I_A \quad (2.2)$$

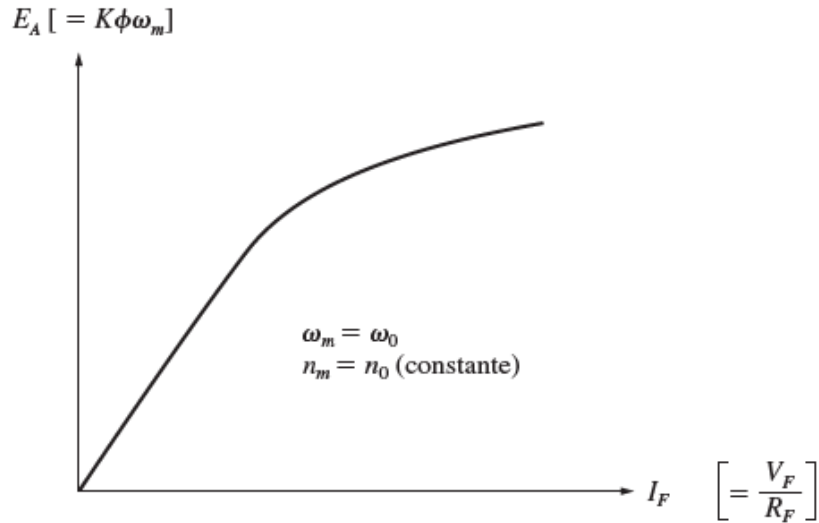
Onde:

- E_A é a tensão gerada interna na máquina.
- T_{em} é o torque eletromagnético.
- K é a constante que depende da forma construtiva da máquina.
- ϕ é o fluxo eletromagnético gerado pelo circuito de campo.
- ω_m é a velocidade de rotação em $\frac{rad}{s}$.
- I_A é a corrente de armadura

Chapman (2013, p. 468) afirma que a corrente de campo gera uma força magnetomotriz dada pela equação 2.3, produzindo assim um fluxo magnético na máquina. A figura 2.3 mostra a relação entre a corrente de campo e a tensão gerada pela máquina.

$$F_{em} = N_f I_f \quad (2.3)$$

Figura 2.3 – Relação entre corrente de campo e tensão gerada interna da máquina.



Fonte: Chapman (2013, p. 468).

Com o objetivo de modelar a resposta de velocidade do motor, são utilizadas as equações 2.1 e 2.2, juntamente com a lei de Kirchhoff das tensão aplicado no circuito da figura 2.2. Seguindo a dedução mostrada por Chapman (2013, p. 471) é encontrado a relação entre a rotação do motor, o torque eletromagnético e a tensão de alimentação. Esta esta descrita na equação 2.4.

$$\omega_m = \frac{V_A}{K\phi} - \frac{Ra}{(K\phi)^2} T_{em} \quad (2.4)$$

Os enrolamentos de campo e de armadura podem ser conectados em série, paralelo ou de forma independente.

Ainda existem motores onde o enrolamento de campo é substituído por ímãs permanentes, os quais fornecem um fluxo magnético constante. Segundo Chapman (2013, p. 491), por não possuírem enrolamento de campo, os motores de corrente contínua com ímãs permanentes, conhecidos como CCIP, possuem vantagens, como menores perdas elétricas e menores tamanhos, o que os torna mais baratos, simples e eficientes. Porém possuem a desvantagem de produzir uma densidade de fluxo menor comparado a um motor com enrolamento de campo, e consequentemente, uma produção de torque eletromagnético menor.

3 CONVERSORES CC

Conversores são equipamentos que realizam o condicionamento de energia. "Os conversores realizam o tratamento eletrônico da energia elétrica. São empregados para o controle do fluxo de energia elétrica entre dois ou mais sistemas elétricos" (BARBI, 2000, p.2). Rodrigues (2007) comenta que a conversão é realizada através do armazenamento de energia e da liberação na saída com uma tensão diferente. Estes equipamentos utilizam componentes semicondutores comutando em alta frequência para realizar a conversão.

Para sistemas onde tanto a alimentação quanto a carga são de corrente contínua, são utilizados conversores cc-cc, também conhecidos como *choppers*. "Um *chopper* pode ser considerado o equivalente cc de um transformador ca, com uma relação de espiras continuamente variável" (MUHAMMAD, 1999, p. 371).

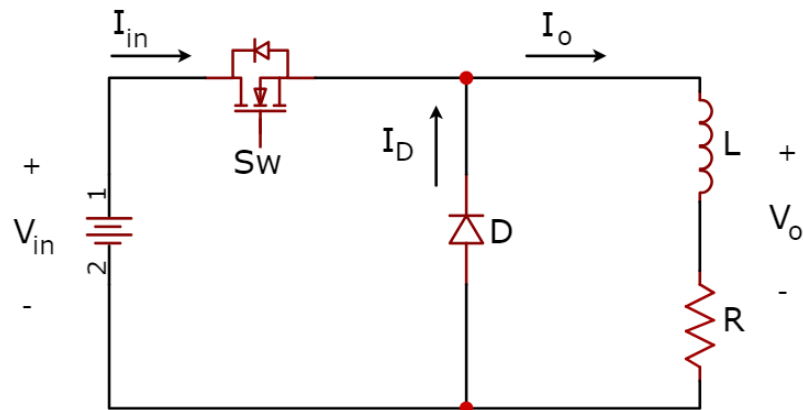
3.1 CONVERSOR ABAIXADOR OU *BUCK*

O conversor *Buck* é a topologia mais básica de conversor não isolado. De acordo com Martins e Barbi (2006, p. 15), este conversor entrega à carga uma tensão menor ou igual a da fonte de alimentação. Sua estrutura é basicamente composta de um transistor que opera como uma chave em alta frequência, um diodo que faz o papel de roda livre e um indutor na saída, que pode ser substituído por uma indutância intrínseca da carga, como é o exemplo dos enrolamentos de um motor.

Ainda é possível encontrar variações da topologia *buck* que utilizam um filtro LC na entrada e outro na saída, sendo que estes são para usos mais específicos, e dependem da aplicação.

É possível observar sua estrutura básica na figura 3.1.

Figura 3.1 – Estrutura básica conversor *buck*.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000, p. 313).

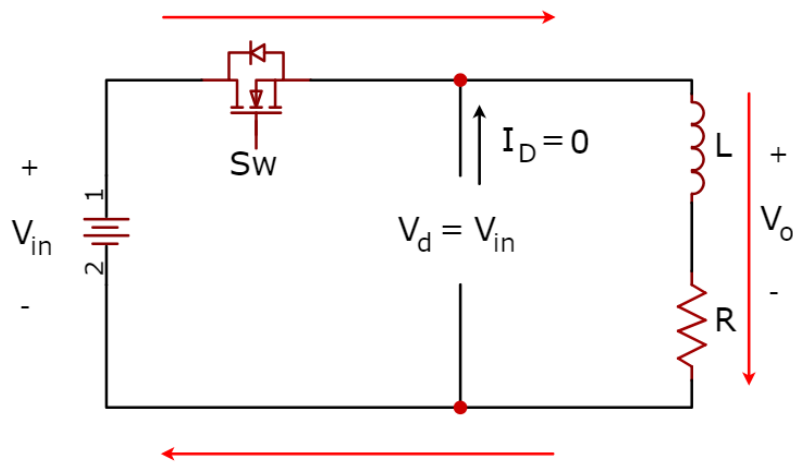
Para controlar o acionamento do transistor em alta frequência, Ahmed (2000) cita duas técnicas, modulação por largura de pulso (pulse-width modulation) e modulação por frequência de pulso (pulse-frequency modulation). A modulação PWM mantém a frequência de chaveamento fixa e varia o tempo com que o transistor conduz, e no caso da modulação PFM o tempo do transistor conduzindo é mantido constante e a frequência é variada. Ahmed (2000, p. 313) comenta que a modulação PWM é mais vantajosa em relação as perdas nos semicondutores.

3.1.1 Modo de condução contínua

No modo de operação contínua, o conversor possui duas etapas. A figura 3.2 mostra a primeira etapa deste conversor.

A primeira etapa ($0 < t < t_c$) é iniciada com o comando da chave. Nesta ocorre a transferência de energia da fonte V_{in} para a carga. O término da etapa é no momento em que a chave é comandada a abrir.

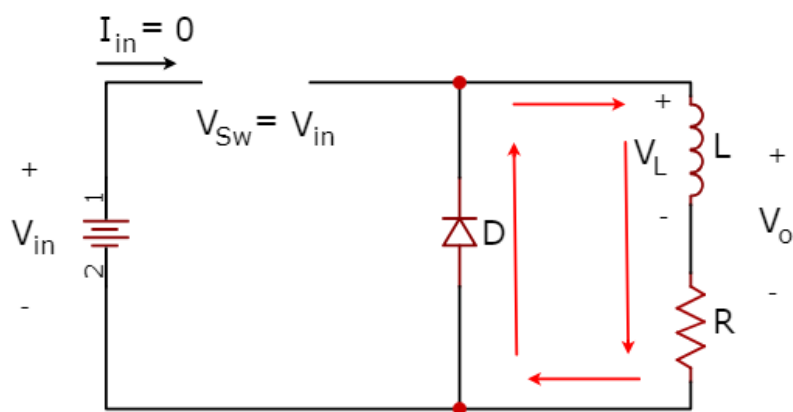
Figura 3.2 – Primeira etapa conversor *buck* em modo de condução contínua.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000, p. 314).

A segunda etapa ($t_c < t < T_s$) é iniciada com o comando de abertura da chave e pode ser observada na figura 3.3. A corrente do indutor não pode sofrer variações bruscas, "isso provoca no indutor, uma tensão induzida de polaridade oposta." (AHMED, 2000, p. 313). Devido a inversão da tensão no indutor o diodo D começa a conduzir em roda livre. A transferência de energia se faz do indutor para a carga. A etapa é finalizada com o acionamento da chave e esta pode ser observada na figura 3.3.

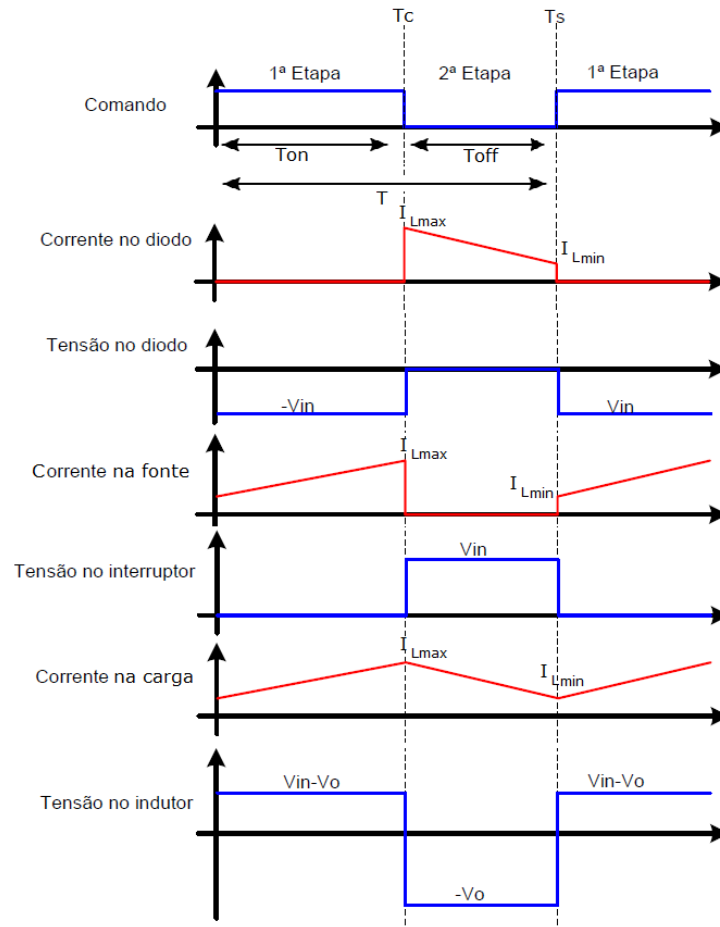
Figura 3.3 – Segunda etapa conversor *buck* em modo de condução contínua.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000, p.314).

As principais forma de onda deste conversor operando em modo de condução contínua podem ser observadas na figura 3.4.

Figura 3.4 – Principais formas de onda para o conversor *buck* operando em modo de condução contínua.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000, p. 316).

A relação entre o período total e o tempo com que o transistor conduz é chamado de *duty cycle* e é dado pela equação 3.1.

$$d = \frac{t_c}{T_s} \quad (3.1)$$

Através das formas de onda é possível obter os valores médios da tensão de saída, V_o , da potências de entrada, P_{in} e da potência de saída, P_o . Como mostra Ahmed (2000, p. 317), estes valores são dados pelas equações 3.2, 3.3 e 3.4.

$$V_o = V_{in}d \quad (3.2)$$

$$P_o = V_o I_o \quad (3.3)$$

$$P_{in} = V_{in}I_{in} \quad (3.4)$$

Ahmed (2000, p. 317) mostra ainda que com a análise ideal, o equilíbrio entre a potência de entrada e a de saída é mantido. Desta forma é possível chegar em uma relação entre as correntes de entrada, I_{in} , e a corrente de saída, I_o , sendo esta mostrada na relação 3.5.

$$I_o = \frac{I_{in}}{d} \quad (3.5)$$

Os esforços sobre os semicondutores deste conversor operando em modo CCM são obtidos através das equações 3.6 até 3.11.

$$I_{Sw_{med}} = dI_o \quad (3.6)$$

$$I_{Sw_{ef}} = \sqrt{d}I_o \quad (3.7)$$

$$I_{D_{med}} = (1 - d)I_o \quad (3.8)$$

$$I_{D_{ef}} = \sqrt{(1 - d)}I_o \quad (3.9)$$

$$V_{Sw} = V_{in} \quad (3.10)$$

$$V_D = -V_{in} \quad (3.11)$$

onde:

- $I_{Sw_{med}}$ - corrente média no transistor.
- $I_{Sw_{ef}}$ - corrente eficaz no transistor.
- $I_{D_{med}}$ - corrente média no diodo.
- $I_{D_{ef}}$ - corrente eficaz no diodo.
- V_{Sw} - tensão de bloqueio do transistor.
- V_D - tensão de bloqueio do diodo.

É possível notar que os esforços de corrente nos semicondutores dependem do *duty cycle* deste conversor, e dependendo do ponto de operação deste, é necessário dimensionar um transistor ou um diodo com resistências menores para minimizar as perdas por condução.

3.1.2 Modo de condução descontínua

Existem outros dois modos de condução aos quais os conversores podem operar, estes são, o modo de condução crítica e o modo de condução descontínua.

No modo de condução crítica, no momento da descarga do indutor, a corrente neste componente toca no zero no exato momento em que a chave é comandada a conduzir, e assim, esta corrente volta a subir.

A condução descontínua acontece quando a corrente no indutor se anula dentro do período de comutação. Como cita Ahmed (2000, p. 317), este modo de condução pode acontecer devido a utilização de um valor de indutância abaixo do valor calculado como crítico. Neste caso, o conversor passa a ter 3 etapas.

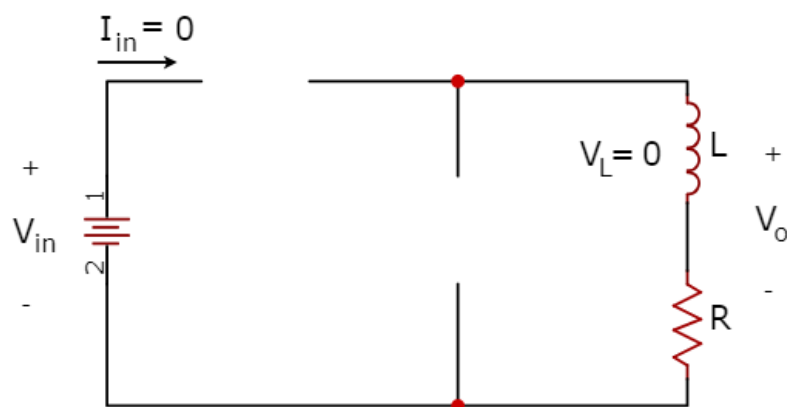
Outro fator que tem impacto no modo de condução é a variação da carga. Se a potência de saída diminuir muito, existem a possibilidade

A primeira etapa ($0 < t < t_c$) começa com o acionamento da chave, onde a fonte de alimentação transfere energia para a carga, e esta etapa é finalizada quando a chave é comandada a abrir. O circuito operando nesta etapa é o mesmo mostrado na figura 3.2.

A segunda etapa ($t_c < t < t_d$) é iniciada no momento em que a chave abre, a transferência de energia ocorre do indutor para a carga através do diodo de roda livre, e esta etapa é finalizada quando a corrente no indutor se anula. É possível observar esta etapa na figura 3.3.

A figura 3.5 representa a terceira etapa de operação do conversor.

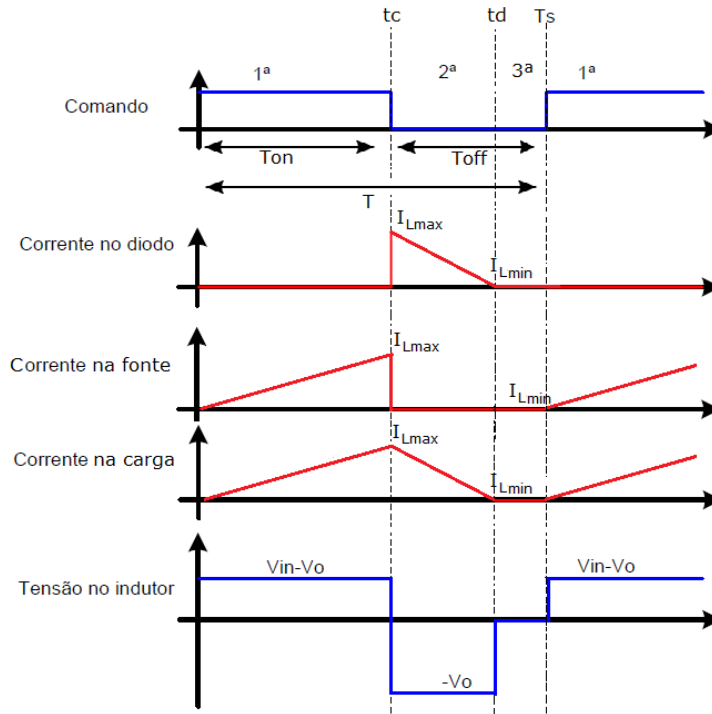
Figura 3.5 – Terceira etapa conversor *buck* em modo de condução descontínua.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

A terceira etapa ($t_d < t < T_s$) começa com a corrente do indutor se anulando, não há transferência de energia nesta etapa, e é finalizada com o comando de acionamento da chave. As formas de onda podem ser observadas na figura 3.6.

Figura 3.6 – Formas de onda para o conversor *buck* operando em modo de condução descontínua.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000, p. 318).

A indutância de saída do conversor tem relação direta com o modo de operação do mesmo. Como mostra Ahmed (2000, p. 318), o valor mínimo da indutância para garantir o modo de condução contínua é obtido através da relação 3.12.

$$L_{crit} = \frac{T_{off}}{2} R \quad (3.12)$$

É possível reescrever esta equação em termos dos parâmetros do conversor, como mostra a equação 3.13.

$$L_{crit} = \frac{V_o(1-d)}{2f_s I_o} \quad (3.13)$$

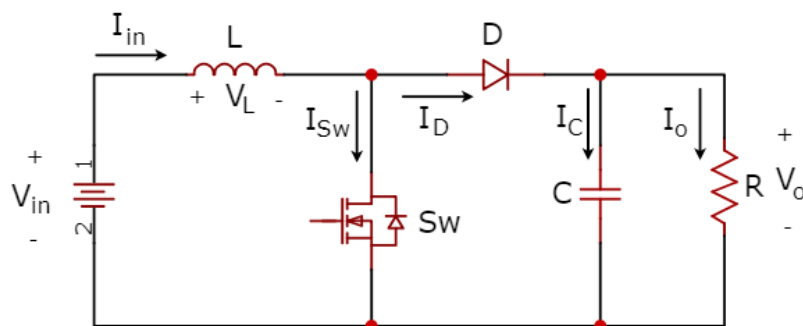
Outro fator que tem impacto no modo de condução do conversor é a variação de carga. Quando a potência de saída diminui, o conversor pode entrar em modo de condução crítica ou até descontínua devido a variação de corrente imposta no indutor.

O conversor *buck* é a topologia mais simples estudada. Este é muito utilizado devido a sua simplicidade e baixo custo, porém, com a utilização deste conversor só é possível obter tensões na saída com um nível mais baixo que na entrada.

3.2 CONVERSOR ELEVADOR OU *BOOST*

O conversor elevador ou *boost* tem como principal característica a capacidade de elevar a tensão de saída. A topologia deste conversor pode ser observada na figura 3.7. Observa-se que os componentes que compõem a topologia são os mesmos apresentados no *buck*, porém o indutor L é apresentado na entrada no conversor. "Assim, a fonte de alimentação terá um comportamento de fonte de corrente. A carga deve, portanto, segundo as regras já enunciadas, se comportar como uma fonte de tensão" (MARTINS; BARBI, 2006).

Figura 3.7 – Estrutura do conversor *boost*.

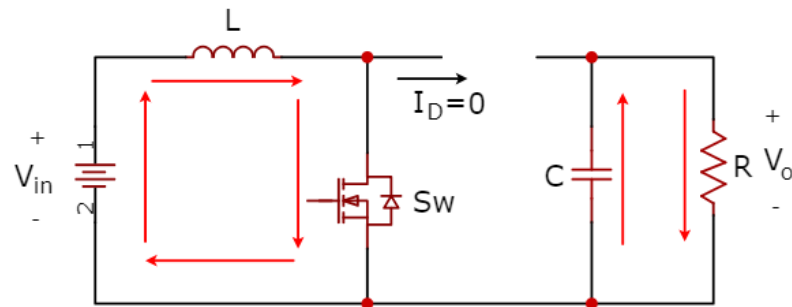


Fonte: Adaptado de Ahmed (2000, p. 326).

3.2.1 Modo de condução contínua

No modo de condução contínua, o conversor possui duas etapas. A primeira etapa ($0 < t < t_c$) se inicia com o acionamento da chave e a transferência de energia é feita da fonte de alimentação para o indutor. O capacitor fornece energia para a carga durante esse tempo. A primeira etapa é finalizada com o comando para a chave abrir. Esta etapa pode ser observada na figura 3.8

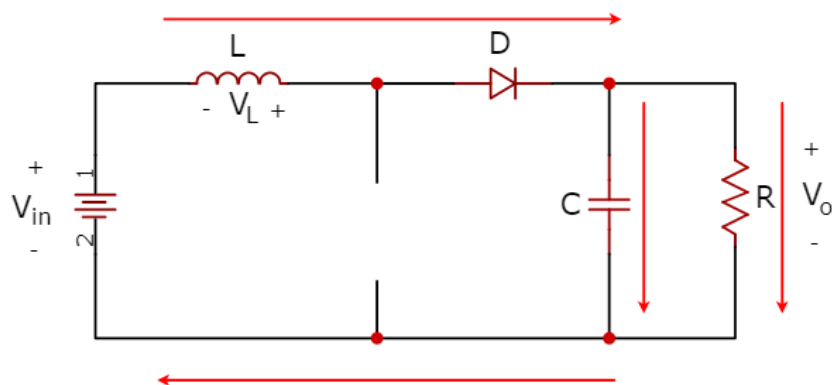
Figura 3.8 – Primeira etapa do *boost* operando no modo de condução contínua.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000, p. 327).

A segunda etapa ($t_c < t < T_s$) é iniciada com o comando para a chave abrir. "Nesta etapa o indutor deve repassar a energia armazenada para o restante do circuito" (ROSSETTI, 2011). Esta é finalizada com o acionamento da chave. A figura 3.9 demonstra esta etapa.

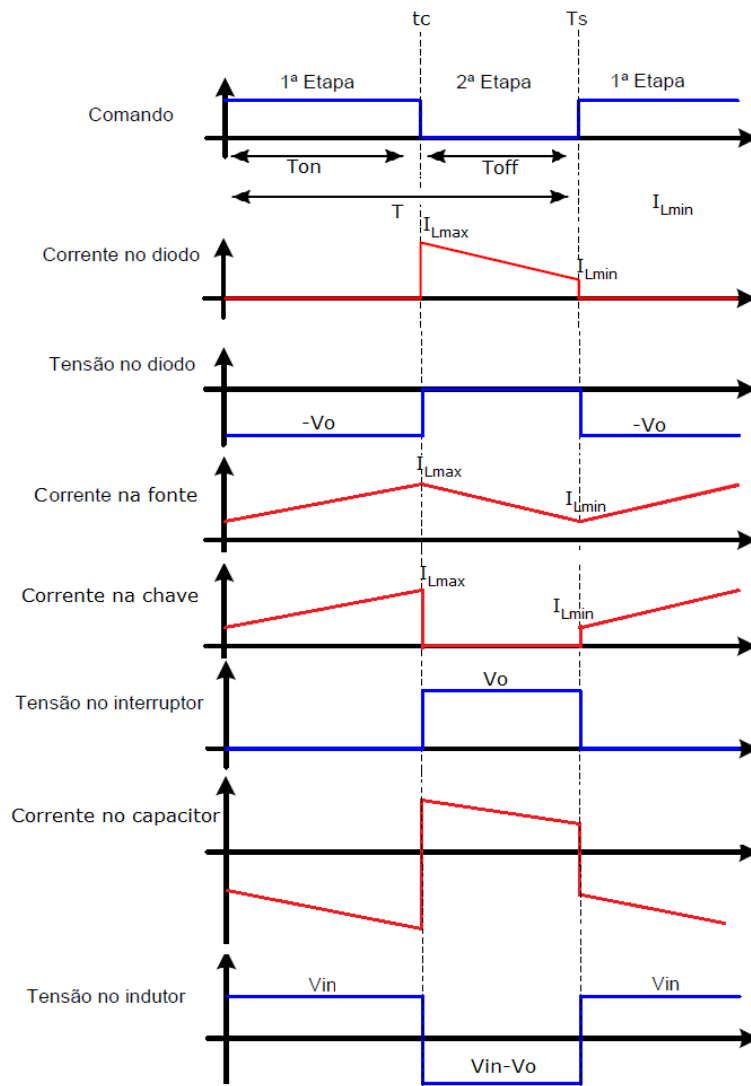
Figura 3.9 – Segunda etapa do *boost* operando em modo de condução contínua.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000, p. 327).

As principais formas de onda deste conversor podem ser visualizadas na figura 3.10

Figura 3.10 – Principais formas de onda do conversor *boost* operando em modo de condução contínua.



Fonte: Adaptado de Ahmed (2000, p. 328).

