

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
ENGENHARIA ELÉTRICA - ROBÓTICA E AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL

Camila de Oliveira Cunha

Modelagem e Controle de Conversor CC-CC *Buck-Boost* para Sistema
Híbrido-Elétrico de Aeronave

Juiz de Fora
2025

Camila de Oliveira Cunha

**Modelagem e Controle de Conversor CC-CC *Buck-Boost* para Sistema
Híbrido-Elétrico de Aeronave**

Trabalho de conclusão de curso apresentado
à Faculdade de Engenharia da Universidade
Federal de Juiz de Fora como requisito parcial
à obtenção do título de bacharel em Engenharia
Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Manuel Arturo Rendón Maldonado

Juiz de Fora
2025

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

de Oliveira Cunha, Camila.

Modelagem e Controle de Conversor CC-CC *Buck-Boost* para Sistema
Híbrido-Elétrico de Aeronave / Camila de Oliveira Cunha. – 2025.

79 f. : il.

Orientador: Manuel Arturo Rendón Maldonado

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal de
Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Engenharia Elétrica - Robótica e
Automação Industrial, 2025.

1. Conversor CC-CC. 2. Buck-Boost. 3. Sistema híbrido-elétrico de
aeronave. I. Rendón, Manuel, orient. II. Título.

Camila de Oliveira Cunha

**Modelagem e Controle de Conversor CC-CC *Buck-Boost* para Sistema
Híbrido-Elétrico de Aeronave**

Trabalho de conclusão de curso apresentado
à Faculdade de Engenharia da Universidade
Federal de Juiz de Fora como requisito parcial
à obtenção do título de bacharel em Engenharia
Elétrica.

Aprovada em 21 de agosto de 2025

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Manuel Arturo Rendón Maldonado -
Orientador
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Daniel de Almeida Fernandes
Universidade Federal de Juiz de Fora

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus pais, pelo apoio incondicional em todas as etapas da minha vida acadêmica e pessoal. Pela dedicação e esforço em me apoiar durante todos esses anos fora de casa, pela paciência e por acreditarem nos meus sonhos, mesmo à distância. Nada disso seria possível sem o suporte e a confiança que sempre depositaram em mim. Aos meus irmãos, agradeço pela parceria e companheirismo de sempre.

Agradeço também à UFJF, pelo ensino de qualidade e formação acadêmica que possibilitou meu crescimento e a participação em diferentes projetos ao longo do curso, e me abriu várias portas.

Estendo meus agradecimentos a todos os professores que contribuíram para minha trajetória. Em especial, ao meu orientador, pela confiança, orientação e pelos conhecimentos compartilhados, que me permitiram aprofundar meus estudos e ter maior envolvimento com a vida acadêmica.

Por fim, aos colegas e amigos de curso, pela amizade construída ao longo dessa caminhada, pelas trocas de conhecimento e pelo companheirismo diante das dificuldades e conquistas.

“To invent an airplane is nothing. To build one is something. But to fly is everything.” - Otto Lilenthal

RESUMO

O trabalho propõe o dimensionamento, modelagem e controle de um conversor CC-CC bidirecional do tipo *Buck-Boost* para um sistema de propulsão híbrido-elétrico de um *drone* de asa fixa. O objetivo é desenvolver um conversor eficiente, de baixo peso e alta confiabilidade, adequado às exigências da aplicação aeronáutica. A metodologia inclui a simulação de diferentes topologias no MATLAB[®]/Simulink[®], com parâmetros de dispositivos reais e aplicação de técnicas de projeto de controladores no domínio da frequência. O filtro LC é dimensionado com base nos requisitos de ondulação de tensão e corrente do sistema, e o controlador PI é projetado para garantir estabilidade e desempenho dinâmico dentro das especificações. Os resultados demonstram vantagem em utilizar um conversor de três braços devido à sua modularidade, maior eficiência e menor ondulação, sendo essa a topologia mais promissora para a aplicação estudada.

Palavras-chave: conversor CC-CC; conversor Buck-Boost; sistema híbrido-elétrico de aeronave.

ABSTRACT

This paper presents the design, modeling, and control of a bidirectional DC–DC Buck–Boost converter for the hybrid-electric propulsion system of a fixed-wing unmanned aerial vehicle (UAV). The objective is to develop a converter that is efficient, lightweight, and highly reliable, meeting the demanding requirements of aeronautical applications. The methodology involves simulating different converter topologies in MATLAB®/Simulink®, using parameters from real devices, and applying frequency-domain techniques for controller design. The LC filter is designed according to system voltage and current ripple specifications, while a PI controller is tuned to ensure stability and dynamic performance. Simulation results show that the three-leg converter topology offers advantages in terms of modularity, higher efficiency, and reduced ripple, making it the most promising solution for the studied application.