Com a análise da forma de onda da tensão no indutor, é obtido o valor para a tensão de saída, mostrada na equação 3.14. Através desta, percebe-se que este conversor possui um ganho que tende ao infinito, porém, o mesmo não ocorre na prática, pois, se o *duty cycle* for unitário, não há transferência de energia para a carga. Ahmed (2000, p. 330) mostra que a relação entre a corrente de saída com a corrente de entrada é dada pela relação 3.15.

$$V_o = V_{in} \frac{1}{1-d} \quad (3.14)$$

$$I_o = I_{in}(1-d) \quad (3.15)$$

Esta sessão trata do conversor elevador operando em modo de condução contínua, mostrando as etapas de operação e formas de onda para este caso. Ainda é equacionado o ganho do conversor, e a relação entre a corrente de entrada e de saída.

3.2.2 Modo de condução descontínua

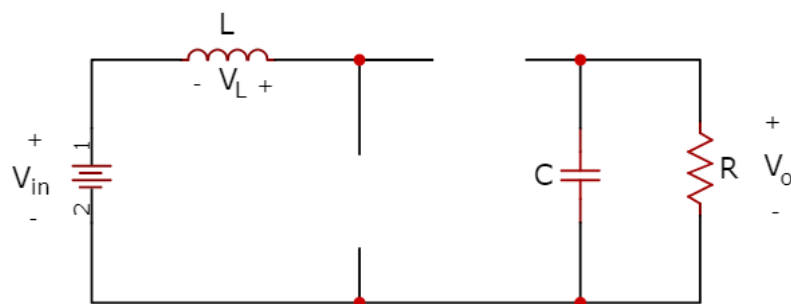
Se no momento que o transistor não estiver conduzindo, a corrente do indutor chegar a zero, este conversor passa a operar em modo de condução descontínua. Assim como discutido na sessão 3.1.2, neste modo de operação o conversor possui três etapas.

A primeira etapa ($0 < t < t_c$) começa com o acionamento da chave, e a energia é transferida da fonte de alimentação para o indutor e o capacitor de saída fornece energia para a carga. Esta etapa é finalizada com o comando da chave para parar de conduzir. Esta etapa é exatamente igual a mostrada na figura 3.8

A segunda etapa ($t_c < t < t_d$) é iniciada no momento em que a chave deixa de conduzir, e a energia acumulada no indutor, junto com a energia da fonte de alimentação são transferidas para a carga. Esta etapa é finalizada quando o indutor fornece toda sua energia para a carga, ou seja, sua corrente se anula. Da mesma forma que a primeira, esta se assemelha a segunda etapa do modo de condução contínua, mostrada na figura 3.9

A terceira etapa ($t_d < t < T_s$) é iniciada quando a corrente do indutor chega a zero, nesta etapa não há transferência de energia para a carga e tem seu término quando a chave é comandada a conduzir novamente. Esta etapa pode ser observada na figura 3.11.

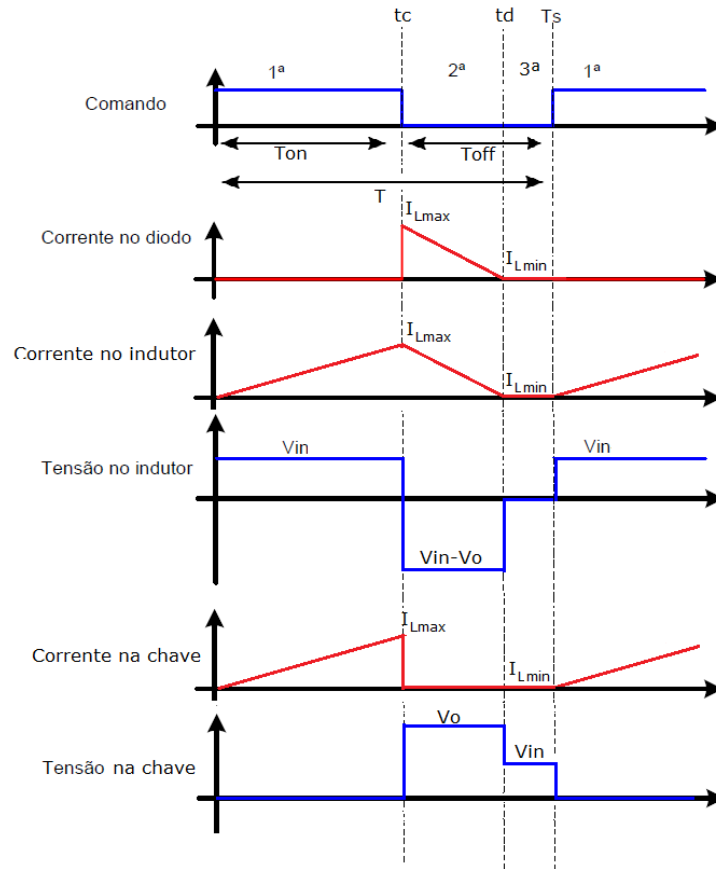
Figura 3.11 – Terceira etapa do conversor *boost* operando em modo de condução descontínua.



Fonte: Adaptado de Martins e Barbi (2006, p. 80).

As principais formas de onda para o conversor operando em DCM podem ser visualizadas na figura 3.12

Figura 3.12 – Formas de onda do conversor *Boost* operando no modo de condução descontínua



Fonte: Adaptado de Martins e Barbi (2006, p. 81).

Martins e Barbi (2006, p.86) mostram que a indutância crítica é encontrada isolando o valor de L na equação 3.16

$$0 = \frac{I_o}{1-d} - \frac{dV_{in}}{2Lf_s} \quad (3.16)$$

$$L_{crit} = \frac{V_{in}d(1-d)}{2f_s I_o} \quad (3.17)$$

Além do subdimensionamento do indutor de entrada, a variação de carga também é um fator que pode levar o conversor elevador a operar em modo DCM, da mesma forma como ocorre no conversor abaixador. A condução descontínua muitas vezes é indesejada devido a problemas, como por exemplo, picos de corrente mais elevados no indutor.

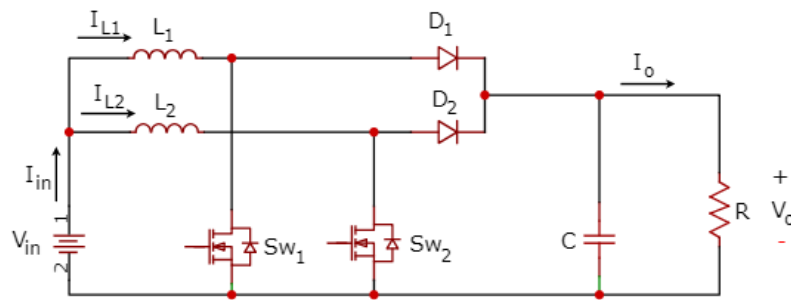
Esta sessão trata sobre o conversor elevador mais simples, mostrando as etapas de operação e as formas de onda para o caso CCM e DCM. Este conversor não é recomendado para operação em altas frequências, pois as perdas de potências são elevadas.

3.3 BOOST INTERLEAVED

Devido a grande demanda de conversores mais eficientes ou com algumas características específicas, novas topologias são estudadas e modificadas o tempo todo para suprir as necessidades. Neste contexto, uma topologia derivada do conversor elevador, com características específicas pode ser citada, o mesmo é denominado de *Boost Interleaved*. Esta topologia é semelhante a mostrada na figura 3.7, porém, são adicionados indutores em paralelo na entrada. Isto trás benefícios, como a divisão da corrente de entrada entre todas as fases de entrada, diminuição do *ripple* de corrente na entrada e na carga além da redução do *ripple* de tensão na carga.

É possível observar a configuração desta topologia na figura 3.13

Figura 3.13 – *Boost interleaved*.



Fonte: Adaptado de Shenoy, Nayak e Mandi (2017, p. 496).

Observa-se que é muito semelhante com a topologia comum do *boost*, mostrada na figura 3.7. Como afirma Melo (2014), o ganho de tensão deste conversor é o mesmo que o ganho do *boost*, desta forma, o ganho do conversor é dado pela equação 3.14.

Devido a existência de dois indutores na entrada, a corrente que vem da fonte de alimentação é dividida. Melo (2014) comenta que esta é uma das características principais desta topologia, e utilizando um acionamento correto, é possível reduzir a ondulação de corrente na carga.

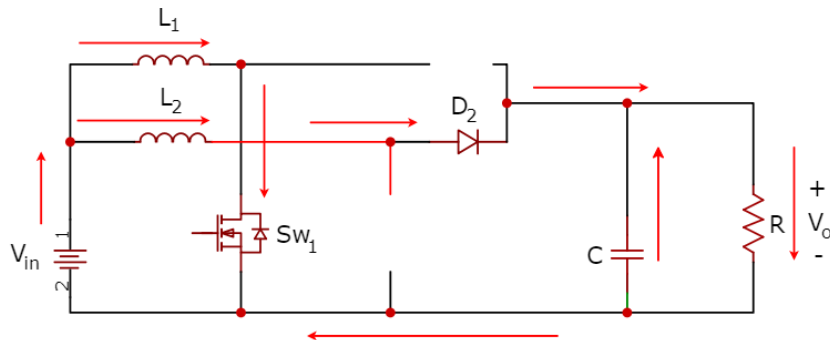
Como afirma Baldassi (2015), o acionamento é realizado com um ângulo de defasagem fixado para que a corrente sobre os indutores fiquem sobrepostas, e esse atraso depende da quantidade de indutores, n , em paralelo, e pode ser obtido através da equação 3.18.

$$\theta = \frac{360^\circ}{n} \quad (3.18)$$

A primeira etapa ($0 < t < t_1$) começa com o acionamento do transistor Sw_1 . A energia é transferida da fonte de alimentação para o indutor L_1 , enquanto o indutor L_2 transfere a energia

armazenada no ciclo anterior para a carga pelo diodo D_2 . O capacitor deve compensar a corrente necessária para a carga. A etapa é finalizada com o comando para o transistor Sw_1 abrir. É possível visualizar a etapa na figura 3.14.

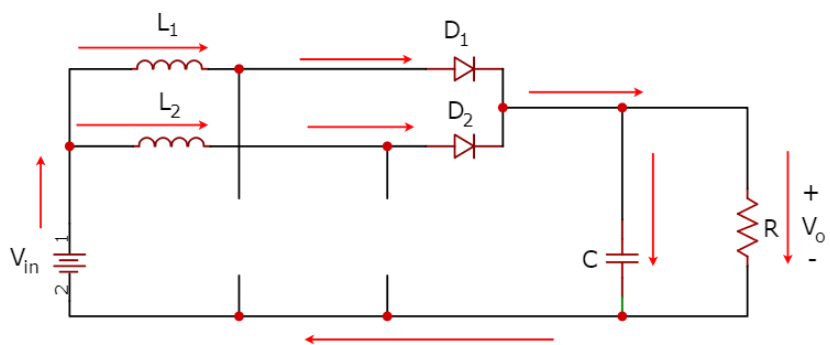
Figura 3.14 – Primeira etapa de operação do conversor *Boost interleaved*.



Fonte: Adaptado de Shenoy, Nayak e Mandi (2017, p. 497).

A segunda etapa ($t_1 < t < t_2$) tem início com a abertura do transistor Sw_1 . A energia armazenada no indutor L_1 passa a ser transferida para a carga através do diodo D_1 . O transistor Sw_2 continua aberto, desta forma o indutor L_2 continua transferindo energia através do diodo D_2 . Além disso, o capacitor se recarrega. Esta etapa é finalizada com o acionamento da chave Sw_2 . É possível observar a etapa na figura 3.15.

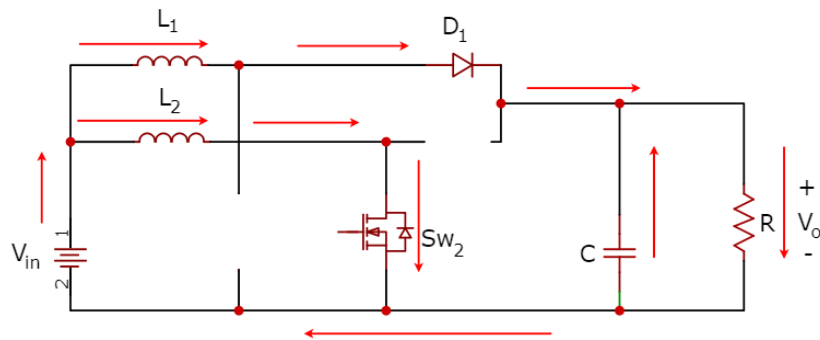
Figura 3.15 – Segunda etapa de operação do conversor *Boost interleaved*.



Fonte: Adaptado de Shenoy, Nayak e Mandi (2017, p. 498).

A terceira etapa ($t_2 < t < t_3$) inicia com o comando para a chave Sw_2 fechar. Neste momento, a energia é transferida da fonte de alimentação para o indutor L_2 . O indutor L_1 continua descarregando sua energia através do diodo D_1 para a carga juntamente com o capacitor. Esta etapa é finalizada com o comando para a chave Sw_2 abrir. É possível observar esta etapa na figura 3.16.

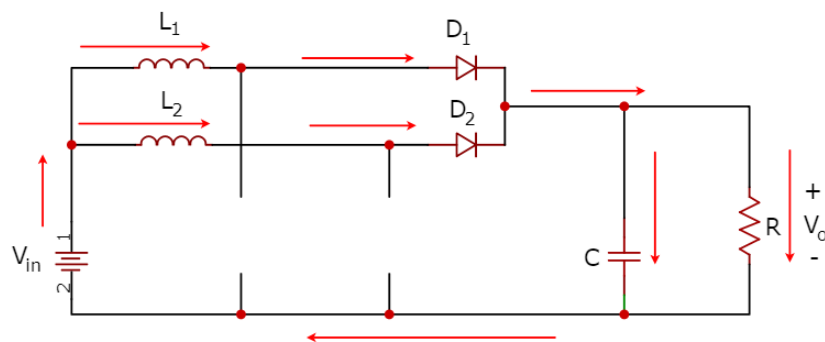
Figura 3.16 – Terceira etapa de operação do conversor *Boost interleaved*.



Fonte: Adaptado de Shenoy, Nayak e Mandi (2017, p. 498).

A quarta etapa ($t_3 < t < T_s$) é similar a segunda. Esta etapa é iniciada com o comando para a chave Sw_2 abrir. A energia armazenada no indutor L_1 e L_2 é transferida para a carga e para o capacitor. Esta etapa é finalizada com o comando para a chave Sw_1 fechar. É possível observar esta etapa na figura 3.17

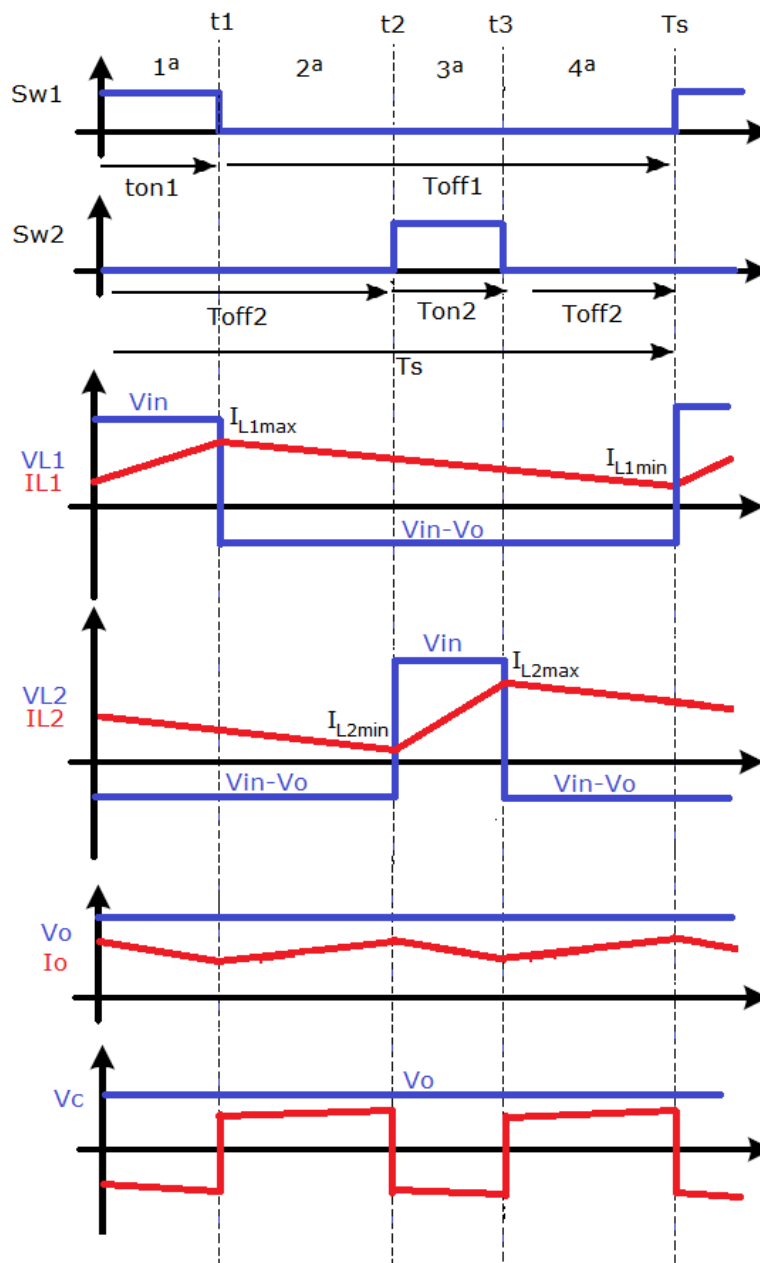
Figura 3.17 – Quarta etapa de operação do conversor *Boost interleaved*.



Fonte: Adaptado de Shenoy, Nayak e Mandi (2017, p. 499).

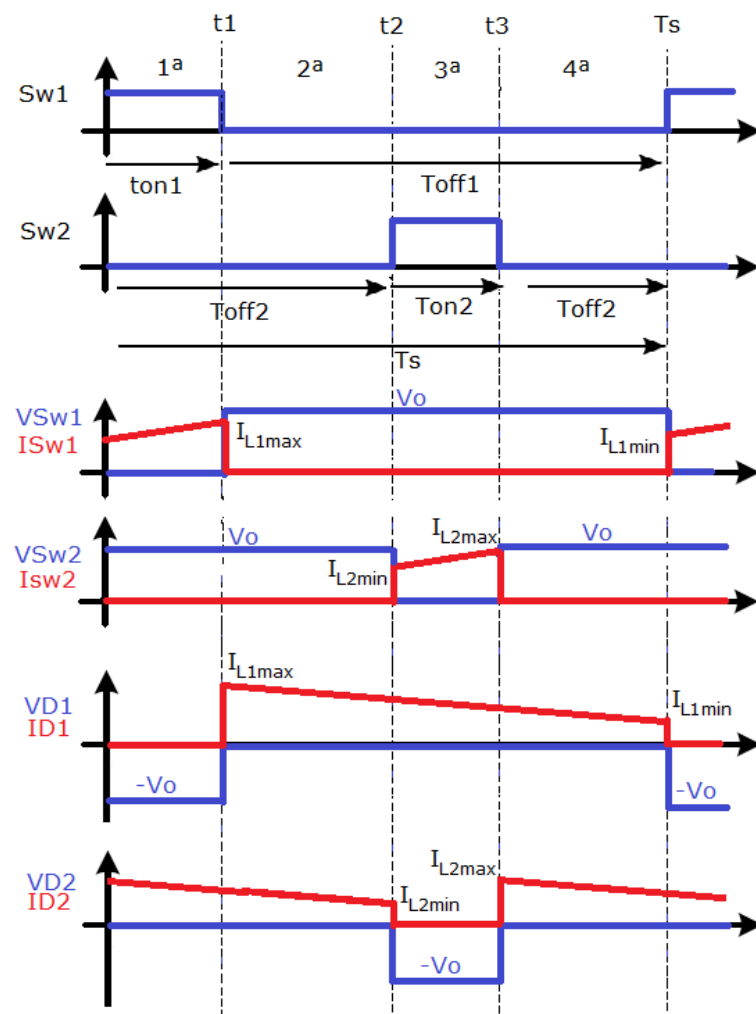
Nas figuras 3.18 e 3.19 é possível observar as principais formas de onda.

Figura 3.18 – Formas das ondas nos indutores e na carga para o *Boost interleaved*.



Fonte: Adaptado de Melo (2014, p. 63).

Figura 3.19 – Formas das ondas nos semicondutores do *Boost interleaved*.



Fonte: Adaptado de Melo (2014, p. 63).

Melo (2014) mostra como é possível encontrar os esforços de corrente e tensão nos componentes do conversor. A ondulação de corrente nos indutores e a máxima corrente de pico nos indutores é dado pelas equações 3.19 e 3.20. Já os esforços nos semicondutores são obtidos pelas relações 3.21 até 3.26.

$$\Delta I_L = \frac{V_o d(1-d)}{f_s L_1} \quad (3.19)$$

$$I_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.20)$$

$$V_{sw1} = V_{sw2} = V_o \quad (3.21)$$

$$I_{sw1med} = I_{sw2med} = dI_L \quad (3.22)$$

$$I_{sw1ef} = I_{sw2ef} = \sqrt{d}I_L \quad (3.23)$$

$$V_{d1} = V_{d2} = -V_o \quad (3.24)$$

$$I_{d1med} = I_{d2med} = (1-d)I_L \quad (3.25)$$

$$I_{d1ef} = I_{d2ef} = \sqrt{(1-d)}I_L \quad (3.26)$$

Nesta sessão foi estudada a forma de operação do conversor *boost interleaved*, sendo mostrado as etapas de operação deste conversor e os cálculos para o dimensionamento dos componentes.

Assim como nos outros conversores, os esforços de corrente são dependentes do *duty cycle*. Um ponto importante desta topologia é a divisão da corrente entre as fases, minimizando assim os estresses em cada componente e consequentemente diminuindo a potência dissipada.

Esta característica possibilita a utilização deste conversor em potências mais elevadas que o conversor *boost*, e além disto, devido a sobreposição das correntes nos indutores, este conversor apresenta uma variação de corrente de entrada e na carga muito menor.

4 SISTEMA ELÉTRICO ATUAL DA EMBARCAÇÃO

O sistema elétrico utilizado atualmente na embarcação é antigo, sendo este projetado em 2012. Muitos dos equipamentos são reaproveitados e alguns adaptados para continuarem sendo utilizados, no entanto, estes estão ultrapassados e muitos não possuem registro de como são projetados.

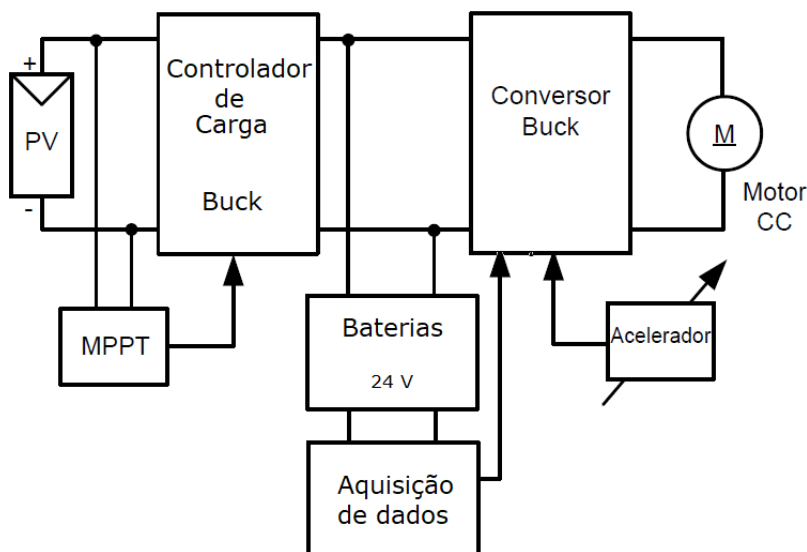
Neste capítulo são discutidos sobre os componentes que fazem parte do sistema atual e como estes são utilizado. Também é mostrado as limitações que este sistema possui e quais as consequências destas.

O sistema elétrico pode ser dividido em 6 partes:

- Módulos fotovoltaicos (PV)
- Controlador de carga
- Baterias
- Conversor de potência
- Motor
- Aquisição de dados

A figura 4.1 mostra o diagrama de blocos simplificado do sistema.

Figura 4.1 – Diagrama de blocos do sistema atual da embarcação.



Fonte: Adaptado de Catafesta (2012, p. 34).

Com este sistema, muitos dos equipamentos não podem ser aproveitados com o máximo de eficiência. Como exemplo, as baterias estão abaixo do limite de armazenagem de energia imposta pela regra, e também, não é utilizado o potência total do motor.

4.1 MÓDULOS FOTOVOLTAICOS

A organização da competição fornece painéis fotovoltaicos para as equipes. Como citado no capítulo 1, existem regras que limitam a potência máxima das placas. É possível utilizar outros painéis, porém os mesmos devem estar de acordo com o Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia, INMETRO. As placas devem ser posicionadas horizontalmente, com uma inclinação máxima de 10 graus e não devem ultrapassar as medidas da embarcação. A equipe Hurakan utiliza 4 placas, do modelo JKM260P-60B da *Jinko Solar*, e como mostra JINKO SOLAR (2015) estas são compostas por silício poli cristalino, cada placa possui uma potência máxima de 260 Wp e uma eficiência de aproximadamente 16%, porém este valor diminui com o aumento da temperatura.

A tabela 4.1 compila as principais informações destes painéis fotovoltaicos.

Tabela 4.1 – Dados principais dos painéis fotovoltaicos JKM260P-60B.

Modelo	JKM260P-60B
Número de células	60
Potência máxima (STC)	260 Wp
Potência máxima (NOCT)	193 Wp
Tensão máxima (STC)	31,1 V
Tensão máxima (NOCT)	28,7 V
Corrente máxima (STC)	8,37 A
Corrente máxima (NOCT)	6,71 A
Tensão de circuito aberto (STC)	38,1 V
Tensão de circuito aberto (NOCT)	35,2 V
Corrente de curto circuito (STC)	8,98 A
Corrente de curto circuito (NOCT)	7,31 A
Eficiência	15,89 %

Fonte: Adaptado de JINKO SOLAR (2015).

Onde STC são as condições padrões de testes e NOCT são as características dos módulos à temperatura nominal.

4.2 CONTROLADOR DE CARGA DAS BATERIAS

O controlador de carga MPPT utilizado é o modelo 150/35 da *Victron Energy*. Este dispositivo controla para que os painéis fotovoltaicos trabalhem com o ponto de máxima potência, auxiliando na redução de perdas do sistema, além de adaptar a tensão das placas solares automaticamente para que o banco de baterias seja recarregado de forma segura.

4.3 BATERIAS

As baterias também são regulamentadas pela competição como descrito no capítulo 1. O banco de baterias do projeto é constituído de 2 baterias de chumbo-ácido, do modelo D51 fabricado pela *Optima Batteries*, e os dados mais importantes são encontrados na tabela 4.2. De acordo com Catafesta (2012), as baterias são conectadas em série, sendo assim, a tensão fornecida é de 24V.

Tabela 4.2 – Dados principais da bateria D51.

Modelo	D51
Tensão nominal	12 V
Tensão mínima	10,5 V
Capacidade (C10)	38 Ah
Reserva de Capacidade	70 Min
Peso	11,8 kg
Resistencia interna	0,0046 Ω

Fonte: Adaptado de OPTIMA BATTERIES (2008).

4.4 CONVERSOR DE POTÊNCIA

O conversor de potência utilizado é da topologia *buck* e, como dito anteriormente, opera com uma tensão de entrada de 24 V, provida das baterias. O projeto realizado por Catafesta (2012) consiste no conversor que realiza o MPPT das placas solares e o conversor que realiza a conversão de energia das baterias para o motor. Neste projeto, ambos os conversores se encontram em uma placa de circuito impresso, o que diminui muito a complexidade das conexões.

Com a aquisição do controlador de carga da *Victron Energy*, a equipe optou por não utilizar mais o MPPT projetado, e então adaptou a placa de circuito impresso para utilizar somente o conversor *buck* que realiza o acionamento do motor.

4.5 AQUISIÇÃO DE DADOS

A aquisição de dados na embarcação é feita através de um Arduino Uno. Os dados obtidos são basicamente provenientes de sensores de temperaturas nos dispositivos do sistema elétrico, além de um sensor de corrente colocado na saída do conversor de potência, medindo assim a corrente do motor. É obtido também a medida dos valores de tensão de cada uma das baterias, e o valor da tensão nos terminais do motor. Um GPS é utilizado para poder obter a localização da embarcação e também a velocidade com que está navegando.

Os dados obtidos são mostrados em tempo real apenas para o piloto através de um visor de LCD, para que ele possa controlar a embarcação com certa segurança. A equipe em terra recebe somente o sinal do GPS através de um telefone móvel, e a partir deste, consegue controlar a velocidade da embarcação e o tempo de cada volta.

4.6 MOTOR

O motor utilizado é do modelo ME0708, este é de corrente contínua com ímãs permanentes. Os principais dados podem ser encontrados na tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Dados principais do motor de corrente contínua com ímãs permanentes ME0807.

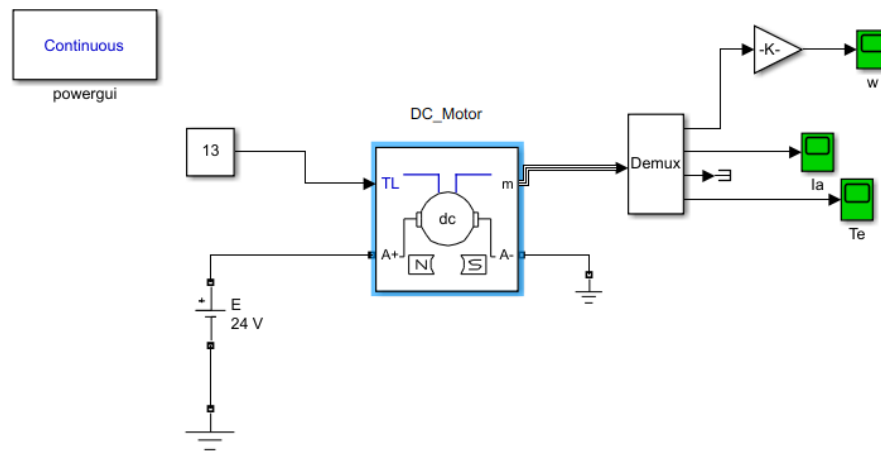
Modelo	ME0708
Potência nominal contínua	4800 W
Potência máxima (máximo 1 minuto)	15000 W
Tensão máxima	48 V
Corrente nominal	100 A
Velocidade de rotação máxima recomendada	5000 RPM
Resistência de armadura	0,01 Ω
Indutância de armadura	60 μH
Constante de torque	0,13 $\frac{\text{Nm}}{\text{A}}$
Inércia da armadura	0,018 kg.m^2
Torque máximo	38 N.m
Peso	12,7 kg

Fonte: Adaptado de MOTENERGY (c2011).

Através do software MATLAB/simulink é feito a simulação do motor sendo alimentado com 24 V e com um torque de 13 N.m, referente a 100 A de corrente de armadura, para assim obter informações de desempenho.

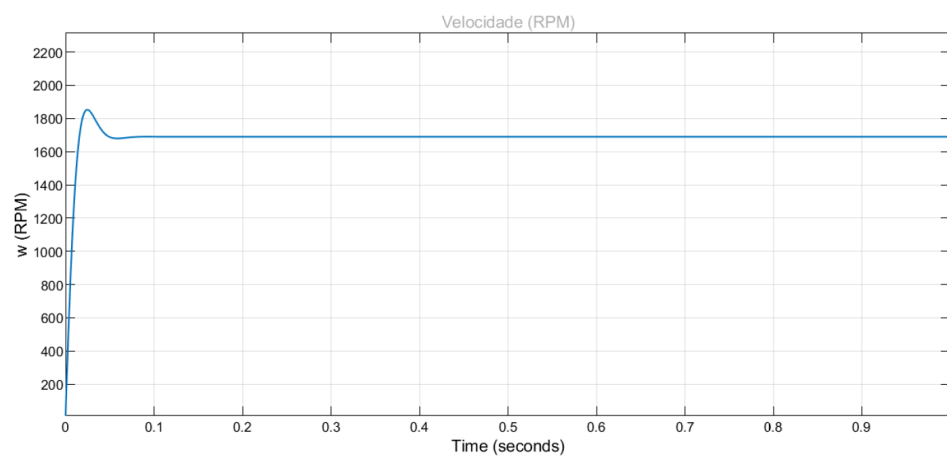
Nesta simulação não é realizado nenhum tipo de acionamento suave no motor, ou seja, a tensão nos terminais deste se comporta como um degrau de 0 V a 48 V, ocasionando em uma corrente de partida elevada. Além disso, é importante salientar que durante as competições, a corrente drenada pelo motor é de aproximadamente 70 A, sendo que esta varia dependendo do tamanho da hélice utilizada para a propulsão. A figura 4.2 mostra a simulação e as figuras 4.3 e 4.4 mostram as respostas destas.

Figura 4.2 – Simulação do motor ME0708 alimentado com 24 V.



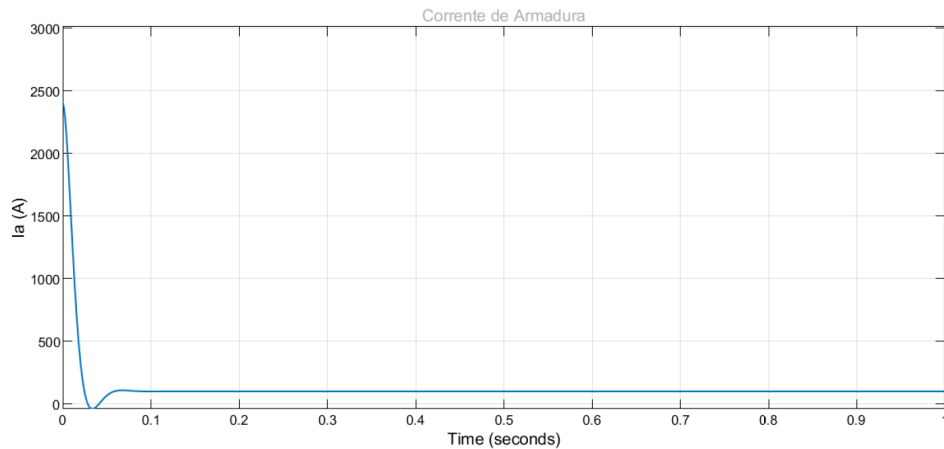
Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Figura 4.3 – Velocidade do motor ME0708 alimentado com 24 V.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Figura 4.4 – Corrente de armadura do motor ME0708 alimentado com 24 V.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Os resultados para a máquina operando em regime permanente estão compilados na tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Resultados da simulação da máquina em regime permanente alimentada com uma tensão de 24 V.

Velocidade de rotação	1690 RPM
Corrente de armadura	100 A
Torque	13 N.m

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

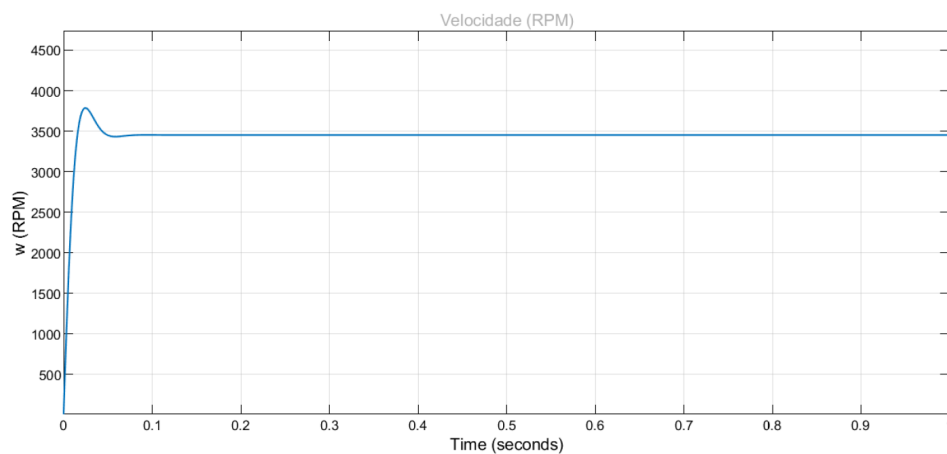
Com os resultados obtidos na simulação, é possível observar que o motor possui uma velocidade de rotação muito abaixo da máxima recomendada, mostrada na tabela 4.3. Aliado a isso, ainda existem perdas mecânicas dos sistemas de transmissão e propulsão que fazem com que a velocidade real de rotação da hélice seja menor.

Ainda, a simulação mostra a corrente de partida do motor sem a utilização de nenhum tipo de suavização na aceleração. Esta corrente mostra que a única limitação na partida é a resistência de armadura do motor.

5 SISTEMA ELÉTRICO PROPOSTO

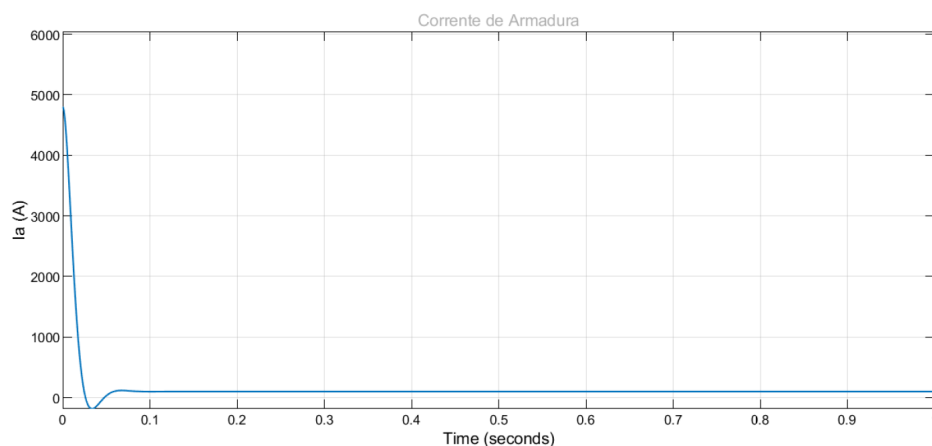
Para otimizar o sistema elétrico da embarcação, são propostas algumas mudanças na forma de utilização dos componentes. Recentemente a equipe obteve 4 baterias novas do mesmo modelo utilizado, permitindo assim conectá-las em uma nova configuração. Como observado na folha de dados do motor, o mesmo pode operar com uma tensão de até 48 V. Através da simulação mostrada na figura 4.2 com uma alimentação de 48V é obtido os resultados mostrados nas figuras 5.1 e 5.2

Figura 5.1 – Velocidade do motor ME0708 alimentado com 48 V.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Figura 5.2 – Corrente de armadura do motor ME0708 alimentado com 48 V.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Desta forma os resultados obtidos se encontram na tabela 4.4.

Tabela 5.1 – Resultados da simulação da máquina com alimentação de 48 V em regime permanente.

Velocidade de rotação	3450 RPM
Corrente de armadura	100 A
Torque	13 N.m

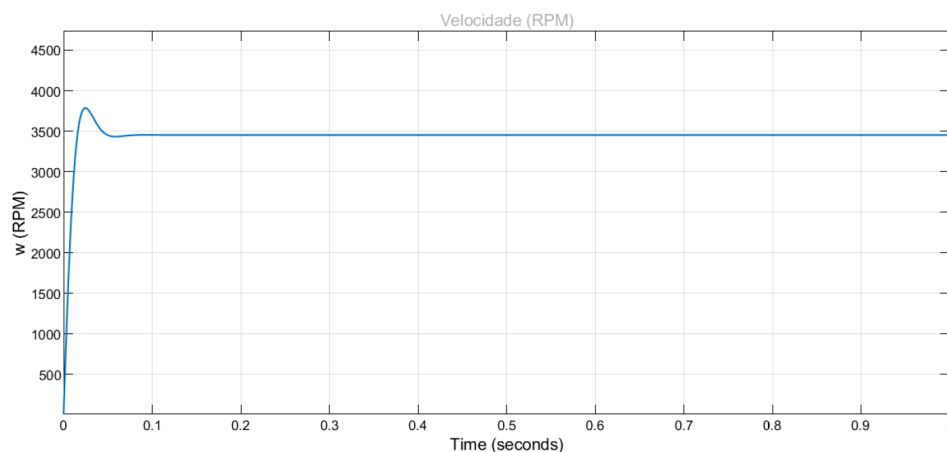
Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Com a comparação dos resultados mostrados na tabela 4.4 com os da tabela 5.1, conclui-se que simplesmente ao aumentar a tensão de alimentação do motor, é obtido uma velocidade de rotação maior para o mesmo torque gerado.

A corrente em regime permanente se mantém constante, pois como mostra a equação 2.2, esta depende do torque gerado pela máquina. Por outro lado, a corrente de partida aumenta devido o aumento da tensão aplicada nos terminais do motor, sendo então necessário um novo dimensionamento da proteção do sistema elétrico.

Como mostrado na tabela 4.2, quando as baterias estão se esgotando, a tensão das mesmas é de aproximadamente 10,5 V. Sendo assim, em algumas situações, o motor pode estar operando com uma tensão de 42 V em seus terminais. Para analisar a influencia desta queda de tensão na velocidade, uma nova simulação foi feita com o motor sendo alimentado com 42 V. Esta pode ser observada na figura 5.3.

Figura 5.3 – Velocidade do motor ME0708 alimentado com 42 V.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Os resultados obtidos na simulação estão compilados na tabela 5.2.

Tabela 5.2 – Resultados da simulação da máquina com alimentação de 42 V em regime permanente.

Velocidade de rotação	3012 RPM
Corrente de armadura	100 A
Torque	13 N.m

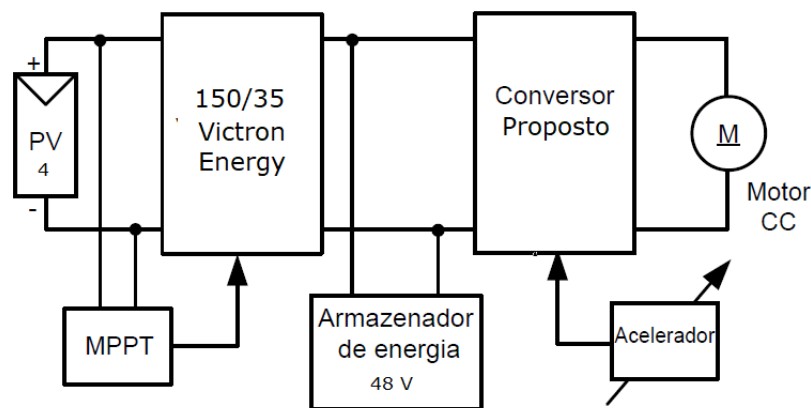
Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

A perda de velocidade devido a tensão baixa no banco de baterias é de aproximadamente 438 RPM, este valor não leva em conta quedas de tensão nos componentes do conversor, o que ocasionaria em uma perda de velocidade maior.

Em momentos finais das provas, todas as equipes possuem uma perda de velocidade devido a baixa carga das baterias, sendo assim, a equipe que conseguir contornar este problema, possui uma pequena vantagem.

Assim, diagrama de blocos do novo sistema pode ser observado na figura 5.4.

Figura 5.4 – Diagrama de blocos do sistema elétrico proposto.



Fonte: Adaptado de Catafesta (2012, p. 34).

Esta sessão apresenta as mudanças propostas no sistema elétrico do catamarã, e conclui-se que alimentando o motor com 48 V, é possível obter mais que o dobro de velocidade, em comparação com uma alimentação de 24 V. No entanto, é necessário fazer o projeto de um novo conversor de potência para fazer este acionamento, e este deve possuir características que minimiza as perdas de velocidade do motor devido a não idealidades nos equipamentos do sistema.

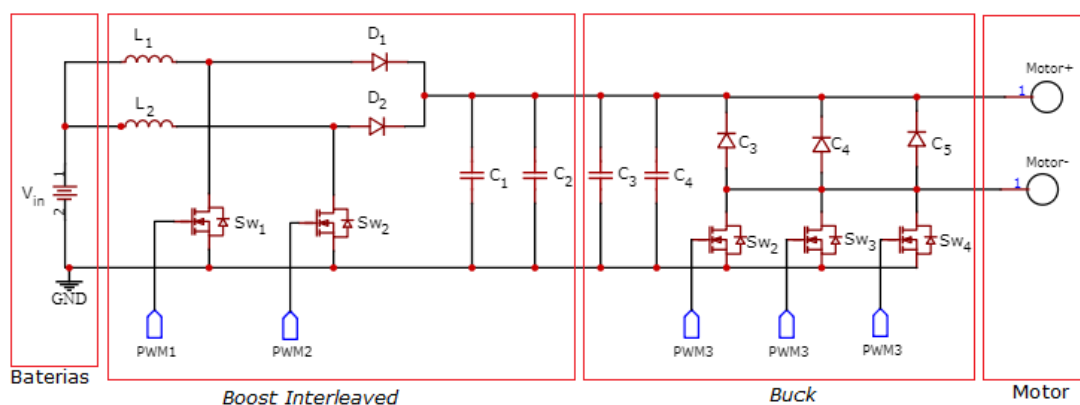
6 CONVERSOR PROPOSTO

O novo conversor deve proporcionar uma tensão de saída de 48 V para o motor, e como a equipe utiliza atualmente um controlador de carga para realizar o MPPT comercial, não há mais a necessidade de projetar um destes. Assim, é possível criar uma placa de circuito impresso que contenha somente o conversor que controla a velocidade do motor, desta forma, criando um sistema modular e obter uma maior facilidade para eventuais manutenções.

Como pode ser observado na tabela 4.2, quando descarregadas, as baterias possuem uma tensão mínima de 10,5 V, e quando conectadas em série, a tensão é de 42 V. Aliado a isso, os componentes do conversor geram quedas de tensão indesejadas. Logo, no momento em que as baterias estão quase descarregadas a tensão nos terminais do motor é muito inferior a tensão desejada de 48 V. Para contornar esta situação, é necessário um conversor que possibilite a elevação da tensão.

O conversor proposto para suprir as necessidades da embarcação durante uma competição é composto da integração de um conversor *boost interleaved* e um *buck*. A topologia pode ser observada na figura 6.1.

Figura 6.1 – Esquemático do conversor proposto.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

O *boost interleaved* e o *buck* operam em momentos diferentes, dependendo do nível de tensão no banco de baterias e da estratégia que a equipe deseja utilizar.

A situação 1, leva em conta que a tensão de entrada é maior ou igual a 48 V, e então o conversor elevador não opera, ou seja, Sw_1 e Sw_2 não conduzem em nenhum momento. Os indutores, L_1 e L_2 , juntamente com os capacitores atuam como um filtro para a corrente de

entrada e Sw_3 , Sw_4 e Sw_5 comutam com um *duty cycle* variável para fazer o controle da tensão de saída entre 0V e 48V. Especificamente nesta situação, é analisado o conversor abaixador operando com um *duty cycle* unitário

Na situação 2, a tensão de entrada é inferior a 48 V e é necessário utilizar a velocidade máxima do motor para fazer uma ultrapassagem ou finalizar a corrida em menor tempo. Esta é a situação em que o conversor elevador opera, ou seja, Sw_1 e Sw_2 comutam para fixar a tensão da saída em 48 V. Enquanto isto, o conversor abaixador para de comutar, mantendo Sw_3 , Sw_4 e Sw_5 sempre conduzindo com o intuito de fechar o circuito.

É analisado ainda uma terceira situação, que se caracteriza como o limiar de tensão sobre o motor para o mesmo começar a operar. Este toma como base uma tensão de entrada de 48 V e uma tensão de saída sobre o motor de 12 V. Desta forma, o conversor elevador atua como citado na situação 1, onde os transistores não comutam e os indutores e capacitores operam como um filtro para a corrente de entrada, já o conversor abaixador trabalha com um *duty cycle* de 0,25.

Este conversor apresenta a vantagem de permitir a regulação da tensão de entrada para o nível desejado na saída, seja esta maior ou menor. Além disto, esta topologia utiliza um filtro para a corrente de entrada, o que aumenta a vida útil da bateria. As conexões são facilitadas devido a utilização de uma placa de circuito impresso exclusiva, o que também trás uma maior facilidade para realizar manutenções durante a competição.

Por outro lado, esta topologia utiliza um maior número de semicondutores, e o comando dos transistores é mais complexo.

6.1 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

Para o dimensionamento dos componentes, é necessário utilizar o valor da situação que apresenta o pior caso no equacionamento. A situação 1 e 3 levam em consideração a tensão de entrada de 48 V, pois é a tensão nominal das baterias e a situação 2 leva em conta a tensão de entrada de 42 V, pois esta é a situação limite da tensão do banco de baterias. As especificações do projeto estão na tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Especificações do projeto para cada situação

	Situação 1	Situação 2	Situação 3
Tensão de entrada	48 V	42 V	48V
Frequência de comutação	30 kHz	30 kHz	30 kHz
Potência de saída	4800 W	4800 W	1200 W
Tensão de saída máxima	48 V	48 V	12 V
Corrente da Carga	100 A	100 A	100 A
Variação de corrente nos indutores de entrada	20%	20%	20%
Variação de tensão de tensão nos capacitores	1%	1%	1%

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

6.1.1 Projeto *boost interleaved*

O projeto do *boost interleaved* leva em consideração a situação 2 apresentada na sessão 6, pois é nesta situação onde este conversor estará operando. Este projeto será composto de 2 indutores, e para garantir a sobreposição da corrente destes, o atraso necessário entre os comandos da chave SW1 e SW2 é de 180°. Utilizando a equação 3.14 é possível obter o duty cycle máximo deste conversor.

$$0 < d_1 < 0,125 \quad (6.1)$$

Para o cálculo do indutor, utiliza-se da equação 3.19, isolando o valor da indutância em função da variação de corrente no indutor, da corrente média, da frequência, do *duty cycle* e da tensão de saída. É a situação 2 a qual este indutor terá a maior corrente, devido a tensão de entrada ser a menor.

$$I_L = \frac{P_o}{2V_{in_{min}}} = 57,15 \text{ A} \quad (6.2)$$

$$L = 15,313 \text{ } \mu\text{H} \quad (6.3)$$

O valor da indutância crítica que fará com que este conversor opere em modo descontínuo é obtida através da equação 3.17.

$$L_{crit} = 1,34 \text{ } \mu\text{H} \quad (6.4)$$

Os valores máximos e mínimos de corrente nos indutores são encontrados através da equação 3.20, sendo que para o valor mínimo basta fazer a subtração do valor da variação de corrente.

$$I_{Lmax} = 62,857 \text{ A} \quad (6.5)$$

$$I_{Lmin} = 51,429 \text{ A} \quad (6.6)$$

Para o cálculo do capacitor, é utilizado a equação 6.7 obtida para o *boost* em Martins e Barbi (2006, p. 90).

$$C = \frac{I_o}{fs\Delta V_o V_o} \frac{V_o - V_{in}}{V_o} \quad (6.7)$$

$$C = 868 \mu\text{F} \quad (6.8)$$

Este valor é utilizado somente como referência como o menor valor de capacitor que pode ser utilizado, no entanto, neste projeto, são utilizado 4 capacitores em paralelo com a capacitância de 1000 μF cada. Esta escolha é realizada com o objetivo de diminuir a resistência série equivalente destes componentes e consequentemente as perdas, que são discutidas no capítulo 7.

Após o dimensionamento dos componentes do conversor, é necessário definir os esforços de corrente em cada uma das situações. Para a primeira situação, a corrente e a tensão de entrada é exatamente igual a da carga.

$$I_{in1} = 100 \text{ A} \quad (6.9)$$

Na segunda situação, a tensão de entrada é inferior a tensão da carga, consequentemente, para equilibrar a transferência de energia, a corrente de entrada é maior que a da carga, e pode ser definida através da equação 3.15.

$$I_{in2} = 114,28 \text{ A} \quad (6.10)$$

Na terceira etapa, a tensão da carga é menor que a tensão da fonte, assim, a corrente da fonte é menor que a da carga. Esta pode ser calculada pela equação 3.5.

$$I_{in3} = 25 \text{ A} \quad (6.11)$$

Para os esforços nos semicondutores, são analisadas as três situações, e utilizando as equações 3.21 até 3.26 são definidos estes valores. A tabela 6.2 mostra estes esforços.

Tabela 6.2 – Esforços dos semicondutores do conversor elevador.

	Situação 1	Situação 2	Situação 3
$I_{sw1_{med}}$	0 A	7,14 A	0 A
$I_{sw2_{med}}$	0 A	7,14 A	0 A
$I_{sw1_{ef}}$	0 A	20,20 A	0 A
$I_{sw2_{ef}}$	0 A	20,20 A	0 A
$I_{d1_{med}}$	50 A	50 A	12,5 A
$I_{d2_{med}}$	50 A	50 A	12,5 A
$I_{d1_{ef}}$	50 A	53,45 A	12,5 A
$I_{d2_{ef}}$	50 A	53,45 A	12,5 A
V_{sw1}	48 V	48 V	48 V
V_{sw2}	48 V	48 V	48 V
V_{d1}	0 V	-48 V	0 V
V_{d2}	0 V	-48 V	0 V

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

6.1.2 Projeto *buck*

O projeto do conversor Buck consiste em analisar os esforços nos semicondutores, pois para a indutância de saída será utilizado a indutância do próprio motor.

É necessário calcular a indutância crítica para este conversor, afim de definir qual modo de operação o mesmo se encontra. Esta pode ser calculada pela equação 3.13.

$$L_{crit} = 2 \mu H \quad (6.12)$$

O motor possui uma indutância de $60 \mu H$, logo a condução contínua é satisfeita. A figura 6.1 mostra que o conversor abaixador utiliza três transistores e três diodos. Esta escolha é feita para minimizar as perdas e garantir que os componentes trabalhem com uma temperatura suportável.

O cálculo dos esforços é feito através das equações 3.6 até 3.11. Como realizado no projeto do conversor elevador, são feitos os cálculos para as três situações descritas. A tabela 6.3 mostra os valores para as duas situações.

Tabela 6.3 – Esforços dos semicondutores do conversor abaixador.

	Situação 1	Situação 2	Situação 3
$I_{sw_{med}}$	33,33 A	33,33 A	8,33 A
$I_{sw_{ef}}$	33,33 A	33,33 A	16,66 A
$I_{d_{med}}$	0 A	0 A	25 A
$I_{d_{ef}}$	0 A	0 A	28,86 A
V_{sw}	0 V	0 V	48 V
V_d	-48 V	-48 V	-48 V

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Este conversor possui um filtro LC de entrada formado pelos 2 indutores e pelos 4 capacitores do conversor *boost interleaved*. Este filtro tem influência na corrente de entrada somente na situação 3, sendo que é nesta situação que as chaves Sw_3 , Sw_4 e Sw_5 comutam.

Como explica Martins e Barbi (2006, p. 44), devido a presença deste filtro, a corrente no indutor apresenta uma componente alternada que tem relação com a variação de tensão no capacitor. A variação de tensão no capacitor pode ser encontrada através da relação 6.13 e a amplitude da componente alternada da corrente de entrada é encontrada através da expressão 6.14.

$$\frac{\Delta V_c}{2} = \frac{(1-d)d}{2Cfs} I_o \quad (6.13)$$

$$\frac{\Delta I_{in3}}{2} = \frac{8(\frac{\Delta V_c}{2})}{2\pi^3 fs L_{eq1,2}} \quad (6.14)$$

Assim, utilizando as equações 6.13 e 6.14 é encontrado estas variações.

$$\Delta V_c = 0,156 \text{ V} \quad (6.15)$$

$$\Delta I_{in3} = 0,088 \text{ A} \quad (6.16)$$

É importante calcular também a frequência de ressonância deste filtro através da equação 6.17.

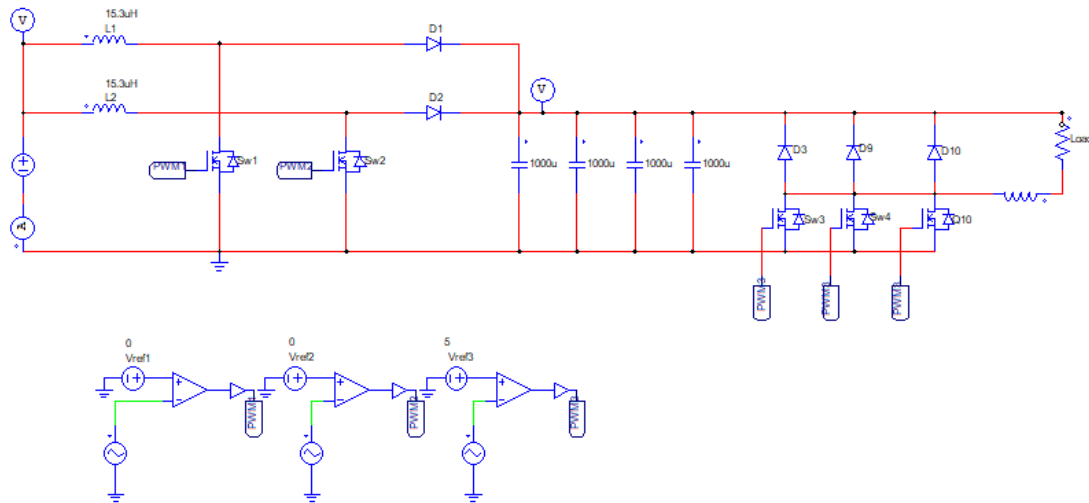
$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq1,2}C}} \quad (6.17)$$

$$f = 909\text{Hz} \quad (6.18)$$

6.2 SIMULAÇÕES

Com o objetivo de validar os cálculos são realizadas simulações com o conversor operando nos diferentes cenários. O circuito simulado se encontra na figura 6.2.

Figura 6.2 – Circuito simulado.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Para simular o motor, é utilizado uma indutância, com o valor da indutância dos enrolamentos de armadura do mesmo, e uma resistência que varia dependendo do ponto de operação do conversor, para que a corrente simulada seja coerente com o modelo real.

6.2.1 Simulação 1 - tensão de entrada 48 V

Neste primeiro caso, assume-se que as baterias estão carregadas, e o conversor tem como objetivo controlar a tensão sobre o motor entre 0 V e 48 V. Inicialmente é simulado a situação 1, a tabela 6.4 mostra o comando para os transistores nesta situação.

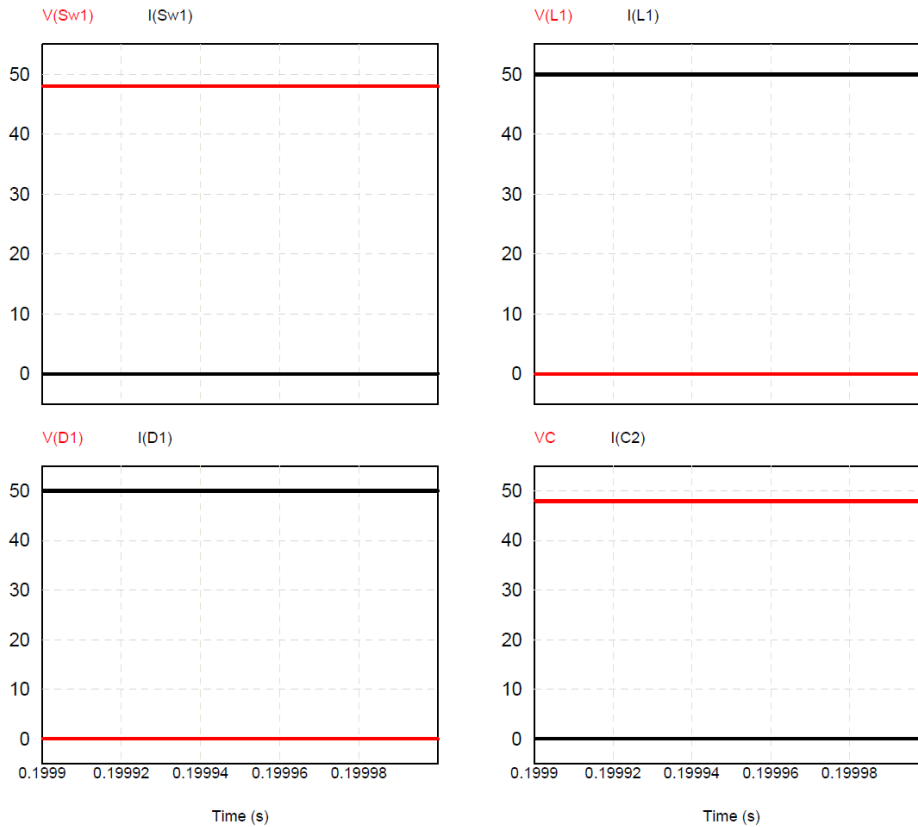
Tabela 6.4 – Comando dos transistores para a situação 1.

Sw_1	Não conduz
Sw_2	Não conduz
Sw_3	Conduz
Sw_4	Conduz
Sw_5	Conduz

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Este é o caso onde os diodos D_1 e D_2 do conversor elevador conduzem toda a corrente necessária para a carga. A figura 6.3 mostra as formas de onda sobre os semicondutores do conversor elevador.

Figura 6.3 – Tensão e corrente dos componentes do conversor elevador para a situação 1.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

É notável que devido as chaves Sw_1 e Sw_2 não comutarem, os indutores L_1 e L_2 , assim como os diodos D_1 e D_2 , funcionam como um curto-circuito. Já os capacitores operam como um circuito aberto, devido as chaves Sw_3 , Sw_4 e Sw_5 estarem sempre conduzindo.

A tabela 6.5 mostra uma comparação entre os valores calculados e simulados.

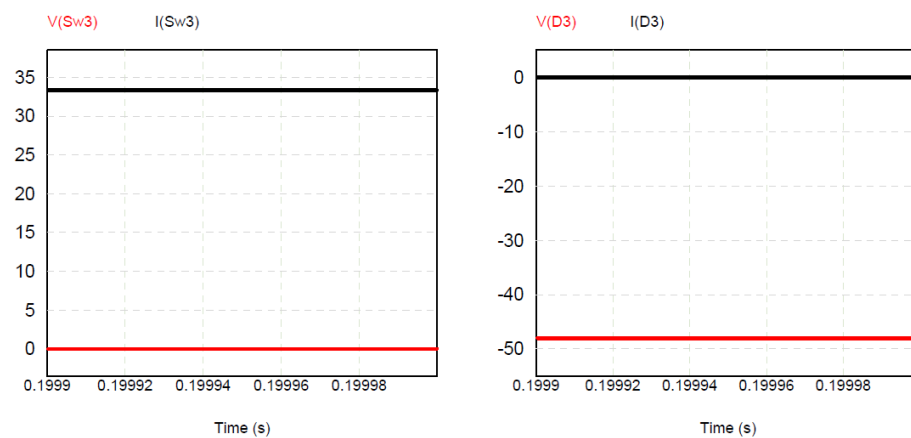
Tabela 6.5 – Comparação dos principais valores do conversor elevador para a situação 1.

	Teórico	Simulado
Tensão máxima sobre a chave	48 V	48 V
Corrente média sobre a chave	0 A	0 A
Corrente eficaz sobre a chave	0 A	0 A
Corrente máxima sobre a chave	0 A	0 A
Tensão reversa máxima no diodo	0 V	0 V
Corrente média no diodo	50 A	50 A
Corrente eficaz no diodo	50 A	50 A
Corrente máxima no diodo	50 A	50 A

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

A figura 6.4 mostra as formas de onda nos semicondutores do conversor abaixador para a situação 1.

Figura 6.4 – Tensão e corrente dos semicondutores do conversor abaixador para a situação 1.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Como para esta situação, as chaves Sw_3 , Sw_4 e Sw_5 operam com um *duty cycle* unitário, os diodos de roda livre não entram em condução em nenhum momento.

A tabela 6.6 mostra uma comparação entre os valores calculados e simulados.

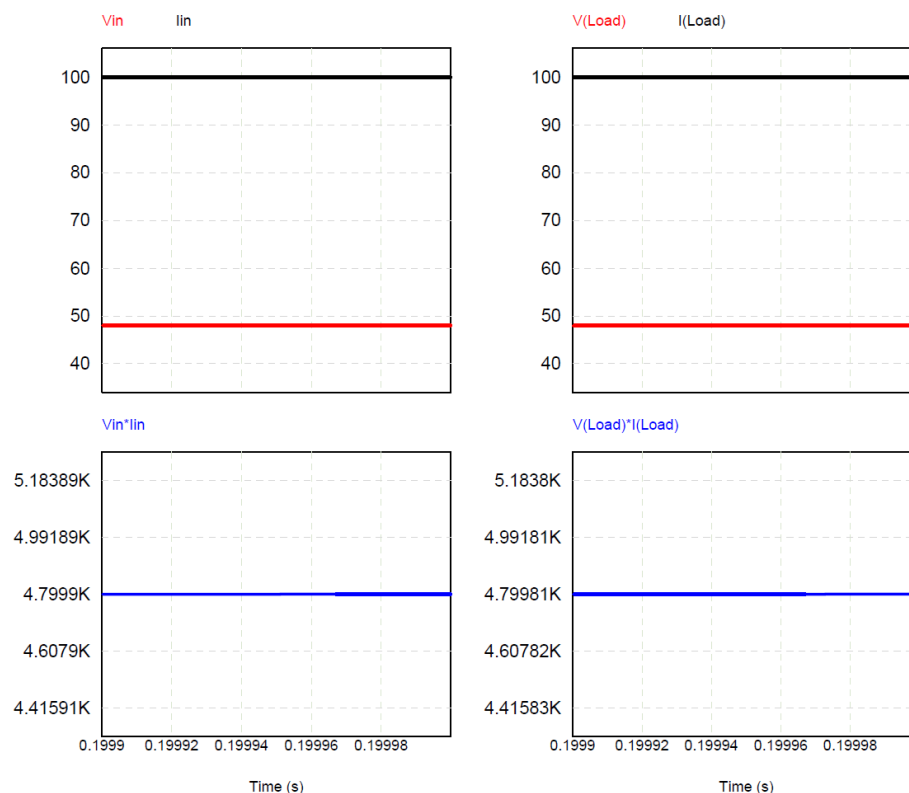
Tabela 6.6 – Comparação dos principais valores do conversor abaixador para a situação 1.

	Teórico	Simulado
Tensão máxima sobre a chave	0 V	0 V
Corrente média sobre a chave	33,33 A	33,33 A
Corrente eficaz sobre a chave	33,33 A	33,33 A
Corrente máxima sobre a chave	33,33 A	33,33 A
Tensão reversa máxima no diodo	-48 V	-48 V
Corrente média no diodo	0 A	0 A
Corrente eficaz no diodo	0 A	0 A
Corrente máxima no diodo	0 A	0 A

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

A figura 6.5 mostra a tensão e a corrente de entrada e na carga, e as potências nestes dois pontos para a situação 1.

Figura 6.5 – Tensão, corrente e potência de entrada e na carga para a situação 1.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Nesta situação, nenhum dos conversores comuta e pode-se simplesmente considerar que a fonte de alimentação está diretamente conectada com a carga.

A tabela 6.7 mostra os valores obtidos na simulação.

Tabela 6.7 – Principais valores da tensão e corrente de entrada e na carga da simulação da situação 1.

Tensão de entrada	48 V
Corrente de entrada	100 A
Tensão na carga	48 V
Corrente na carga	100 A
Potência de entrada	4800 W
Potência de saída	4800 W

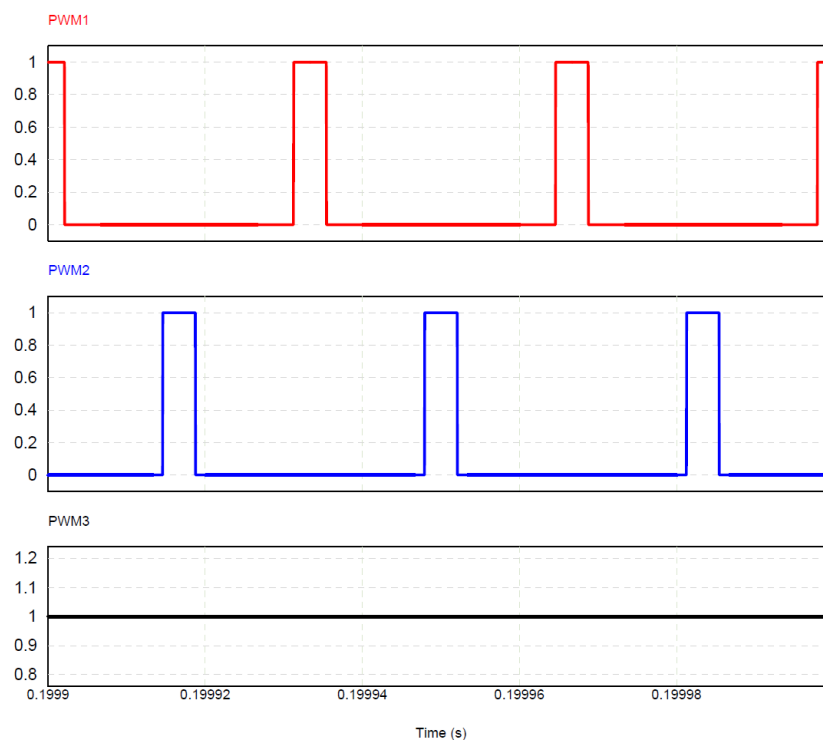
Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

6.2.2 Simulação 2 - tensão de entrada 42V

Na segunda simulação, é considerado o momento em que as baterias estão com o valor próximo do limite mínimo, e é requerida a tensão máxima sobre o motor. Assim, o comando é para que os transistores do conversor elevador comutem e os transistores do conversor abaixador conduzam o tempo todo.

O comando para os transistores do conversor podem ser observado na figura 6.6. É possível notar que o comando para os transistores Sw_1 e Sw_2 possuem uma defasagem de 180° , sendo esta necessária para a sobreposição da corrente dos indutores de entrada.

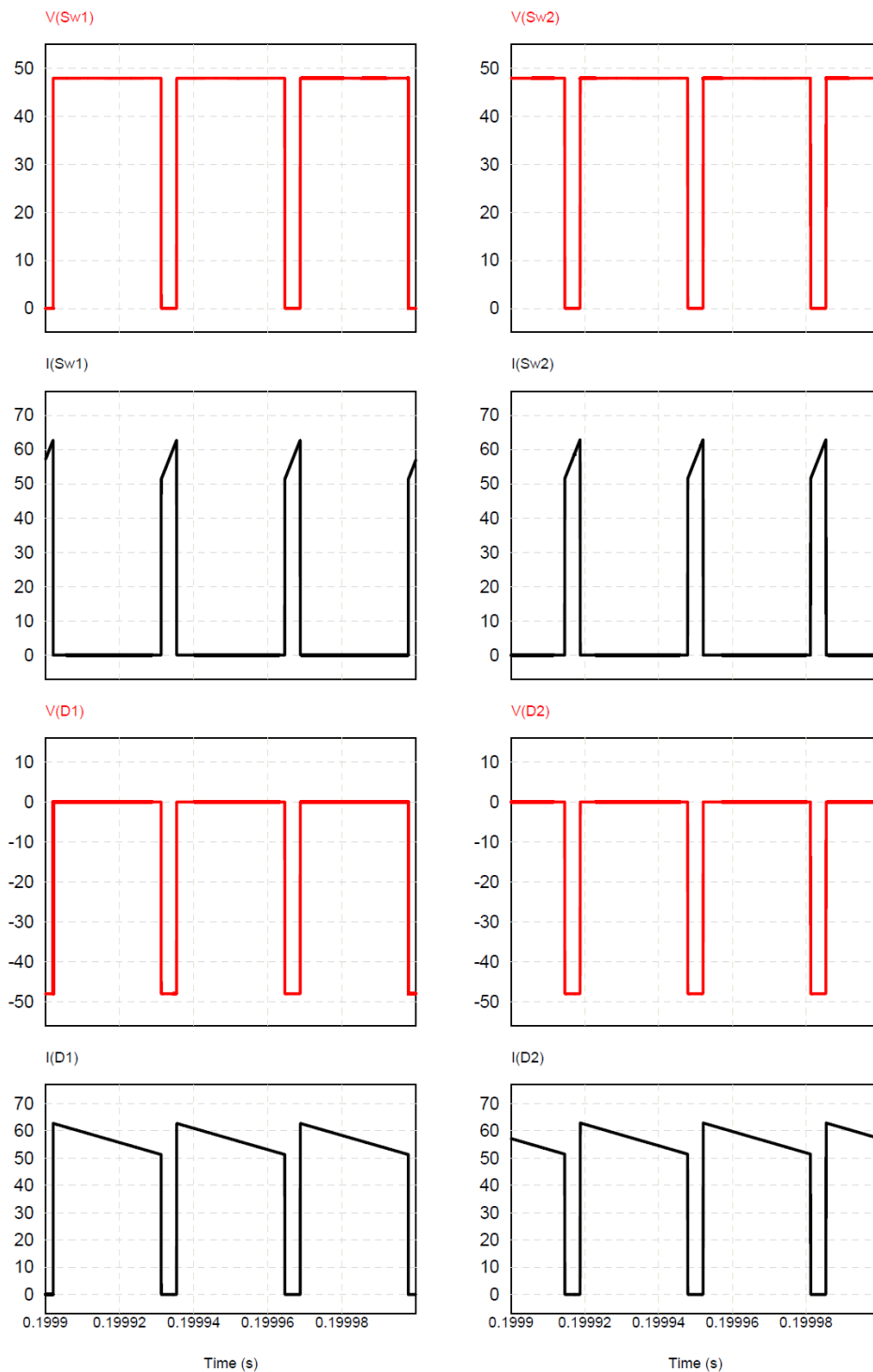
Figura 6.6 – Comando dos transistores para a situação 2.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Na figura 6.7 são mostradas as formas de onda dos semicondutores do conversor elevador.

Figura 6.7 – Formas de onda dos semicondutores do conversor elevador para a situação 2.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Através das formas de onda da figura 6.7 é notável a defasagem da condução dos semicondutores que caracteriza o *boost interleaved*.

A tabela 6.8 compara os valores da simulação com os calculados.

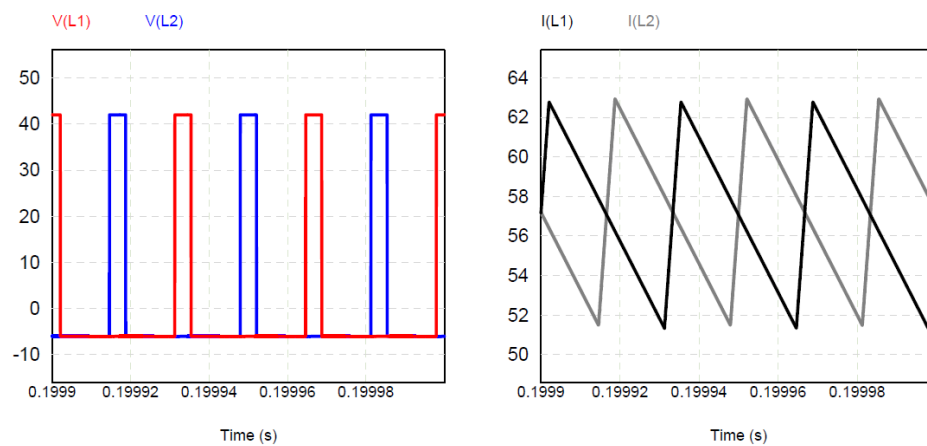
Tabela 6.8 – Comparação dos principais valores do conversor elevador para a situação 2.

	Teórico	Simulado
Tensão máxima sobre a chave	48 V	47,98 V
Corrente média na a chave	7,143 A	7,18 A
Corrente eficaz na a chave	20,203 A	20,27 A
Tensão reversa máxima no diodo	-48 V	-48 V
Corrente média no diodo	50 A	50,40 A
Corrente eficaz no diodo	53,45 A	53,68 A

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

A tensão e corrente nos indutores seguem esta defasagem, e estas podem ser observadas na figura 6.8.

Figura 6.8 – Tensão e corrente nos indutores do conversor elevador para a situação 2.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Observa-se que as correntes nos indutores se sobrepõem como esperado. A tabela 6.9 apresenta os valores obtidos para os indutores.

Tabela 6.9 – Valores de tensão e corrente obtidos para os indutores do conversor elevador para a situação 2.

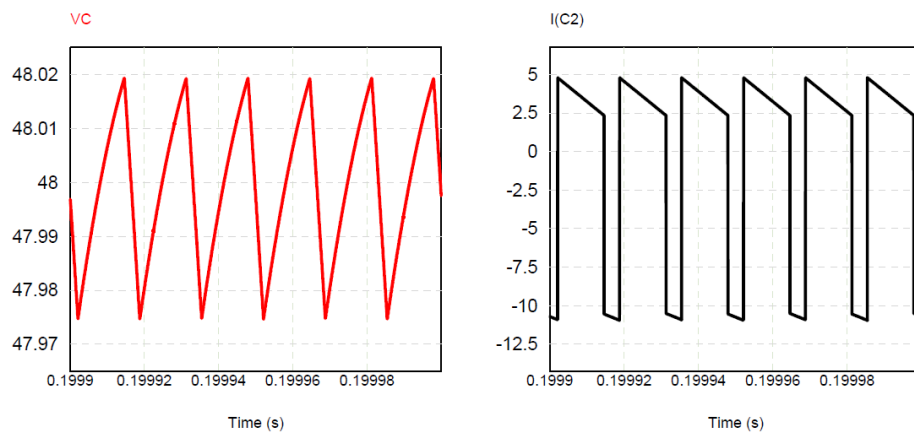
Tensão máxima	42 V
Tensão mínima	-6 V
Corrente máxima	62,7 A
Corrente mínima	51,3 A
Corrente média	57 A
Variação de corrente	20 % A

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Os semicondutores do conversor abaixador apresentam as mesmas formas de onda apresentadas para a simulação 1 na figura 6.4 e os mesmos valores apresentados na tabela 6.6, sendo que a forma de operação destes não muda de uma situação para a outra.

Nesta situação, no momento em que, ou o transistor Sw_1 ou o transistor Sw_2 estão conduzindo, somente um dos indutores está transferindo energia para a carga, sendo assim, é necessário uma compensação dos capacitores. As formas de onda sobre este componente pode ser visualizada na figura 6.9.

Figura 6.9 – Tensão e corrente nos capacitores para a situação 2.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Esta simulação mede a corrente de somente um capacitor, porém, é importante lembrar que o circuito possui 4 destes em paralelo. Os valores encontrados estão compilados na tabela 6.10.

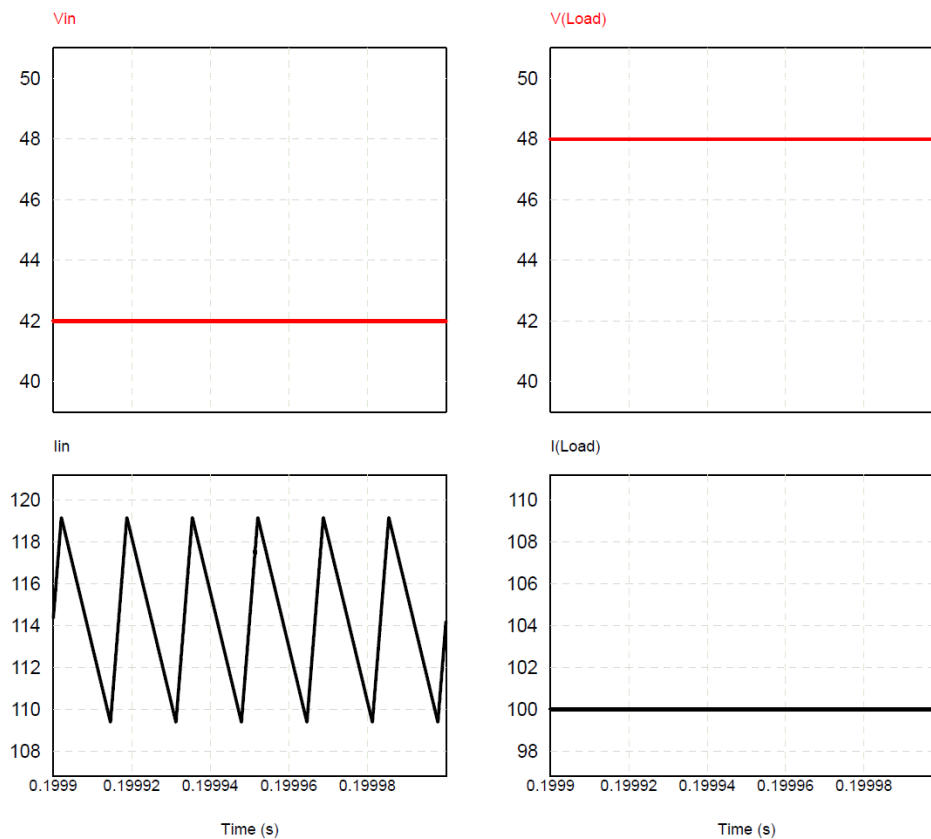
Tabela 6.10 – Valores encontrados na simulação para o capacitor na situação 2.

Tensão média	48 V
Tensão máxima	48,02 V
Tensão mínima	47,97 V
Variação de tensão	0,1 %
Corrente eficaz	6,21 A

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

A tensão, corrente e potência de entrada e na carga podem ser visualizadas na figura 6.10.

Figura 6.10 – Formas de onda da tensão e da corrente de entrada para a situação 2.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

É possível observar que mesmo com a tensão de entrada em 42 V, é possível obter a tensão de saída desejada. Além disso, a variação da corrente de entrada é menor que a variação de corrente nos indutores, devido a sobreposição das correntes característica do conversor *boost interleaved*. A tabela 6.11 apresenta os resultados desta simulação.

Tabela 6.11 – Valores de tensão e corrente de entrada e na carga para a situação 2

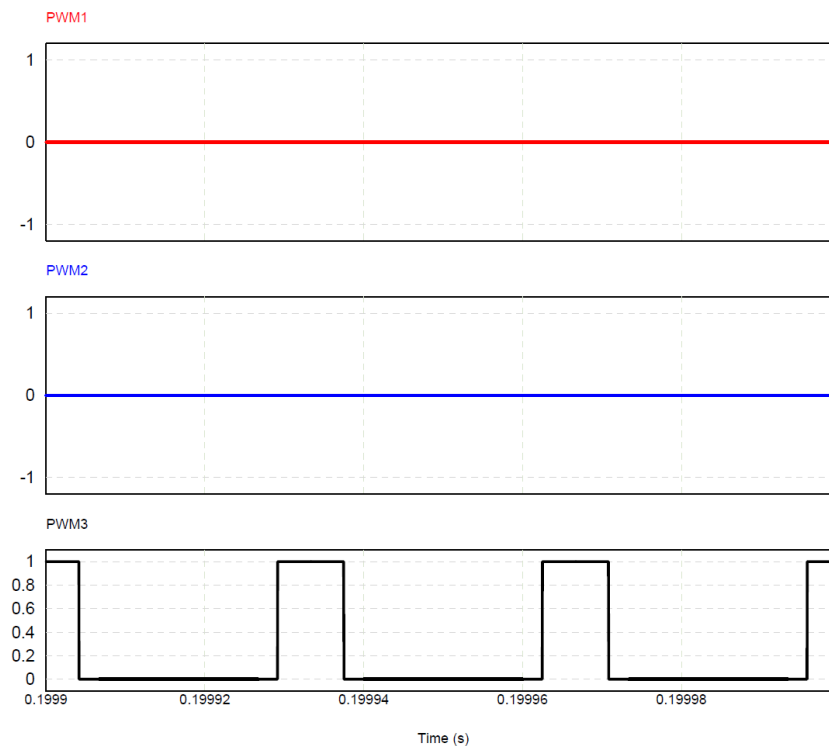
Tensão de entrada	42 V
Corrente máxima de entrada	119,1 A
Corrente mínima de entrada	109,4 A
Corrente média de entrada	114,3
Variação de corrente de entrada	8,4 %
Tensão de saída	48 V
Corrente média de saída	100 A

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

6.2.3 Simulação 3 - tensão de entrada 48V e duty cycle do conversor abaixador diferente do unitário

Como citado na sessão 6.1.2, em certos momentos o conversor abaixador pode operar com um *duty cycle* não unitário. Para analisar esta situação, são realizadas simulações com um *duty cycle* dos transistores do conversor abaixador de 0,125, valor referente a uma tensão de 12 V na carga. Os comandos dos transistores podem ser observados na figura 6.11

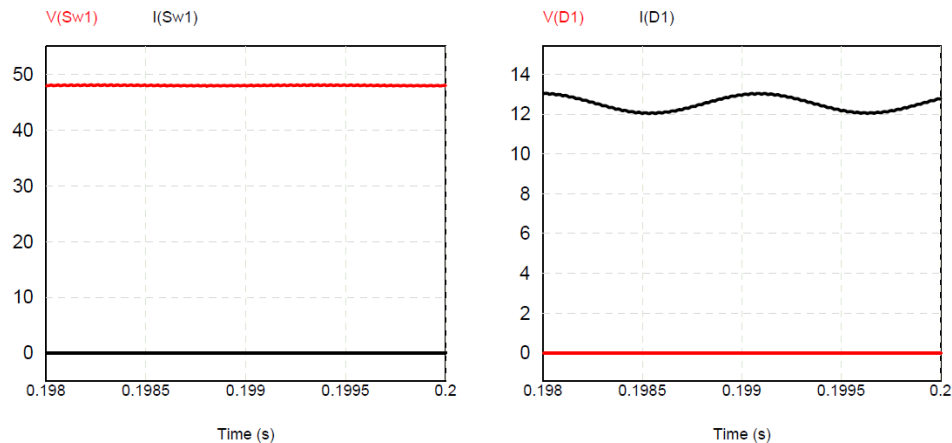
Figura 6.11 – Comando dos transistores para a situação 3.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

As formas de onda sobre os semicondutores do conversor elevador são encontradas na figura 6.12

Figura 6.12 – Tensão e corrente nos semicondutores do conversor elevador para a situação 3.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Nesta situação, os indutores de entrada e os capacitores atuam como um filtro para a corrente de entrada. Devido a presença destes componentes, a corrente de entrada sofre uma deformação, tomando a forma senoidal de frequência igual a frequência de ressonância do filtro LC.

A tabela 6.12 mostra os valores encontrados na simulação.

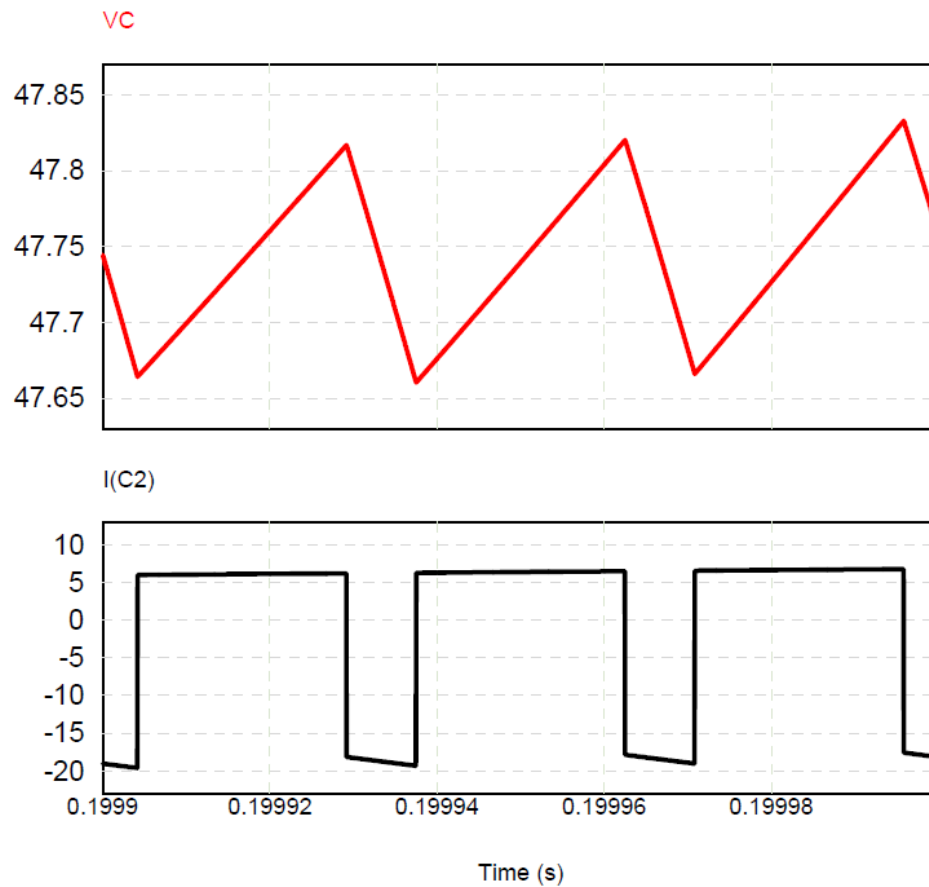
Tabela 6.12 – Comparação dos principais valores do conversor elevador para a situação 3.

	Teórico	Simulado
Tensão máxima sobre a chave	48 V	48 V
Corrente média sobre a chave	0 A	0 A
Corrente eficaz sobre a chave	0 A	0 A
Tensão reversa máxima no diodo	0 V	0 V
Corrente média no diodo	12,5 A	12,33 A
Corrente eficaz no diodo	12,5 A	12,51 A

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Como os transistores Sw_1 e Sw_2 não comutam, as correntes mostradas para o diodo do conversor elevador na figura 6.12 se repete no indutor. Porém, como explicado na sessão 6.1.2, existe uma variação da corrente no indutor referente a variação da tensão no capacitor. A figura 6.13 mostra as formas de onda da corrente e da tensão dos capacitores.

Figura 6.13 – Tensão e corrente nos capacitores do filtro LC para a situação 3.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

A tabela 6.13 mostra os valores encontrados na simulação para os capacitores na situação 3.

Tabela 6.13 – Valores encontrados na simulação para os capacitores na situação 3.

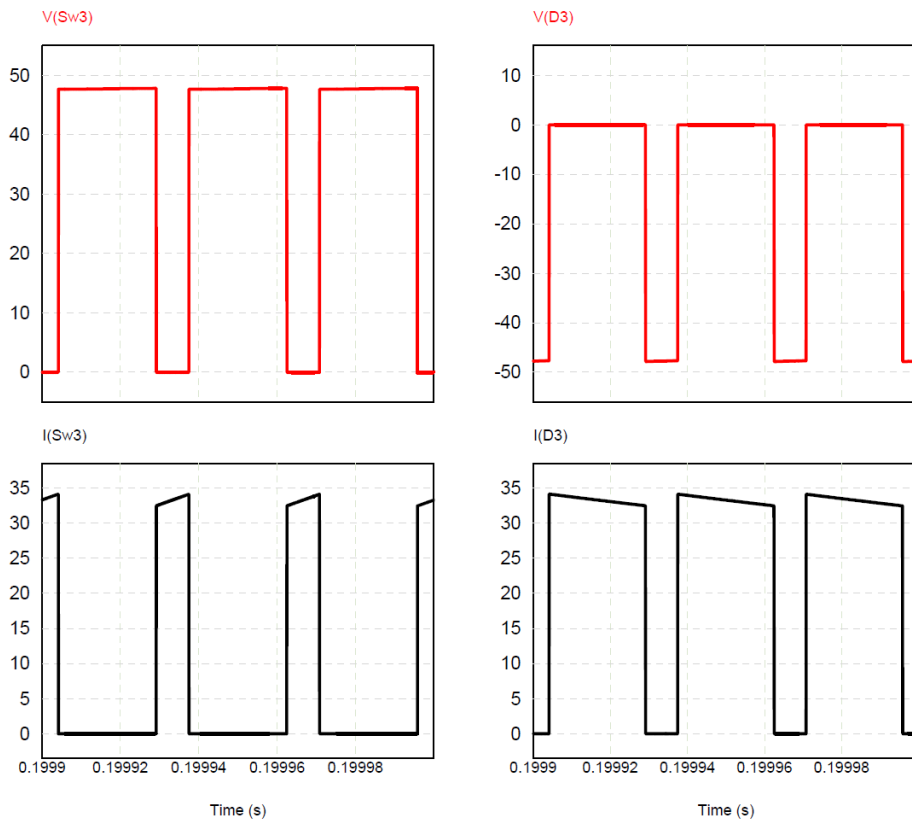
Tensão máxima	47,83 V
Tensão mínima	47,66 V
Tensão média	47,74 V
Variação de tensão	170 mV
Corrente eficaz	9,24 A

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

É importante notar que os capacitores devem fornecer a corrente necessária para a carga no momento em que S_{w3} , S_{w4} e S_{w5} estão bloqueadas.

A figura 6.14 mostra a tensão e a corrente sobre os semicondutores do conversor abaixador.

Figura 6.14 – Tensão e corrente nos semicondutores do conversor abaixador para a situação 3.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Esta é a situação onde os diodos D_3 , D_4 e D_5 conduzem a corrente da carga por um maior tempo. A tabela 6.14 mostra os valores encontrados na simulação.

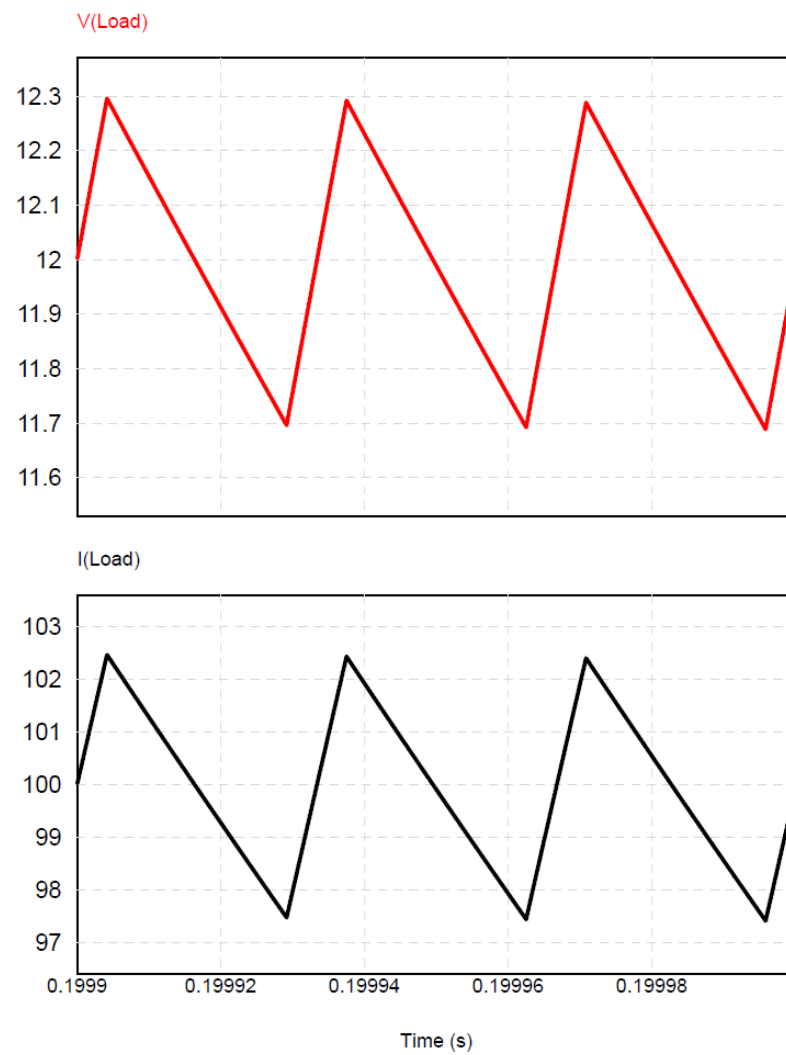
Tabela 6.14 – Comparação dos principais valores do conversor abaixador para a situação 3.

	Teórico	Simulado
Tensão máxima sobre a chave	48 V	48 V
Corrente média sobre a chave	8,33 A	8,56 A
Corrente eficaz sobre a chave	16,66 A	16,87 A
Tensão reversa máxima no diodo	-48 V	-48 V
Corrente média no diodo	25 A	24,70 A
Corrente eficaz no diodo	28,86 A	28,67 A

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

A tensão e corrente na carga podem ser observadas na figura 6.15.

Figura 6.15 – Tensão e corrente na carga para a situação 3.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

A tabela 6.15 mostra os valores para a simulação da carga

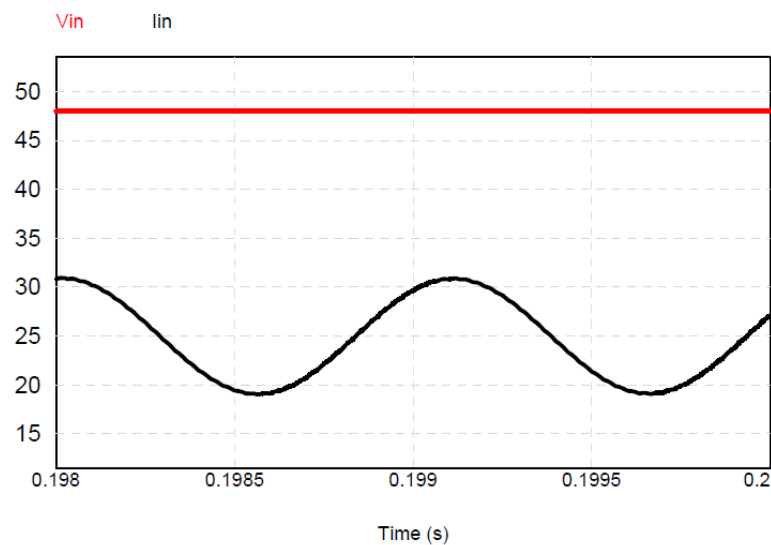
Tabela 6.15 – Valores encontrados na simulação para a carga na situação 3.

Tensão máxima	12,3 V
Tensão mínima	11,68 V
Tensão média	11,99 V
Variação de tensão	5 %
Corrente máxima	102,5 A
Corrente mínima	97,41 A
Corrente média	99,9 A
Variação de corrente	5 %

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

A corrente de entrada é dividida entre as duas fases do *boost interleaved*, e sofre a ação da ressonância do filtro LC, sendo assim, esta corrente tem o mesmo formato senoidal com uma frequência de aproximadamente 909 Hz, mostrada na figura 6.12. As formas de onda da tensão e da corrente de entrada podem ser observadas na figura 6.16.

Figura 6.16 – Tensão e corrente de entrada para a situação 3.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Os valores para a entrada se encontram na tabela 6.16.

Tabela 6.16 – Valores encontrados na simulação para a carga na situação 3.

Tensão de entrada	48 V
Corrente máxima	30,9 A
Corrente mínima	19 A
Corrente média	24,95

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

6.3 SELEÇÃO DE COMPONENTES

Para selecionar os componentes, além dos valores de tensão e corrente que cada um necessita suportar, é levado em consideração fatores externos, como por exemplo o local em que o conversor é colocado durante a competição. Sendo assim, é priorizado componente que possuam uma baixa perda de potência para evitar o aquecimento indevido dos mesmos. Os componentes selecionados estão descritos nas tabelas 6.17, 6.18, 6.19, 6.20, todas estas informações estão contidas nos *datasheets* dos mesmos.

Tabela 6.17 – Transístores utilizados no *boost interleaved* - IRFP4768Pbf.

Tensão máxima de bloqueio	250 V
Resistência série	0,0175 Ω
Corrente direta	93 A
Corrente máxima pulsada	370 A
Tempo de subida	160 nS
Tempo de descida	110 nS
Resistência térmica entre junção e encapsulamento	0,29 $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$
Resistência térmica entre encapsulamento e dissipador	0,24 $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$

Fonte: Adaptado de INFINEON (2016).

Tabela 6.18 – Transistores utilizados no *buck* - IRFP4568Pbf.

Tensão máxima de bloqueio	150 V
Resistência série	0,0059 Ω
Corrente direta	171 A
Corrente direta (100°C)	121 A
Corrente máxima pulsada	684 A
Tempo de subida	119 nS
Tempo de descida	84 nS
Resistência térmica entre junção e encapsulamento	0,29 $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$
Resistência térmica entre encapsulamento e dissipador	0,24 $\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$

Fonte: Adaptado de INTERNATIONAL RECTIFIER (2008).

Tabela 6.19 – Diodo utilizado - VS-80CPQ150-N3.

Tensão máxima reversa	150 V
Corrente direta	80 A
Queda de tensão	0,71 V

Fonte: Adaptado de VISHAY (2018).

Tabela 6.20 – Capacitores - B41505.

Capacitância	1000 μF
Tensão máxima	100 V
RSE	0,1 Ω

Fonte: Adaptado de TDK (2016).

6.3.1 Proteção

Como descrito nas regras apresentadas no capítulo 1 se faz necessário adicionar algumas proteções para eliminar riscos ao piloto e a equipe durante as provas.

O equipamento que realiza a conexão entre o banco de baterias e o conversor é o contator do modelo MZJ200a. As informações deste equipamento podem ser encontrados na tabela 6.21

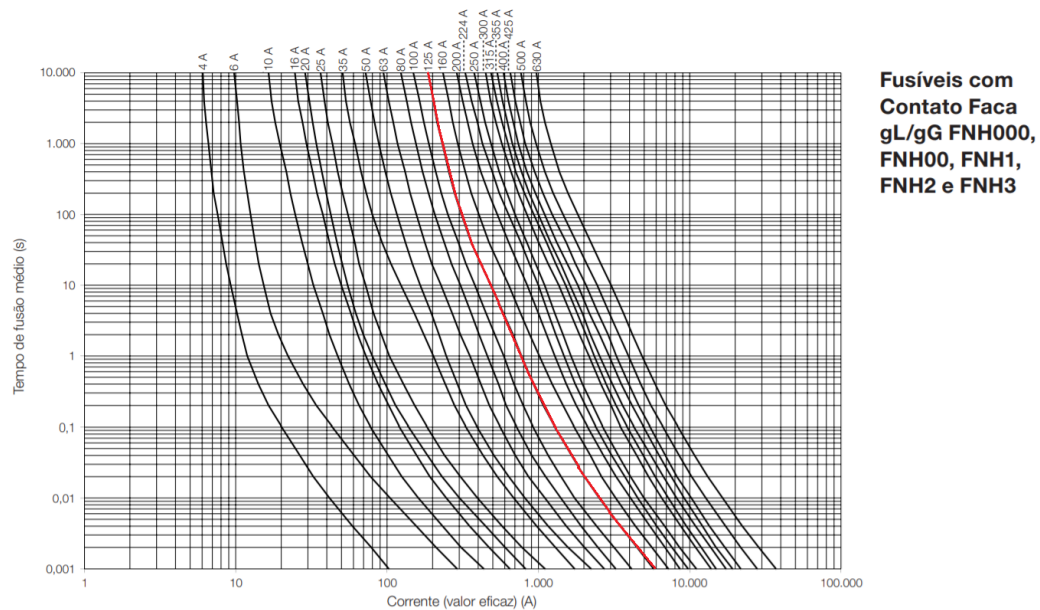
Tabela 6.21 – Contatora MZJ200a

Contato	Normal aberto
Tensão da bobina	12 V
Tensão máxima do contato	80 V
Queda de tensão nos contatos por 100 A	80 mV
Tempo para abrir os contatos	15 ms
Tempo para fechar os contatos	10 ms
Material do contato	AgCdO
Corrente típica de curto que pode ser aberta	1000 A por 5 ms

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Para a proteção deste circuito é utilizado o fusível fabricado pela WEG do modelo FNH00-125U. Este componente possui conexão do tipo faca e é do tipo retardado, e assim não abre o circuito devido a corrente de partida do motor. A figura 6.17 mostra a curva de tempo de fusão do fusível em relação a corrente.

Figura 6.17 – Curva de atuação do fusível FNH00-125U.



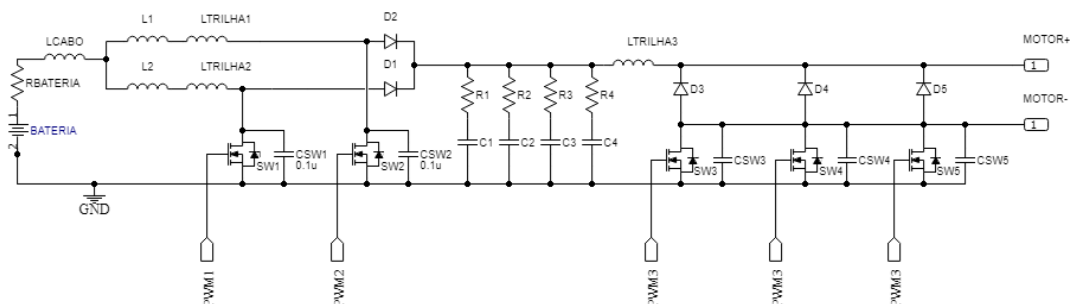
Fonte: Adaptado de WEG (2019, p. 26).

Para dimensionar este foi utilizado a simulação realizada para o motor no capítulo 5. Na figura 5.2 é possível observar que a corrente de partida chega a aproximadamente 50 vezes a corrente nominal, isso ocorre porque, no momento da partida, somente a resistência de armadura do motor limita a corrente.

Para proteger os componentes do circuito do conversor, é utilizado um circuito grampeador de tensão. Como afirma TOSHIBA ELECTRONIC DEVICES AND STORAGE CORPORATION (2018), quando a corrente de um circuito é subitamente anulada, picos de tensão tendem a aparecer devido a indutâncias parasitas, o circuito grampeador amortece essa tensão com o objetivo de proteger o transistor e outros componentes próximos.

Na figura 6.18 é possível observar o esquemático do conversor proposto com a adição dos principais elementos parasitas ao circuito.

Figura 6.18 – Esquemático do conversor com os elementos parasitas.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Com a análise, é observado que a indutância da trilha 3 tem sua corrente reduzida a zero abruptamente no momento em que as chaves Sw_3 , Sw_4 e Sw_5 são comandados a bloquear, gerando assim, um pico de tensão.

Para dimensionar o circuito grampeador, é necessário conhecer o valor da indutância parasita. Utilizando o método de cálculo encontrado em Terman (1943, p.51), a indutância de uma barra de cobre reta de comprimento l , largura b e espessura c , em polegadas, é dado pela equação 6.19.

$$L_p = 0,00508l[2,303\log_{10}(\frac{2l}{b+c}) + 0,5 + 0,2235(\frac{b+c}{l})] \quad (6.19)$$

Com o *layout* da placa de circuito impresso, é estimado as dimensões da trilha 3 e então é feito a conversão para polegadas. A tabela 6.22 compila todas estas dimensões.

Tabela 6.22 – Dimensões da trilha 3 e conversões de medidas.

	milímetros	Polegadas
l	129,413	5,095
b	91,821	3,615
c	0,105	$4,134 \times 10^{-3}$

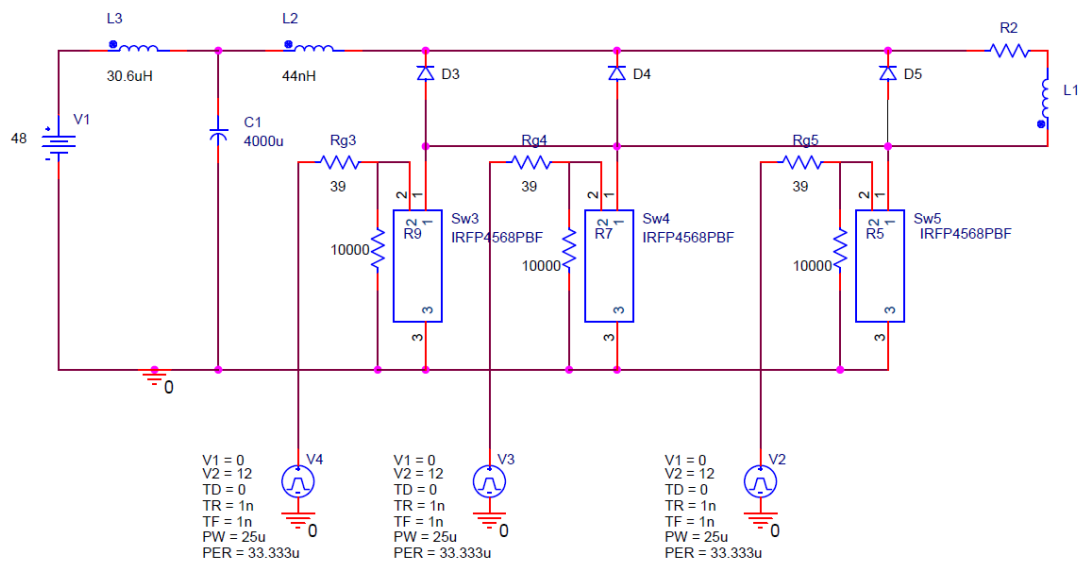
Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Através destes valores e da equação 6.19 é encontrado o valor da indutância parasita.

$$L_p = 43,848 \text{ nH} \quad (6.20)$$

Afim de observar os efeitos do indutor parasita, é utilizado o modelo do transistor fornecido pelo fabricante na simulação no OrCAD e o circuito simulado pode ser observado na figura 6.19.

Figura 6.19 – Circuito simulado com a adição do indutor parasita.

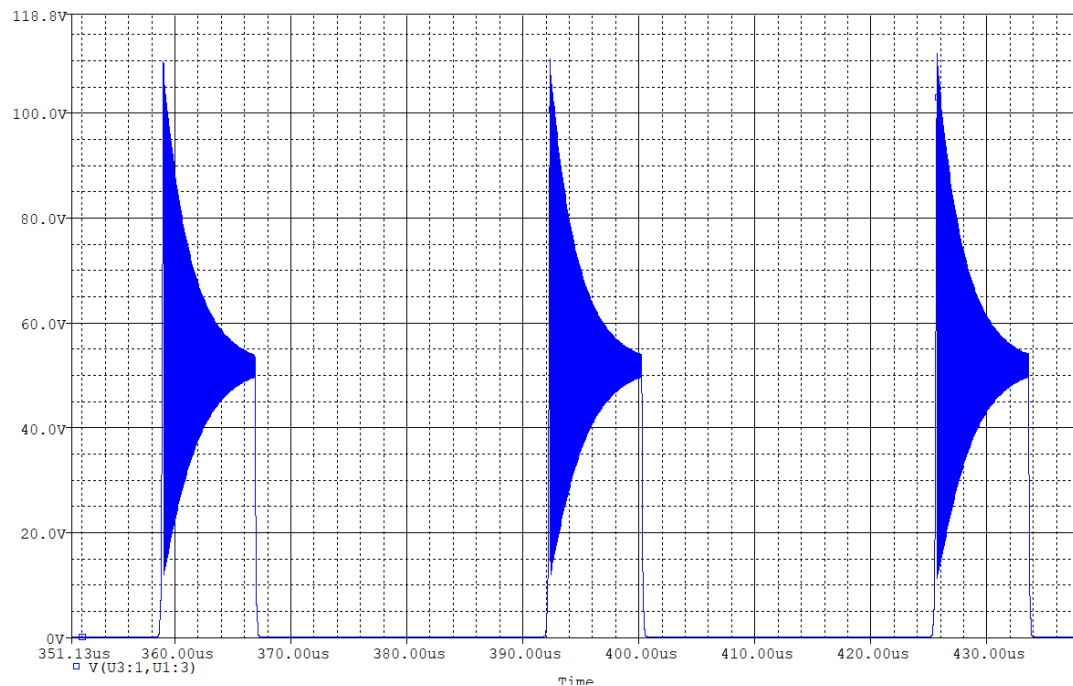


Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

É necessário observar que o circuito da figura 6.19 é simplificado, sendo simulado somente o conversor *buck*, isso é feito pois o objetivo é observar momentos onde as chaves Sw_1 , Sw_2 e Sw_3 estão comutando, e então, o conversor *boost interleaved* opera somente como um filtro de entrada. Outro parâmetro adicionado na simulação foi os resistores de porta dos transistores, estes foram dimensionados levando em conta um tempo de acionamento da chave de aproximadamente 5 % do período de comutação.

O resultado da simulação é mostrado na figura 6.20.

Figura 6.20 – Influência do indutor parasita na tensão dos transistores do conversor abaixador.

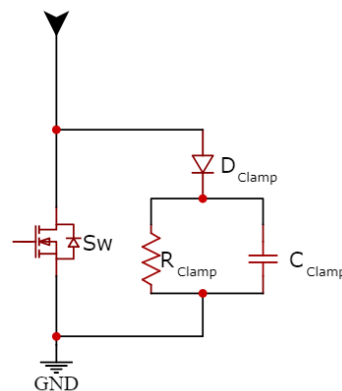


Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

A figura 6.20 mostra que a tensão sobre as chaves do conversor abaixador tem um pico de tensão de aproximadamente 115 V, e ainda, existe muitas oscilações devido a interação da indutância do indutor parasita com as capacitâncias intrínsecas destas chaves.

Com o objetivo de proteger as chaves do conversor abaixador dos picos de tensão, é projetado um circuito grampeador utilizando um capacitor, um resistor e um diodo. Estes componentes são conectados conforme a figura 6.21, sobre os terminais de dreno e fonte das chaves.

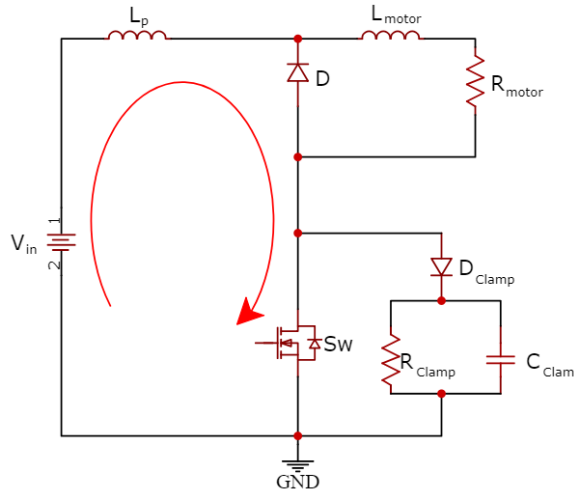
Figura 6.21 – Circuito grampeador.



Fonte: Adaptado de Todd (1993, p. 6).

Seguindo a metodologia de projeto em TOSHIBA ELECTRONIC DEVICES AND STORAGE CORPORATION (2018), a tensão sobre a chave faz com que uma corrente flua pelo diodo D_{clamp} . Essa corrente é referente a indutância parasita. Utilizando o circuito simplificado mostrado na figura 6.22, é possível fazer uma análise de malha para encontrar a tensão sobre a indutância parasita. A equação de malha é mostrada em 6.21.

Figura 6.22 – Circuito simplificado do conversor abaixador grampeado.



Fonte: Produzido pelo próprio autor

$$0 = -V_{in} + V_{Lp} + V_D + V_g \quad (6.21)$$

Onde V_g é a tensão grampeada de bloqueio da chave. Com o bloqueio da chave, o diodo de roda livre começa a conduzir, desta forma, a tensão sobre este componente é nula, já a tensão sobre a chave é igual a tensão de entrada mais a tensão de grampeamento. Assim, a tensão sobre a indutância parasita é dada na relação 6.24.

$$V_{Lp} = V_{in} - V_g \quad (6.22)$$

$$V_{Lp} = V_{in} - (V_{in} + V_{clamp}) \quad (6.23)$$

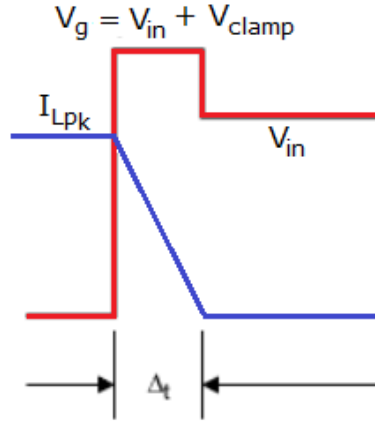
$$V_{Lp} = -V_{clamp} \quad (6.24)$$

A tensão de bloqueio da chave faz com que uma corrente flua pelo diodo D_{clamp} , esta corrente é referente ao indutor parasita. O tempo até que esta corrente se anule é dado pela equação 6.25

$$\Delta t = \frac{L_p}{V_{clamp}} I_{Lpk} \quad (6.25)$$

Onde I_{Lpk} é a corrente máxima no indutor parasita. A figura 6.23 mostra a forma de onda da tensão e da corrente na etapa de grampeamento.

Figura 6.23 – Tensão e corrente na etapa de grampeamento.



Fonte: Produzido pelo próprio autor

Através da figura 6.23 é possível definir a potência que deve ser dissipada pelo circuito grampeador como mostra a equação 6.26

$$P_{clamp} = V_g I_{Lpk} \Delta t f_s \quad (6.26)$$

Realizando a substituição de 6.25 em 6.26 é então obtida a potência dissipada, mostrada em 6.27.

$$P_{clamp} = \frac{1}{2} \frac{V_g}{V_{clamp}} I_{Lpk}^2 L_p f_s \quad (6.27)$$

A tensão sobre o resistor R_{clamp} possui o mesmo valor da tensão da chave. desta forma, é possível igualar as equações 6.28 e 6.27 para encontrar o valor desta resistência.

$$P_{R_{clamp}} = \frac{V_g^2}{R_{clamp}} \quad (6.28)$$

$$R_{clamp} = \frac{2V_g V_{clamp}}{I_{Lpk}^2 L_p f_s} \quad (6.29)$$

Para encontrar o valor da capacitância, TOSHIBA ELECTRONIC DEVICES AND STORAGE CORPORATION (2018) explica que é considerado a variação da tensão de grampeamento, e o mesmo pode ser calculado como segue em 6.31.

$$\Delta V_g = \frac{V_g}{C_{clamp} R_{clamp} f_s} \quad (6.30)$$

$$C_{clamp} = \frac{V_g}{\Delta V_g R_{clamp} f_s} \quad (6.31)$$

A tensão de grampeamento selecionada é de aproximadamente 80 V, é feita esta escolha devido ao fato de que o modelo do transistor utilizado suporta uma tensão de bloqueio de 150 V, sendo assim, ainda há uma margem de segurança. Além disso, utilizando esta tensão de grampeamento, a potência dissipada pelo circuito grampeador não é tão elevada. Os dados necessários para o cálculo do circuito grampeador estão descritos na tabela 6.23

Tabela 6.23 – Dados para o cálculo do circuito grampeador.

V_{in}	48 V
V_g	80 V
I_{Lpk}	100 A
L_p	43,848 nH
fs	30 kHz
ΔV_g	10 %

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Com os dados da tabela 6.23 e as equações 6.27, 6.29 e 6.31 é possível encontrar os valores da potência dissipada no circuito grampeador, o valor de R_{clamp} e de C_{clamp} .

$$P_{clamp} = 16,425 \text{ W} \quad (6.32)$$

$$R_{clamp} = 389,65 \, \Omega \quad (6.33)$$

$$C_{clmap} = 855 \text{ nF} \quad (6.34)$$

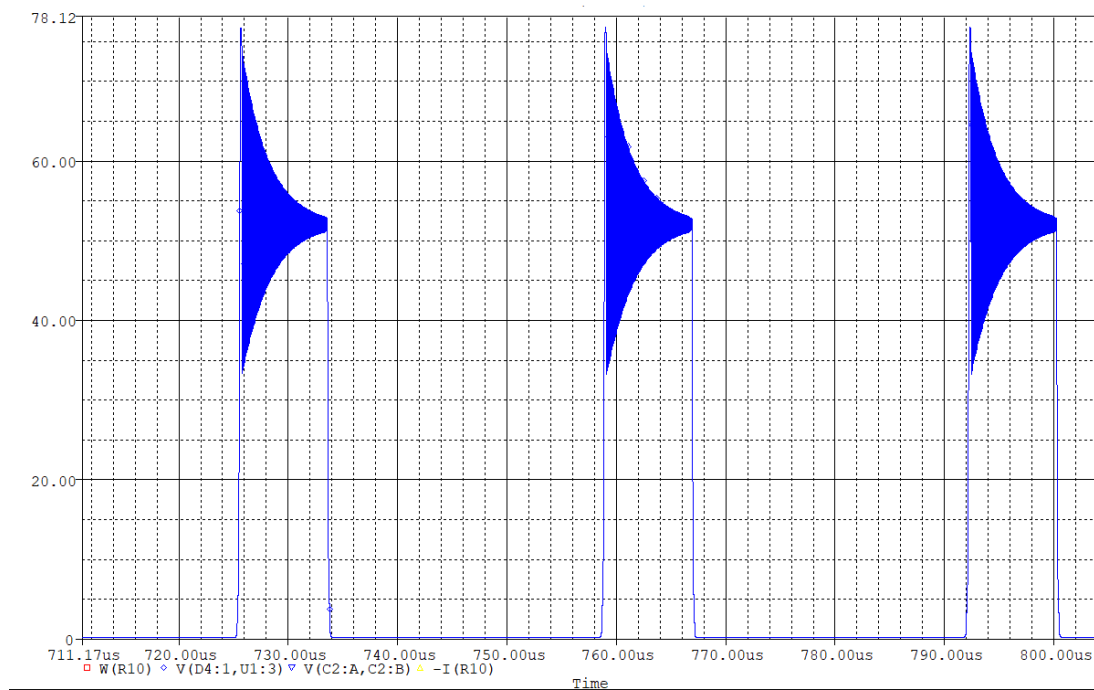
Utilizando valores comerciais próximos dos calculados é então feito uma simulação para aprovar o projeto. Os componentes comerciais utilizados se encontram na tabela 6.24 e a tensão sobre as chaves com o circuito grampeador se encontra na figura 6.24.

Tabela 6.24 – Componentes utilizados no circuito grampeador.

Resistor	2 x 820 Ω de porcelana
Capacitor	2x Poliester 680 nF / 400 V
Diodo	Ultra rápido MUR460

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Figura 6.24 – Tensão sobre as chaves com a utilização do circuito grampeador.

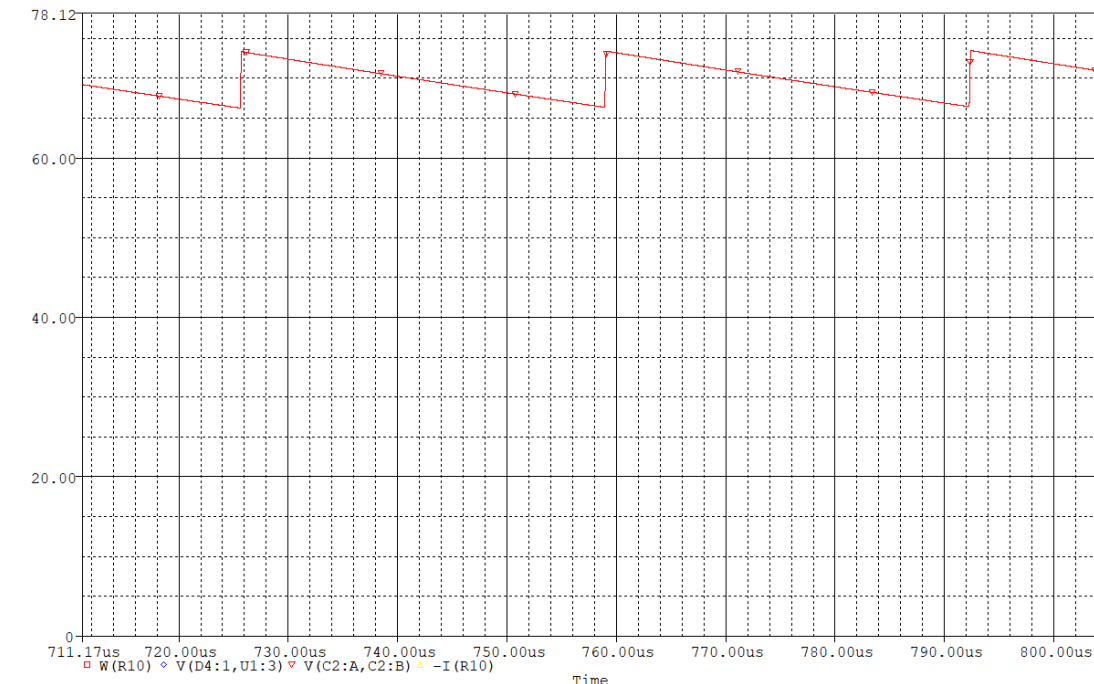


Fonte: Produzido pelo próprio autor

A utilização do circuito grampeador faz com que o pico de tensão sobre a chave reduza aproximadamente 35 V, como os modelos dos transistores possuem uma tensão máxima de 150 V, logo, esta redução se torna significativa para o funcionamento do conversor. Os picos das oscilações também reduziram, desta forma, não há perigo da chave entrar em condução quando não é desejado.

É preciso observar também como se comportam os componentes do circuito grampeador. A figura 6.25 mostra a tensão sobre o capacitor C_{clamp} .

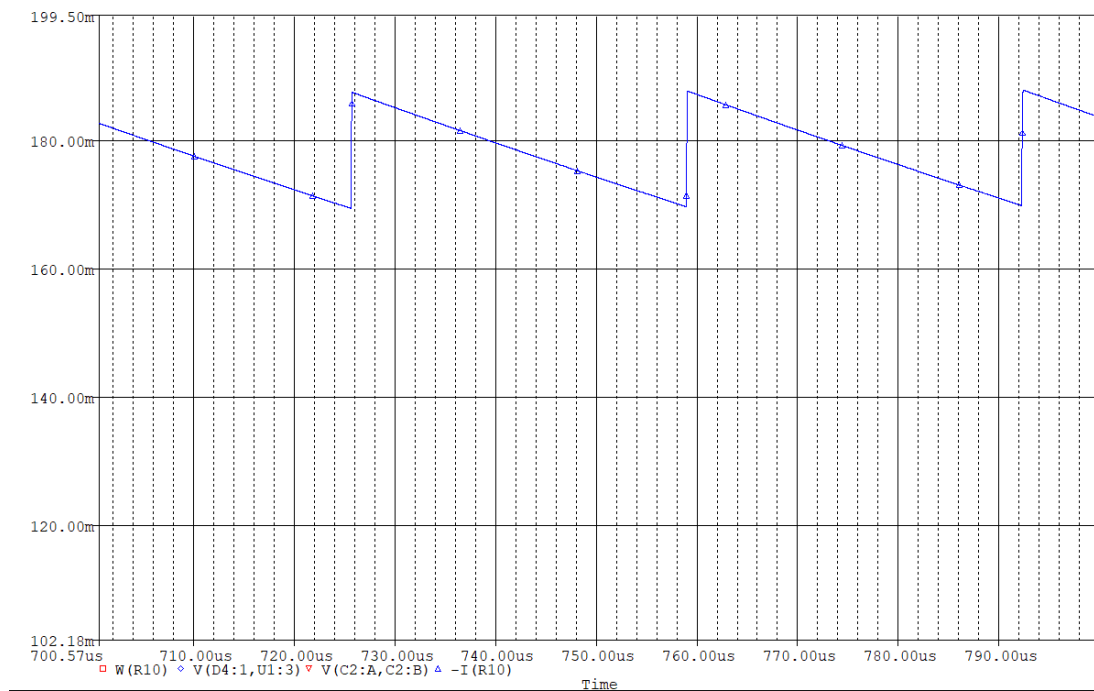
Figura 6.25 – Tensão sobre o capacitor do circuito grampeador



Fonte: Produzido pelo próprio autor

A corrente no resistor R_{clamp} pode ser observado na figura 6.26.

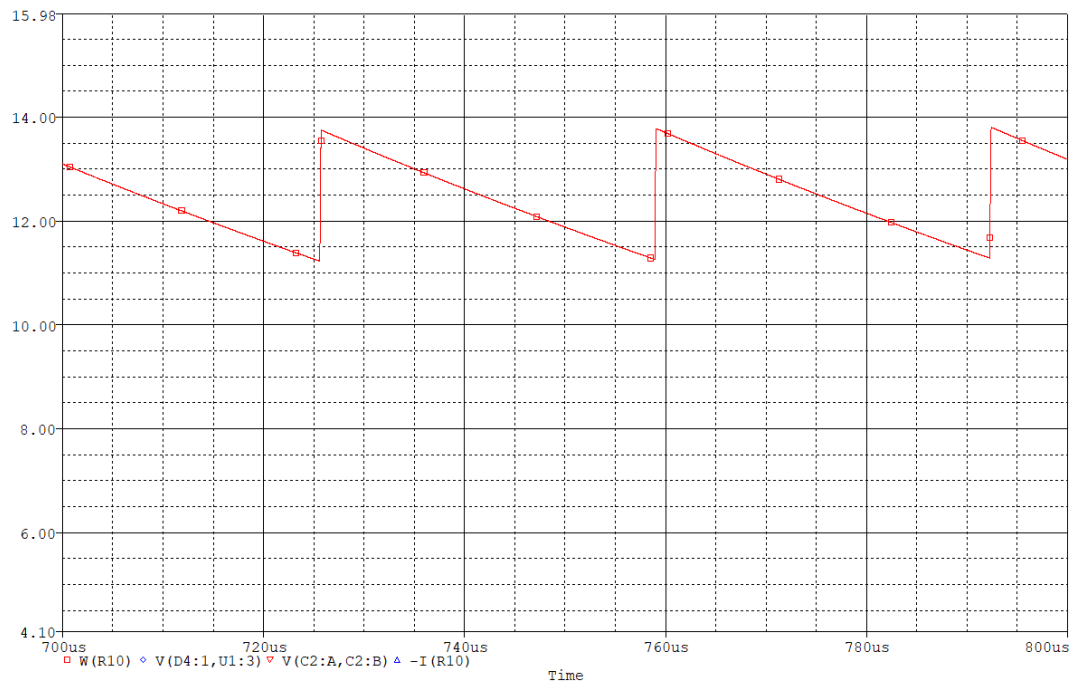
Figura 6.26 – Corrente no resistor do circuito grampeador.



Fonte: Produzido pelo próprio autor

E a potência dissipada pelo resistor é mostrada na figura 6.27

Figura 6.27 – Potência dissipada pelo resistor do circuito grampeador.



Fonte: Produzido pelo próprio autor

Através da simulação, é observado que estes componentes fazem com que a tensão dos transistores seja grampeada em 70 V, com uma variação de aproximadamente 11 %. Ainda, através da simulação foi encontrado uma potência média dissipada no resistor de aproximadamente 12,2 W.

6.4 PROJETO DO INDUTOR DE ENTRADA

Os indutores de entrada do conversor *boost* são projetados levando em consideração o alto valor de corrente que é conduzida pelos mesmos. Conhecendo esta característica, foi escolhido um núcleo no formato de um toroide, assim é possível um maior fluxo de ar entre o núcleo e, consequentemente, uma melhor dissipação de calor.

Os parâmetros de entrada para o projeto do indutor são a indutância nominal, a indutância mínima, a corrente média, a variação de corrente e a frequência de chaveamento. Com estas características é possível projetar os indutores. Estes parâmetros foram calculados na sessão 6.1.1.

Na tabela 6.25 encontram-se os parâmetros para projeto dos indutores.

Tabela 6.25 – Parâmetros para projeto dos indutores.

Indutância nominal	15,3 μ H
Corrente média	57,143 A
Variação de corrente	11,428 A
Frequência de chaveamento	30 kHz
Densidade de corrente nos condutores	450 $\frac{A}{m^2}$

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

O núcleo escolhido foi o MMT002T4718 de pó de ferro. As características deste núcleo podem ser vistas na tabela 6.26

Tabela 6.26 – Características do núcleo MMT002T4718

A_l	24 $\frac{nH}{esp^2}$
Diâmetro externo	46,7 mm
Diâmetro interno	24,1 mm
Altura	18 mm
Comprimento médio do caminho magnético	11,2 cm
Área de secção do núcleo	1,88 cm^2
Volume do núcleo	21 cm^3
Área superficial	89,2 cm^2
Peso (P)	105 g
Permeabilidade relativa (μ_r)	10

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Seguindo a metodologia de projeto mostrada por Vilkn (2018), o número de espiras pode ser obtida através da relação 6.35.

$$L = A_l N^2 \quad (6.35)$$

$$N = 25 \text{ espiras} \quad (6.36)$$

Para o cálculo de perdas no núcleo, é necessário encontrar a densidade de fluxo pela relação 6.39.

$$i_{AC} = \frac{\Delta I_L}{2} \quad (6.37)$$

$$i_{AC} = 5,714 \text{ A} \quad (6.38)$$

$$B_{AC} = \frac{\mu_r \mu_0 N i_{AC}}{l_e} \quad (6.39)$$

$$B_{AC} = 0,018 \text{ T} \quad (6.40)$$

Utilizando o valor de B_{AC} em gauss no gráfico fornecido pelo fabricante do núcleo, encontra-se o valor da densidade de perdas no mesmo:

$$d_p = 20 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} \quad (6.41)$$

A perda total do núcleo pode ser encontrada multiplicando a densidade de perda pelo volume do núcleo, como mostra a relação 6.42.

$$P_{core} = d_p V_e \quad (6.42)$$

$$P_{core} = 0,42 \text{ W} \quad (6.43)$$

Vilkn (2018) apresenta o cálculo do aumento de temperatura no núcleo, sendo este obtido através da relação 6.44, onde a área de superfície é dada em cm^2 .

$$\Delta T_{core} = 450 \left(\frac{P_{core}}{A_s} \right)^{0.833} \quad (6.44)$$

$$\Delta T_{core} = 5,18 \text{ }^\circ\text{C} \quad (6.45)$$

No projeto dos condutores, é necessário definir o número de fios em paralelo que serão utilizados devido a corrente. Utilizando uma densidade de corrente de $450 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$ e a relação 6.46, é encontrado a área de secção mínima que o condutor deve dispor.

$$S_{cu} = \frac{I_{Lmed}}{J} \quad (6.46)$$

$$S_{cu} = 12,692 \text{ mm}^2 \quad (6.47)$$

Para selecionar a bitola do fio utilizado, primeiro é necessário calcular o efeito pelicular referente a frequência de comutação. Como explica Vilkn (2018), o fio utilizado deve ter um raio menor que a profundidade de penetração na frequência em questão. A profundidade de penetração, em cm, pode ser calculada através da equação 6.48.

$$\delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} \quad (6.48)$$

Sendo assim, para a frequência de comutação do projeto, encontra-se o valor máximo de raio que pode ser utilizado para os condutores.

$$\delta = 0,043 \text{ cm} \quad (6.49)$$

No caso dos indutores deste conversor, somente uma parcela da corrente é alternada e sofre influência do efeito pelicular, sendo assim, é possível selecionar fios com bitolas maiores.

No entanto o fio de cobre escolhido é o de 20 AWG, com um diâmetro de 0,812 mm, pois o mesmo é maleável, fazendo com que os condutores tomem formas que preenchem melhor o núcleo, facilitando a construção.

Calculando a área de secção deste fio pela relação 6.50, é possível definir a quantidade de fios em paralelo que deverão ser utilizados através de 6.52.

$$S_{fio} = \left(\frac{\phi_{fio}}{2}\right)^2 \pi \quad (6.50)$$

$$S_{fio} = 0,52 \text{ mm}^2 \quad (6.51)$$

$$n_{fios} = \frac{S_{cu}}{S_{fio}} \quad (6.52)$$

$$n_{fios} = 24,50 \text{ fios} \quad (6.53)$$

Neste caso, serão utilizados 25 fios em paralelo. Com estes dados, é possível fazer a análise da possibilidade do projeto, para isso, é necessário o valor da área interna do núcleo, que pode ser obtida através da equação 6.54 e a área total utilizada pelos condutores.

$$S_{int} = \left(\frac{\phi_{int}}{2}\right)^2 \pi \quad (6.54)$$

$$S_{int} = 456,167 \text{ mm}^2 \quad (6.55)$$

$$S_{cutotal} = S_{fio} n_{fios} N \quad (6.56)$$

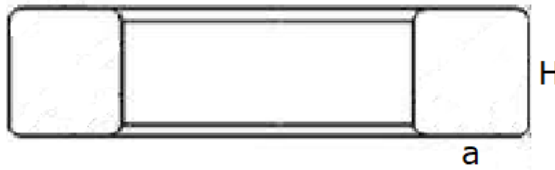
$$S_{cutotal} = 325 \text{ mm}^2 \quad (6.57)$$

Fazendo a divisão entre a equação 6.56 e 6.54, confirma-se a possibilidade de projeto deste indutor.

$$Possibilidade\ de\ projeto = 0,7124 \quad (6.58)$$

Para o cálculo de perdas nos condutores, é necessário inicialmente encontrar a resistência destes. O comprimento do cobre é encontrado analisando o formato do núcleo do indutor, mostrado na figura 6.28.

Figura 6.28 – Núcleo toroidal



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

O comprimento necessário para completar uma espira é dado pela equação 6.61.

$$a = \frac{A_e}{H} \quad (6.59)$$

$$a = 10,444 \text{ mm} \quad (6.60)$$

$$l_{esp} = 2a + 2H \quad (6.61)$$

$$l_{esp} = 56,889 \text{ mm} \quad (6.62)$$

Multiplicando este valor pelo número de espiras, encontra-se o comprimento total do condutor.

$$l_{cond} = l_{esp}N \quad (6.63)$$

$$l_{cond} = 1,422 \text{ m} \quad (6.64)$$

Calculando a resistência para um fio através da relação 6.65, onde o valor da resistividade do cobre é $1,7210^{-8} \Omega.m$:

$$R_{fio} = \rho \frac{l_{cond}}{S_{fio}} \quad (6.65)$$

$$R_{fio} = 46,42 \text{ m}\Omega \quad (6.66)$$

Como são utilizados 25 fios em paralelo, a resistência equivalente é dividida em 25, portanto a potência dissipada no cobre do indutor é dado pela equação 6.67.

$$P_{cobre} = \frac{R_{fio}}{25} I_L^2 \quad (6.67)$$

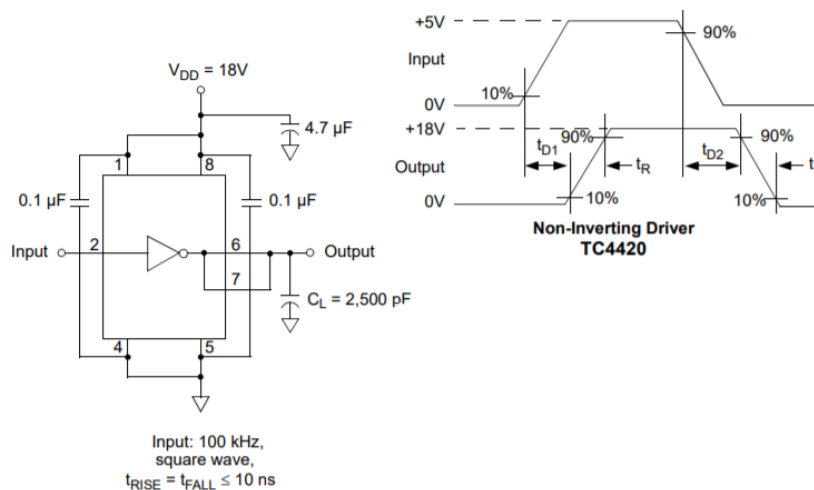
$$P_{cobre} = 6,06 \text{ W} \quad (6.68)$$

6.5 CIRCUITO DE COMANDO

Para realizar o comando do conversor projetado, é utilizado um Arduino Uno. Este microprocessador possui saídas que geram ondas PWM, o que facilita muito o circuito. É necessário alterar os registradores que controlam estas saídas para obter a frequência desejada e também realizar o atraso entre cada um dos comandos que controlam as chaves do *boost* intercalado.

Para realizar a interface entre o sinal de comando e a porta dos transístores, são utilizados circuitos integrados TC4420EPA. Estes podem ser alimentados com uma tensão máxima de 20 V e conseguem entregar quase que toda esta tensão na porta do transístor, além disso, são capazes de suportar uma corrente de pico de 6 A. A figura 6.29 mostra as conexões para este circuito integrado, assim como as ondas de entrada e saída.

Figura 6.29 – Conexões e relação entre a entrada e a saída do circuito integrado TC4420EPA

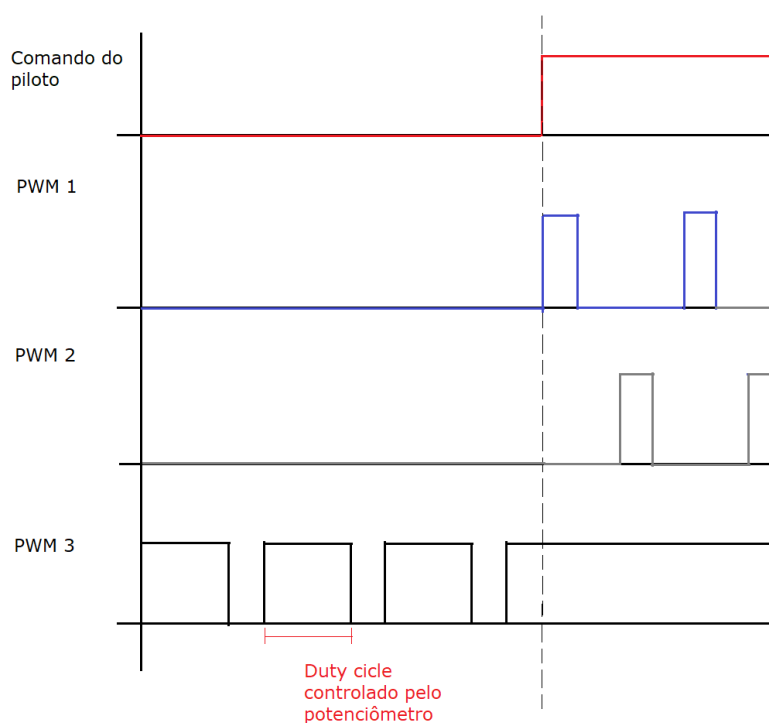


Fonte: Adaptado de MICROCHIP TECHNOLOGY (c2012, p. 9).

Além deste circuito integrado, no circuito de comando também é colocado os resistores de porta, que como citados na sessão 6.3.1 possuem a resistência de 39 Ω , os resistores de descarga e diodos zener para evitar sobretensão nos terminais de porta dos transístores.

O microcontrolador é codificado para poder alternar entre dois comandos, referente as situações do conversor descritas no projeto. Na primeira situação, o PWM 1 e PWM 2, que comandam as chaves do conversor elevador, são fixos em zero e o PWM 3, que comanda as chaves do conversor abaixador, é variado pelo piloto através de um potenciômetro localizado no *cockpit* da embarcação. No *cockpit* também tem um botão onde o piloto pode acionar a segunda situação de comando das chaves. Nesta, o microcontrolador recebe a tensão do banco de baterias, e através do código, realiza o cálculo do *duty cycle* necessário para os PWM 1 e PWM 2, a fim de obter 48 V na saída e o PWM 3 é fixo e está sempre ativo. A figura 6.30 apresenta um simples gráfico, com objetivo de exemplificar este comando.

Figura 6.30 – Comando do piloto para as duas situações de operação do conversor.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

É importante especificar no código do microcontrolador um valor máximo para o *duty cycle* do PWM 1 e PWM 2 como medida de proteção.

Para minimizar a corrente de partida do motor, a variação do *duty cycle* do PWM 3 é feita de forma suave, evitando assim que o motor inicie com a tensão máxima sobre seus terminais.

A fonte auxiliar que alimenta o circuito de comando é do modelo PKA 2323 PI da fabricante Ericsson, esta pode ser observada na figura 6.31.

Figura 6.31 – Fonte auxiliar PKA 2323 PI



Fonte: Catafesta (2012, p. 26).

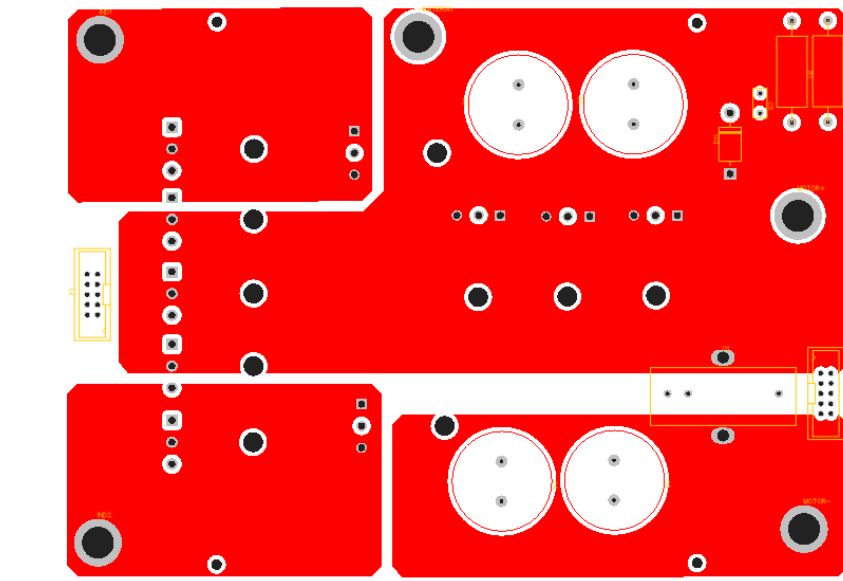
Este dispositivo possui duas saídas de 12 V isoladas, sendo assim, é possível alimentar o circuito de comando e também obter a alimentação simétrica necessária para o sensor de corrente.

A fonte auxiliar opera com uma tensão de entrada entre 19 V e 35 V, sendo assim, necessário conectar a mesma no ponto de 24 V do banco de baterias da embarcação.

6.6 PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

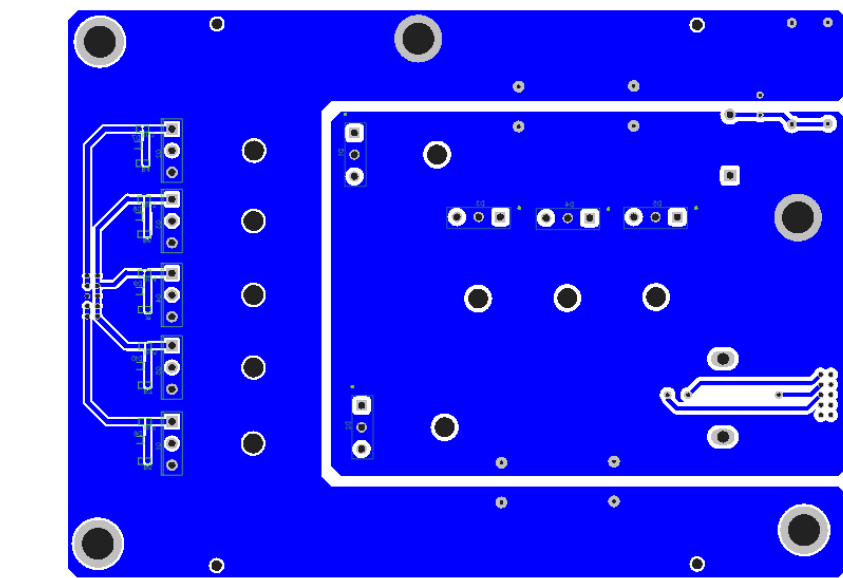
A placa de circuito impresso foi projetada levando em consideração a disposição dos dispositivos na embarcação. A parte superior da placa é mostrada na figura 6.32 e a parte inferior é mostrada na figura 6.33.

Figura 6.32 – Camada superior da placa de circuito impresso.



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Figura 6.33 – Camada inferior da placa de circuito impresso.



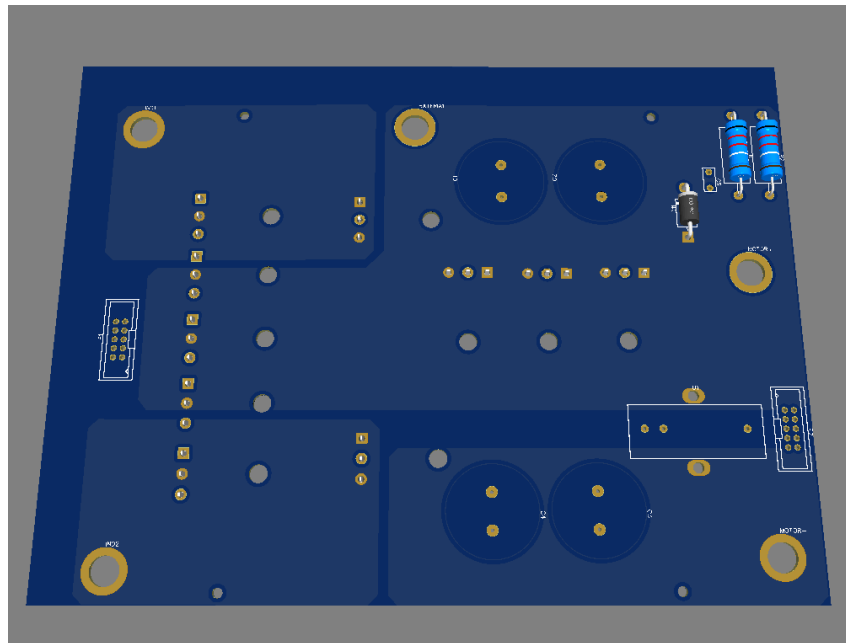
Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Para minimizar o tamanho da PCB, os indutores são fixados no suporte da placa através de abraçadeiras, e em posição vertical para aumentar o fluxo de ar pelo núcleo e dissipar parte do calor gerado neste componente.

Os cabos que fazem as conexões do conversor com a bateria e o motor são de 35 mm². As conexões destes cabos com a placa são feitas com conectores olhais com furo de rosca M8.

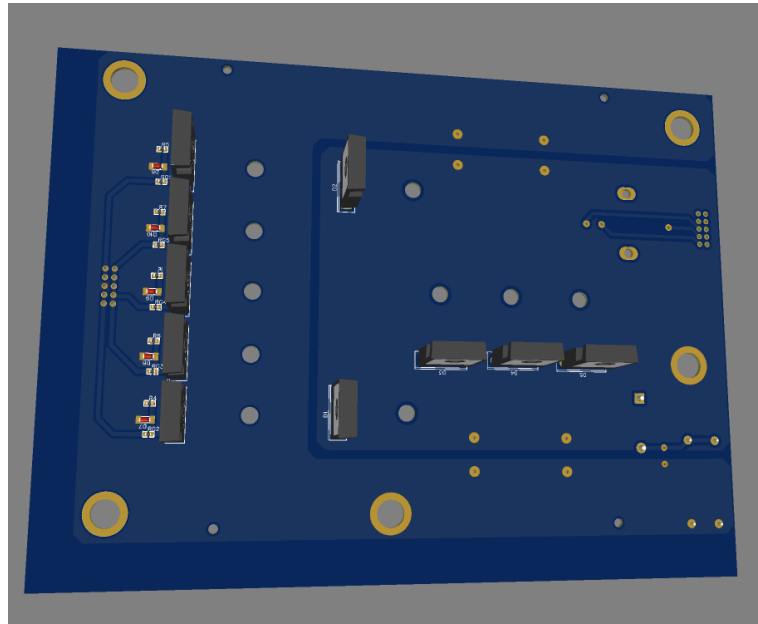
Com o objetivo de apoiar os semicondutores no dissipador, todos os transistores e diodos estão distribuídos na face inferior, e buracos foram colocados na placa em posições específicas para facilitar a utilização de ferramentas no momento de fazer a fixação destes componentes no dissipador. Além disso, nas extremidades superior e inferior da placa são adicionados 4 furos para fazer a fixação da placa no dissipador. Não foi possível encontrar todos os modelos 3D dos componentes, porém, para facilitar a visualização da PCI, na figura 6.34 e na figura 6.35 são mostrados as faces superior e inferior da placa em uma imagem 3D.

Figura 6.34 – Imagem em 3D da face superior da placa de circuito impresso.



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Figura 6.35 – Imagem em 3D da face inferior da placa de circuito impresso.



Fonte: Produzido pelo próprio autor.

Junto aos transistores são colocados os resistores de *gate* e um diodo zener com tensão nominal de 18 V para proteger este terminal de sobretensões.

O sensor de corrente utilizado é do tipo hall, e este é soldado na placa. São utilizados dois *flat cables*, sendo um para alimentar o sensor e transferir o sinal gerado pelo mesmo para a telemetria, e o outro transmite o comando para os transistores.

7 ESTUDO DE PERDAS

Para encontrar a eficiência do conversor, é necessário calcular todas as dissipações de potência nos componentes. O cálculo de perdas também se mostra importante para o dimensionamento do dissipador que permite com que os componentes operem em uma temperatura aceitável.

Os estresses sobre os componentes variam de acordo com a situação em que o conversor opera, desta forma, é necessário calcular as perdas para todas as situações a fim de determinar o pior caso.

7.0.1 Cálculo de perdas em diodos

Os diodos apresentam dissipação de potência no momento da condução e no momento do chaveamento. Como mostra Ahmed (2000), as perdas por condução são referente a queda de tensão no componente e as perdas na comutação são referentes a corrente de recuperação reversa.

As perdas por comutação do diodo Schottky pode ser desconsiderada devido a forma construtiva deste, que faz a corrente de recuperação reversa ser muito baixa.

O circuito equivalente do diodo no momento da condução é como mostrado na figura 7.1.

Figura 7.1 – Circuito equivalente de um diodo em condução.



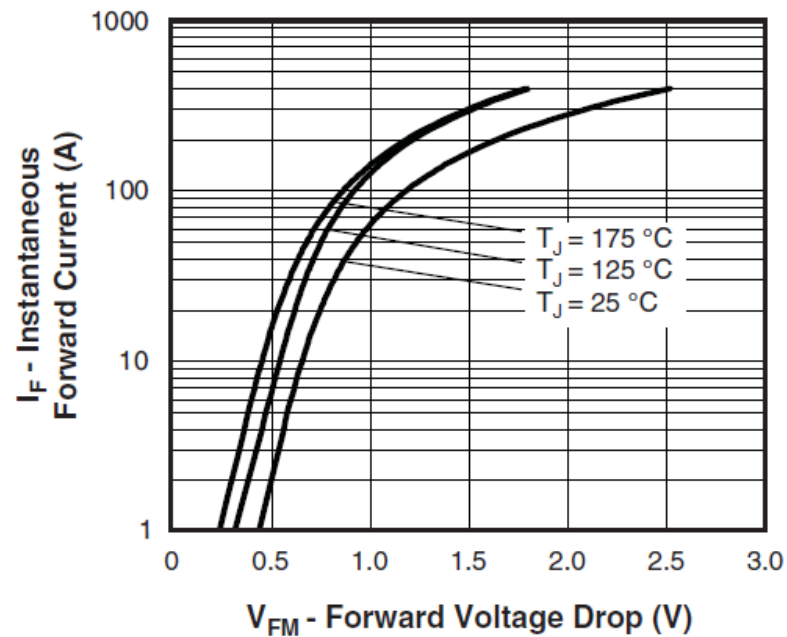
Fonte: Moritz (2014, p. 31).

A potência dissipada na condução é dada pela formula 7.1.

$$P_D = V_{to} I_{d_{med}} + I_{D_{ef}}^2 r_t \quad (7.1)$$

Onde os valores de V_{to} e r_t são obtidos através da curva da figura que caracteriza a queda de tensão em função da corrente direta do diodo. Esta curva para o modelo utilizado é mostrada na figura 7.2

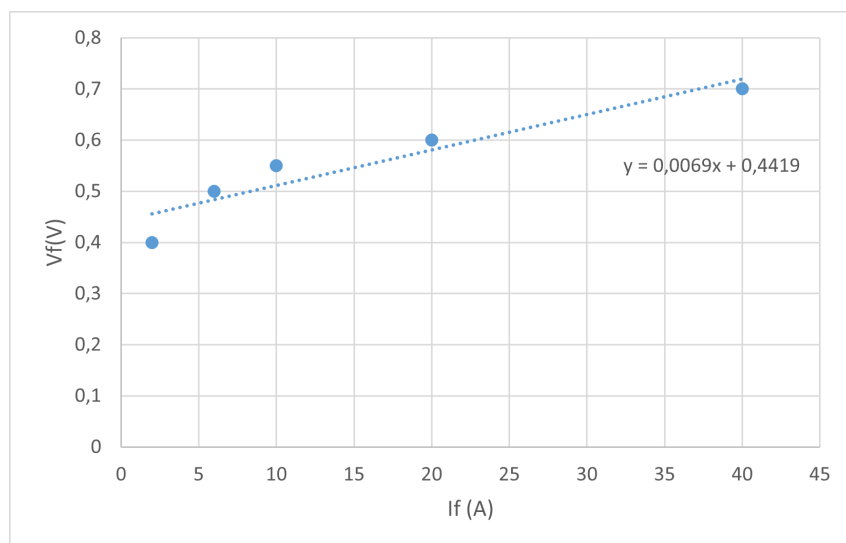
Figura 7.2 – Queda de tensão máxima do diodo VS-80CPQ-150-N3



Fonte: VISHAY (2018, p. 3).

Foi selecionada a curva referente a 125 °C para linearizar e então encontrar o valor de V_{f0} e r_t . A linearização da mesma pode ser observada na figura 7.3 e os valores obtidos na tabela 7.1.

Figura 7.3 – Linearização da curva de tensão direta por corrente direta do diodo.



Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Tabela 7.1 – Valores encontrados para a linearização da curva do diodo.

V_{to}	0,4429 V
rt	0,0069 Ω

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Esta curva mostra a característica de queda de tensão por perna do componente, e este modelo possui duas pernas. Desta forma, a corrente conduzida por cada perna é a metade do valor encontrado no capítulo 6. Posto isto, utiliza-se a equação 7.1 para obter a potência dissipada por cada um destes componentes.

Para a situação 1, somente os diodos do *boost interleaved* possuem perdas.

$$P1_{D_{1,2}} = 39,395 \text{ W} \quad (7.2)$$

A situação 2 é semelhante com a 1, onde somente os diodos do conversor elevador conduzem, e consequentemente, possuem perdas.

$$P2_{D_{1,2}} = 41,86 \text{ W} \quad (7.3)$$

Como explicado anteriormente, os diodos do conversor abaixador operam somente na situação 3. Logo, o cálculo de perdas é feito com os valores obtidos para a situação 3 na sessão 6.2.3.

$$P3_{D_{1,2}} = 6,61 \text{ W} \quad (7.4)$$

$$P_{D_{3,4,5}} = 16,82 \text{ W} \quad (7.5)$$

7.0.2 Cálculo de perdas em MOSFET

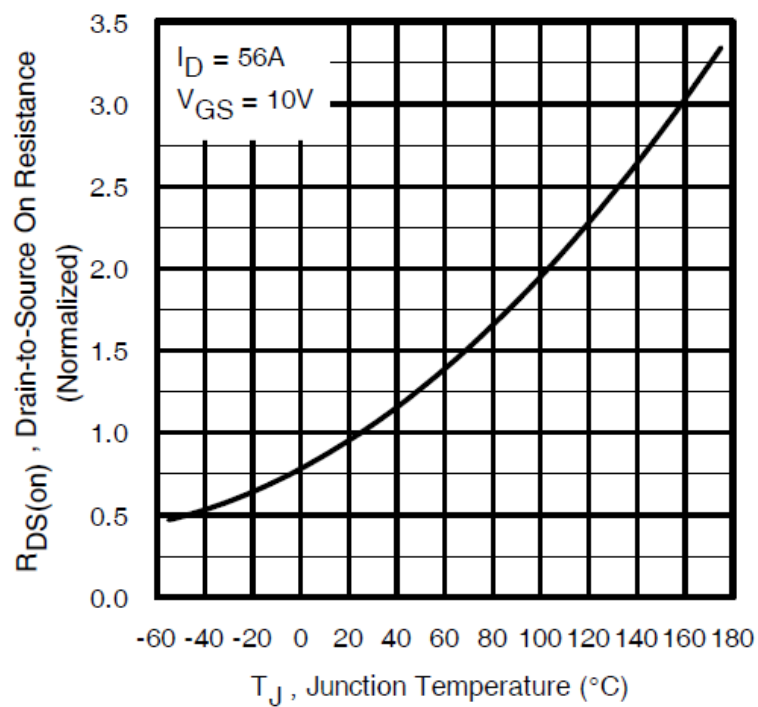
Os transistores de efeito de campo dissipam potência no momento da condução e no momento do chaveamento, assim como os diodos. De acordo com Sartori (2009), o MOSFET possui um comportamento resistivo enquanto conduz, consequentemente a dissipação de potência é significativa. Esta dissipação pode ser dimensionada através da equação 7.6.

$$P_{ON} = R_{ON} I_{ef}^2 \quad (7.6)$$

As folhas de dados destes componentes fornecem os valores da resistência equivalente necessário para os cálculos, porém esta tem uma dependência com a temperatura de junção.

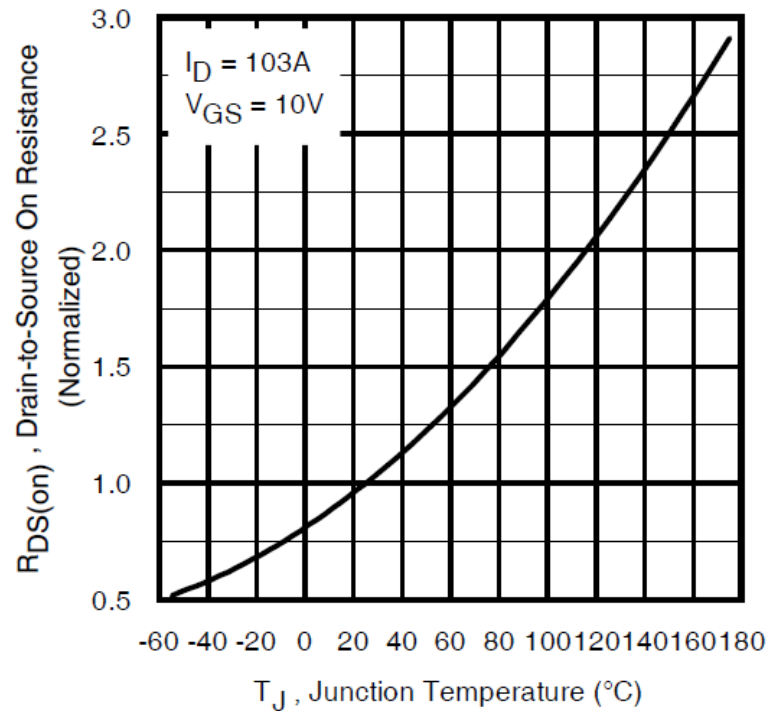
As figuras 7.4 e 7.5 mostram esta dependência para os modelos IRFP4768Pbf e IRFP4568Pbf, respectivamente.

Figura 7.4 – Resistência de condução normalizada vs. temperatura de junção do IRFP4768Pbf



Fonte: INFINEON (2016, p. 3).

Figura 7.5 – Resistência de condução normalizada vs. temperatura de junção do IRFP4568PbF



Fonte: INTERNATIONAL RECTIFIER (2008, p. 3).

A resistência para o transistor IRFP4768, mostrada na tabela 6.17 é recalculada para uma temperatura de junção de 100°C. Este componente faz parte do conversor elevador, logo, na situação 1 e 3 não apresenta perdas pois não conduz. No entanto, na situação 2 este componente está em operação, sendo necessário então calcular a dissipação de energia através da equação 7.6.

$$P_{ON1,2} = 14,28 \text{ W} \quad (7.7)$$

Da mesma forma, a resistência para o transistor IRFP4568, mostrada na tabela 6.18, é recalculada para uma temperatura de junção de 100°C. As perdas deste são as mesmas para ambas as situações de operação do conversor, logo, utilizando a equação 7.6 é encontrado as perdas de condução deste componente.

$$P_{ON3,4,5} = 11,47 \text{ W} \quad (7.8)$$

Para posteriormente calcular a eficiência, é feito o dimensionamento das perdas para este transistor na situação 3. Utilizando os valores encontrados na sessão 6.2.3 é encontrado as perdas neste componente.

$$P_{2ON_{3,4,5}} = 2,869 \text{ W} \quad (7.9)$$

A perda de comutação do MOSFET depende do tempo de entrada e saída de condução. "A maior parte da potência dissipada durante as comutações de MOSFETs ocorre por sobreposição entre tensões e correntes na entrada e na saída de condução (*Overlap*)" (SARTORI, 2009). Estes tempos de entrada e saída de condução depende do carregamento e descarregamento das capacitâncias intrínsecas do transistor, e consequentemente da corrente injetada na porta deste. Além dos tempos de entrada e saída de condução, Cabral (2013) cita outros fatores que influenciam nas perdas, sendo estes, a frequência de comutação, a tensão de bloqueio, a corrente conduzida e a corrente de recuperação reversa do diodo. Como descrito anteriormente, a corrente de recuperação reversa do diodo esta sendo desconsiderada, logo, a perda por comutação do transistor pode ser obtida utilizando a equação 7.10.

$$P_{com} = \frac{1}{2}(t_r + t_f)V_{sw}I_{sw}fs \quad (7.10)$$

Analisando as situações de operação do conversor, é possível identificar que os transistores do conversor elevador possuem perdas por comutação na situação 2, e os transistores do conversor abaixador na situação 3.

Sendo assim, utilizando a equação 7.10 é possível dimensionar estas.

$$P_{com_{1,2}} = 12,219 \text{ W} \quad (7.11)$$

$$P_{com_{3,4,5}} = 4,872 \text{ W} \quad (7.12)$$

7.0.3 Cálculo de perdas em capacitores

Capacitores podem ser modelados como uma capacitância em série com uma indutância e uma resistência. Essa resistência é chamada de RSE e é a principal responsável pelas perdas neste componente. Desta forma a dissipação de potência pode ser encontrada através da equação 7.13.

$$P_{cap} = I_{c_{ef}}^2 RSE. \quad (7.13)$$

Os capacitores deste conversor se comportam diferente em cada situação. As correntes eficazes de cada um dos capacitores para cada uma das situação foram encontradas através de simulações e podem ser observadas na tabela 7.2.

Tabela 7.2 – Corrente eficaz em um dos capacitores para cada situação

Situação	$I_{c_{ef}}$
1	0 A
2	6,21 A
3	9,24 A

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Este conversor utiliza 4 capacitores em paralelo com o objetivo de amenizar as dissipações de potência em cada componente, a RSE deste componente está descrita na tabela 6.20. Utilizando a equação 7.13 e os dados da tabela 7.2 é encontrado a perda de potência em um capacitor para cada situação.

$$P_{cap1} = 0 \text{ W} \quad (7.14)$$

$$P_{cap2} = 3,85 \text{ W} \quad (7.15)$$

$$P_{cap3} = 8,53 \text{ W} \quad (7.16)$$

7.0.4 Perdas nas baterias

Pra obter uma eficiência um pouco mais aproximada da real, é necessário calcular as perdas nas baterias. A dissipação de potência neste equipamento é referente a resistência interna, que para o modelo utilizado na embarcação, é descrita na tabela 4.2. Como as variações de corrente de entrada em cada situação são pequenas, esta pode ser aproximada para a corrente eficaz de entrada, e então, para calcular a dissipação de potência nas baterias utiliza-se da equação 7.17.

$$P_{bat} = I_{in}^2 R_{bat} \quad (7.17)$$

No sistema elétrico proposto, são conectadas 4 baterias em série, e então, as resistências internas das mesmas são somadas. As perdas encontradas para este componente para a situação 1, 2 e 3 poder ser encontradas nas relações 7.18, 7.19 e 7.20, respectivamente.

$$P_{1_{bat}} = 184 \text{ W} \quad (7.18)$$

$$P_{2_{bat}} = 240 \text{ W} \quad (7.19)$$

$$P_{3bat} = 11,5 \text{ W} \quad (7.20)$$

7.0.5 Eficiência

Com as perdas em todos os componentes é possível calcular a eficiência. A tabela 7.3 contempla uma compilação de todas as perdas para cada componente em cada situação.

Tabela 7.3 – Perdas de potência nos componentes para cada situação.

	Situação 1	Situação 2	Situação 3
$P_{sw1,2}$	0	26,505 W	0 W
$P_{sw3,4,5}$	11,47 W	11,47 W	7,741 W
$P_{d1,2}$	39,395 W	41,86 W	6,61 W
$P_{d3,4,5}$	0 W	0 W	16,82 W
$P_{L1,2}$	6,48 W	6,48 W	6,48 W
P_{snb}	0 W	0 W	16,425 W
P_{cap}	0 W	3,85 W	8,53 W
P_{bat}	184 W	240 W	11,5 W

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Com os dados de perdas nos componentes é calculado a eficiência do conversor para as duas situações principais de funcionamento, através da equação 7.21.

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}} \quad (7.21)$$

Onde as perdas totais são encontradas através do somatório das perdas dos componentes para cada uma das situações.

$$P_{loss} = 2P_{L1,2} + 2P_{sw1,2} + 2P_{d1,2} + 4P_{cap} + 3P_{sw3,4,5} + 3P_{d3,4,5} + P_{snb} + P_{bat} \quad (7.22)$$

Assim, é possível determinar a eficiência deste conversor para cada situação.

$$\eta_1 = 0,94 \quad (7.23)$$

$$\eta_2 = 0,916 \quad (7.24)$$

$$\eta_3 = 0,88 \quad (7.25)$$

É possível notar que mesmo com o aumento do número de semicondutores e componentes que dissipam potência, este conversor possui uma alta eficiência. Este valor é obtido devido ao fato de que o conversor elevador e o abaixador não operam simultaneamente.

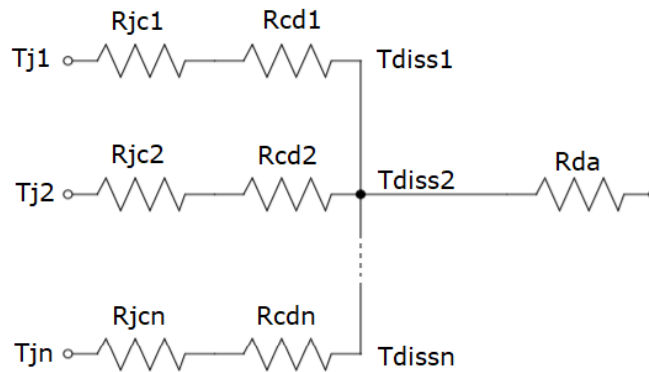
A situação 1 é a mais eficiente, pois os transistores do conversor elevador não conduzem e não comutam, sendo assim não geram perdas. Já na situação 2, os transistores do conversor elevador começam a comutar, e as perdas geradas por estes são somadas no cálculo da eficiência. Na situação 3, as perdas impactam mais na eficiência devido a potência de saída do conversor ser menor.

7.0.6 Dimensionamento do dissipador

Para proteger os componentes de elevadas temperaturas, é necessário fazer o dimensionamento de um dissipador de calor. Todos os componentes são montados no mesmo dissipador, logo, é necessário isolar os mesmos.

Para o cálculo da resistência térmica do dissipador, é utilizado o método de cálculo explicado por Moritz (2014), onde é utilizado o circuito equivalente mostrado na figura 7.6 para calcular a temperatura do dissipador para cada componente.

Figura 7.6 – Circuito térmico equivalente para vários semicondutores em um único dissipador.



Fonte: Adaptado de Moritz (2014, p. 50).

A temperatura do dissipador para cada componente é calculado através da equação 7.26.

$$T_{diss} = T_j - (R_{jc} + R_{cd})P_{dissipada} \quad (7.26)$$

Após obter a temperatura do dissipador necessário para cada componente, é utilizado o menor valor para calcular a resistência térmica do dissipador através da equação 7.27.

$$R_{da} = \frac{T_d - T_a}{\Sigma P_{dissipada}} \quad (7.27)$$

Para calcular a temperatura do dissipador para cada semicondutor do projeto, é necessário utilizar a situação onde as perdas são as maiores para cada um destes componentes. A tabela 7.4 compila estes valores.

Tabela 7.4 – Maiores dissipações de potência nos semicondutores

$P_{sw1,2}$	26,505 W
$P_{sw3,4,5}$	11,47 W
$P_{d1,2}$	41,86 W
$P_{d3,4,5}$	16,82 W

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

Logo, utilizando a equação 7.26, os dados da tabela 7.4 e os valores para as resistências térmicas de cada componente, descritas na sessão 6.3, é encontrado a temperatura do dissipador para cada semicondutor.

$$T_{diss_{sw1,2}} = 85,952 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (7.28)$$

$$T_{diss_{sw3,4,5}} = 93,921 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (7.29)$$

$$T_{diss_{d1,2}} = 77,396 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (7.30)$$

$$T_{diss_{d3,4,5}} = 90,197 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (7.31)$$

Os componentes que mostram o pior caso são os diodos D_1 e D_2 . Para dimensionar o dissipador é realizado o cálculo através da equação 7.27 para as 3 situações, utilizando a soma das potências dissipadas pelos semicondutores em cada situação, e então é obtido o menor valor necessário de resistência térmica do dissipador. Como o conversor opera dentro de uma caixa, geralmente durante o verão, a temperatura ambiente utilizada para os cálculos é de 60 °C.

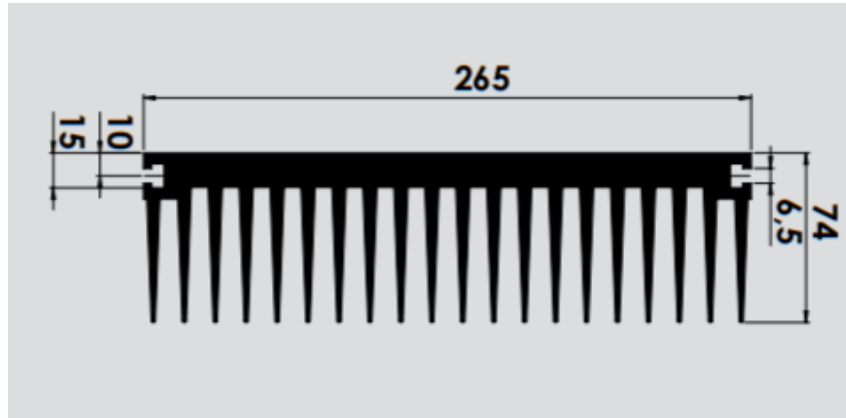
$$R_{1da} = 0,154 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (7.32)$$

$$R_{2da} = 0,102 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (7.33)$$

$$R_{3da} = 0,2 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (7.34)$$

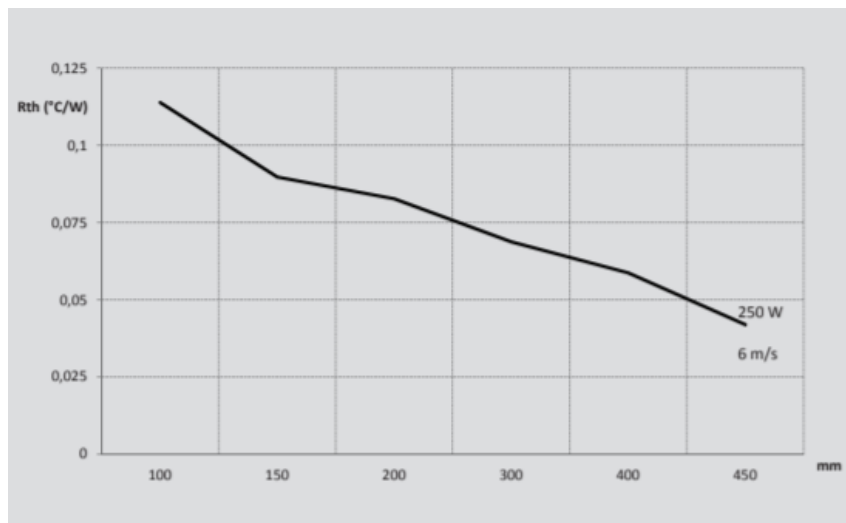
O dissipador deve ter uma resistência térmica menor do que o valor de R_{2da} . O modelo escolhido é o P 122 da *Semikron*, a figura 7.7 mostra as dimensões deste e a figura 7.8 mostra a curva da resistência térmica em função da largura do dissipador.

Figura 7.7 – Dissipador P 122 da Semikron.



Fonte: SEMIKRON (2019, p. 39).

Figura 7.8 – Curva da resistência térmica em função da largura do dissipador.



Fonte: SEMIKRON (2019, p. 39).

A caixa onde o conversor é disposto durante a competição possui 3 *coolers* para resfriamento dos componentes, sendo assim, um dissipador com 200 mm de largura possui uma resistência térmica de aproximadamente $0,08 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}$.

8 CUSTO FINANCEIRO

Um fator importante para a equipe é o custo financeiro do projeto. Este deve ser minimizado ao máximo, sem comprometer o funcionamento do equipamento.

A tabela 8.1 mostra os valores dos componentes utilizados neste projeto, a maioria destes são preços praticados no mercado brasileiro, excluindo o dissipador e o contator, que são preços referentes ao mercado estrangeiro.

Tabela 8.1 – Custo financeiro do conversor.

Item	Descrição	Quantidade	Unidade	Preço Unitário	Preço Total
1	IRFP4568Pbf	3	Un	R\$ 31,36	R\$ 94,08
2	IRFP4768Pbf	2	Un	R\$ 18,90	R\$ 37,80
3	VS-80CPQ150-N3	5	Un	R\$ 15,40	R\$ 77,00
4	Capacitores	4	Un	R\$ 10,63	R\$ 42,52
5	Arduino Uno	1	Un	R\$ 55,00	R\$ 55,00
6	TC4420EPA	3	Un	R\$ 17,27	R\$ 51,81
7	Núcleo Toroidal	2	Un	R\$ 51,50	R\$ 103,00
8	Fio de Cobre	1	Kg	R\$ 129,50	R\$ 129,50
9	Dissipador	1	Un	R\$ 320,00	R\$ 320,00
10	Contator	1	Un	R\$ 200,00	R\$ 200,00
11	Fusível	1	Un	R\$ 78,90	R\$ 78,90
12	Gastos Extras	1	Un	R\$ 150,00	R\$ 150,00
				Total	R\$ 1.339,61

Fonte: Produzido pelo próprio autor (2020).

O valor de gastos extras compreende custo com componentes em geral, como resistores, capacitores, conectores, suportes, placas de cobre e equipamentos para manufatura do conversor e este custo pode variar.

9 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O presente projeto abordou o estudo e o projeto de um conversor cc-cc para o acionamento do motor de uma embarcação movida a energia solar. Para chegar a este ponto, cada uma das partes integrantes do projeto foram estudadas, e com o conhecimento adquirido, foi possível chegar em um projeto de conversor que satisfaz as características desejadas.

Inicialmente, existe a necessidade de aprimorar o sistema elétrico da embarcação da equipe Hurakan. Porém, as regras da competição impõem limites, para evitar que as equipes com maior poder financeiro obtenham vantagens sobre as outras. Assim, este projeto propôs a alteração da tensão do banco de baterias, com o intuito de aumentar a tensão de alimentação do motor. Com os estudos e simulações realizados no capítulo 5, foi provado que esta alteração trás benefícios para o desempenho do barco, aumentando a velocidade de rotação do motor em aproximadamente duas vezes.

Com a alteração do sistema, um dispositivo para controlar a velocidade de rotação do motor que consiga operar nas novas condições é necessário. O projeto do novo conversor mostrou ser eficaz, sendo que possui uma eficiência de 0,93, na situação em que é mais utilizado, semelhante a eficiência do conversor utilizado atualmente. No entanto, o aumento de velocidade do motor torna o sistema proposto viável.

Ainda, a topologia proposta permite aplicar a tensão máxima desejada sobre o motor, mesmo em situações onde a bateria não está completamente carregada, e ainda, devido a etapa de elevação da tensão, é possível minimizar os efeitos das quedas de tensão nos componentes do conversor, permitindo assim, uma maior velocidade do barco nos momentos finais de cada prova.

Outra importante diferença entre os conversores, é a criação de um sistema elétrico modular. Como o controlador de carga MPPT utilizado atualmente pela equipe é um modelo comercial, não é mais necessário utilizar o que está presente na placa de circuito impresso do conversor projetado em 2012. Este aspecto faz com que a equipe tenha maior facilidade para realizar uma manutenção durante a competição, sem a necessidade de desconectar todo o sistema.

Além disto, devido a natureza da topologia escolhida para este conversor, a equipe não está limitada a utilizar somente o motor levando em conta para este projeto. Como existe uma etapa de elevação de tensão, é possível utilizar motores que operem em tensões maiores que 48 V, bastando algumas simples modificações nos componentes para que estes suportem os novos estresses de tensão e corrente.

Uma vez finalizado todos os cálculos para o projeto e seleção de componentes, é realizado um breve estudo de custo. O valor total do projeto é elevado, porém, deve ser levado em conta que muitos dos componentes utilizados estão a disposição no inventário da equipe, e por esse motivo são selecionados. Sendo, é possível minimizar este valor com a utilização de componentes mais baratos, tendo como consequência, a redução da eficiência.

Uma vez finalizado o projeto e a elaboração deste documento, é possível minimizar a defasagem de conhecimento dos futuros membros da equipe. Com o estudo deste trabalho, estes podem obter uma visão geral sobre o sistema elétrico da embarcação, conhecer o básico de cada equipamento utilizado e entender como funcionam os conversores de potência, em especial, o projetado.

Para estudos futuros, seria interessante aprimorar outros aspectos do catamarã, como a manobrabilidade do mesmo com a implementação de um sistema de direção elétrica, realizar um estudo sobre obtenção de dados a distância e projetar um sistema de supervisão e aquisição de dados para utilizar durante as provas ou até mesmo o estudo sobre a utilização de outros tipos de motores, podendo estes serem de corrente contínua sem escovas ou até mesmo motores de indução.

Por fim, com os objetivos concluídos e indicação para estudos futuros, conclui-se que muito conhecimento foi adquirido, mas ainda, pode-se considerar que o tema sobre acionamento de motores com conversores é muito abrangente e pode ser aplicado nas mais diversas áreas, abrindo caminho para muitos outros estudos e aprimoramentos.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AHMED, A. **Eletônica de Potência.**: Tradução de Bazán Tecnologia e Linguística. São Paulo, Brasil: Pearson Education do Brasil., 2000. 478 p.

BALDASSI, M. M. H. **Controle de conversor CC-CC multifásico bidirecional em corrente não isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos leves.** Tese (Graduação) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2015.

BARBI, I. **Eletônica de Potência.** 3. ed. Florianópolis, Brasil: Edição do Autor, 2000. 408 p.

CABRAL, A. S. et al. Desafio solar brasil 2013: Ferramenta de ensino e promoção de fontes renováveis de energia. In: **Engenharia: Múltiplos Saberes e Atuações.** Juiz de Fora, Minas Gerais: [s.n.], 2014. v. 1.

CABRAL, J. B. R. F. **Conversor CC-CC Não Isolado de Elevado Ganho para Aplicação no Processamento de Energia Solar Fotovoltaica.** Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2013.

CATAFESTA, L. **Processamento Eletrônico de Energia Solar Fotovoltaica em Embarcações do Tipo Catamarã.** Tese (Graduação) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2012.

CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas.** 5. ed. Porto Alegre, Brasil: AMGH Editora Ltda., 2013. 377 p.

DEZUO, T. J. M. **Máquinas Elétricas Rotativas.** Apostila do curso de máquinas elétricas. Joinville, Brasil: Universidade do Estado de Santa Catarina, 2019. 139 p.

INFINEON. **IRFP4768PbF.** Munique, Alemanha: [s.n.], 2016. Folha de Dados. Disponível em: <<https://www.infineon.com/dgdl/irfp4768pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153562c959b2021>>. Acesso em: 08 de Maio de 2020.

INTERNATIONAL RECTIFIER. **IRFP4568PbF.** 2008. Folha de Dados. Disponível em: <<https://www.infineon.com/dgdl/irfp4568pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153562c7c32201b>>. Acesso em: 08 de Maio de 2020.

JINKO SOLAR. **JKM260P-60B 240-260 Watt Poly Crystalline Module.** 2015. Folha de Dados. Disponível em: <<https://www.123zeroenergy.com/images/pdf/jinko-250w-black-frame.pdf>>. Acesso em: 18 de Agosto de 2020.

MACHADO, O. J. et al. **Regras de Competição.** 2018. Disponível em: <<https://desafiosolar.files.wordpress.com/2018/07/regra-desafio-solar-brasil-2018.pdf>>. Acesso em: 2 de Fevereiro de 2020.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados.** 2. ed. Florianópolis, Brasil: Edição dos Autores, 2006. 377 p.

MELO, R. R. **Conversor CC-CC bidirecional intercalado aplicado a supercapacitores para veículos elétricos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, Brazil, 2014.

MICROCHIP TECHNOLOGY. **TC4420/TC4429**. c2012. Folha de Dados. Disponível em: <<https://br.mouser.com/datasheet/2/268/21419c-23818.pdf>>. Acesso em: 08 de Setembro de 2020.

MORITZ, R. M. B. **Estudo de Perdas por Comutação, Condução e Cálculo Térmico de um Inversor Trifásico de Dois Níveis**. Tese (Graduação) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Brasil, 2014.

MOTENERGY. **ME0708 Brush-Type DC Motor**. c2011. Disponível em: <<http://www.motenergy.com/me0708.html>>. Acesso em: 18 de Agosto de 2020.

MUHAMMAD, R. H. **Eletônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações**.: Tradução de Carlos Alberto Favato. 2. ed. São Paulo, Brasil: Makron Books Ltda., 1999. 819 p.

OPTIMA BATTERIES. **D51R**. 2008. Folha de Dados. Disponível em: <<https://www.optimabatteries.com/en-us/yellowtop-deep-cycle-battery/d51r>>. Acesso em: 18 de Agosto de 2020.

RODRIGUES, L. G. **Estudo e Desenvolvimento de Um Conversor DC-DC de Topologia Buck Para Aplicação Aeroespacial**. Tese (Graduação) — Universidade de São Paulo, São Carlos, Brasil, 2007.

ROSSETTI, V. **Projeto de Um Conversor CC-CC Elevador Utilizado no Acionamento de Dispositivo Mecânico Aplicado a Robótica**. Tese (Graduação) — Universidade de São Paulo, São Carlos, Brasil, 2011.

SARTORI, H. C. **Uma Nova Metodologia de Projeto para a Otimização do Volume do Conversor Boost PFC**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Brazil, 2009.

SEMIKRON. **Semicondutores de Potência Discretos e Montagens**. 2019. Folha de Dados. Disponível em: <https://shop.semikron.com.br/catalogo/Semicondutores_Discretos_SKBR_2018-2019.pdf>. Acesso em: 20 de setembro de 2020.

SHENOY, K. L.; NAYAK, C. G.; MANDI, R. P. Design and implementation of interleaved boost converter. **International Journal of Engineering and Technology**, 2017. 2017.

TDK. **Aluminum electrolytic capacitors**. 2016. Folha de Dados. Disponível em: <<https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/20/30/db/aec/B41505.pdf>>. Acesso em: 08 de Maio de 2020.

TERMAN, F. E. **Radio Engineers' Handbook**. 1. ed. Nova Iorque, Estados Unidos da América: McGraw-Hill Book Company., 1943. 1021 p.

TODD, P. C. **Snubbers Circuits: Theory, Design and Application**. 1. ed. [S.l.], 1993. Disponível em: <<https://www.ti.com/seclit/an/slup100/slup100.pdf?ts=1589162045542>>. Acesso em: 10 de Maio de 2020.

TOSHIBA ELECTRONIC DEVICES AND STORAGE CORPORATION. **Power MOS-FET Selecting MOSFFETs and Consideration for Circuit Design**. [S.l.], 2018. Notas de Aplicação. Disponível em: <<https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=13416>>. Acesso em: 14 de Maio de 2020.

VAZ, L. F. H.; BARROS, D. C.; CASTRO, B. H. R. Veiculos hibridos e elétricos: sugestão de politicas públicas para o segmento. **BNDES Setorial**, 2015. n. 41, p. 295–344, 2015.

VILKN, P. H. J. **Desenvolvimento de Metodologia para Projeto de Indutores Utilizados em UPS de Alto Rendimento**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brasil, 2018.

VISHAY. **VS-80CPQ150-N3**. 2018. Folha de Dados. Disponível em: <https://www.vishay.com/docs/96465/vs-80cpq150-n3_.pdf>. Acesso em: 08 de Maio de 2020.

WEG. **Fusíveis aR e gL/gG Tipo NH Contato Faca, NH Flush End e Diametral**. [S.l.], 2019. Catálogo de Produto: 50009817/70. Disponível em: <<https://static.weg.net/medias/downloadcenter/hf3/ha3/WEG-fusiveis-ar-e-gl-gg-50009817-catalogo-pt.pdf>>. Acesso em: 14 de Maio de 2020.