Keywords: DC–DC converter; Buck–Boost converter; hybrid-electric aircraft system.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – a) símbolo do diodo; (b) características de tensão e corrente	18
Figura 2 – (a) símbolo do tiristor; (b) curva característica de tensão e corrente . .	19
Figura 3 – (a) símbolo do BJT; (b) características de tensão e corrente	21
Figura 4 – (a) símbolo do MOSFET; (b) características de tensão e corrente; (c) caracte- rísticas ideais	21
Figura 5 – (a) símbolo do IGBT; (b) características de tensão e corrente; (c) características ideais	23
Figura 6 – Comparação entre dispositivos semicondutores de potência	24
Figura 7 – Diferentes tipos de conversores	25
Figura 8 – Circuito equivalente de um conversor CC-CC	25
Figura 9 – Formas de onda do conversor CC-CC	26
Figura 10 – Conversor <i>Buck</i>	26
Figura 11 – Esquemático de um conversor CC-CC <i>Buck</i> com a chave fechada . . .	27
Figura 12 – Circuito equivalente do conversor <i>Buck</i> com a chave aberta	28
Figura 13 – Esquemático de um conversor <i>Boost</i>	28
Figura 14 – Esquemático de um conversor <i>Buck-Boost</i>	29
Figura 15 – (a) circuito do conversor Buck-Boost (b) circuito equivalente quando a chave está fechada (c) circuito equivalente quando a chave está aberta	29
Figura 16 – Diagrama esquemático de um modulador PWM	31
Figura 17 – Formas de onda do modulador PWM	32
Figura 18 – Formas de onda do modulador PWM senoidal	32
Figura 19 – <i>Drone Atobá</i>	36
Figura 20 – Fases de voo	37
Figura 21 – Esquemático do sistema de propulsão híbrido do <i>Atobá</i>	37
Figura 22 – Conversor <i>Buck-Boost</i> modelado no Simulink®	45
Figura 23 – Sinal PWM gerado	45
Figura 24 – Formas de onda de corrente e tensão do conversor <i>Buck-Boost</i>	46
Figura 25 – Variação da corrente no indutor operando em modo <i>Boost</i> , variando a ondu- lação de tensão e corrente	47
Figura 26 – Variação da tensão de saída do conversor operando em modo <i>Boost</i> , variando a ondulação de tensão e corrente	47
Figura 27 – Resposta transitória do conversor com os parâmetros LC escolhidos . .	48
Figura 28 – Simulação do Simscape do conversor <i>Buck/Boost</i> simples	49
Figura 29 – Simulação do Simscape do conversor <i>Buck/Boost</i> de dois braços	50
Figura 30 – Simulação do Simscape do conversor de três braços	51
Figura 31 – Resposta em frequência de um sistema	53
Figura 32 – Gráficos da tensão em função do estado de carga da bateria para uma célula	55

Figura 33 – Exemplo de utilização do Graph Importer no MATLAB	56
Figura 34 – Gráficos de descarga e carga do banco de baterias	56
Figura 35 – Sistema modelado do conversor <i>Buck-Boost</i> operando em modo <i>Buck</i> .	57
Figura 36 – Janela de snapshot no Simulink®	57
Figura 37 – PWM gerado a partir da razão cíclica com o sistema operando em malha aberta	58
Figura 38 – Razão cíclica inserida no sistema com a perturbação	58
Figura 39 – Saída de tensão e corrente do sistema operando em modo <i>Buck</i> após aplicar a perturbação	59
Figura 40 – Diagrama de Bode do conversor operando em modo <i>Buck</i>	60
Figura 41 – Malha de controle do conversor operando em modo <i>Buck</i>	60
Figura 42 – Design do controlador a partir do diagrama de bode do sistema no PID Tuner	61
Figura 43 – Malha de controle implementada no modo <i>Boost</i>	62
Figura 44 – Diagrama de Bode da função de transferência entre razão cíclica e corrente	63
Figura 45 – Conversor compensado no modo <i>Boost</i>	64
Figura 46 – Erro da corrente de saída com controlador PI	64
Figura 47 – Diagrama de Bode da função de transferência entre corrente e tensão .	65
Figura 48 – Sistema compensado em comparação com o sistema não compensado .	66
Figura 49 – Inicialização do conversor CC-CC	67
Figura 50 – Inicialização do conversor operando em modo <i>Buck</i> com o banco de baterias carregado	68
Figura 51 – Resposta a diferentes tipos de perturbação no barramento CC	69
Figura 52 – Erro de corrente frente a perturbações no sistema	69
Figura 53 – Inicialização do conversor operando no modo <i>Boost</i>	70
Figura 54 – Modificações na simulação no modo <i>Boost</i>	71
Figura 55 – Resposta do controlador em função do aumento da carga	71
Figura 56 – Resposta a variações de carga	72
Figura 57 – Erro de tensão frente às variações de carga	72
Figura 58 – Resposta do sistema frente a diferentes valores de tensão no banco de baterias	73
Figura 59 – Razão cíclica do sistema frente a variações na tensão de entrada	74
Figura 60 – Potência medida na carga e na entrada do conversor variando os valores de resistência de carga	74
Figura 61 – Eficiência do conversor operando em modo <i>Boost</i>	75
Figura 62 – Eficiência do conversor operando em modo <i>Buck</i>	75

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação entre dispositivos semicondutores de potência	24
Tabela 2 – Parâmetros das baterias (1)	39
Tabela 3 – Características do <i>SKiiP 39AC12T4V1</i> (2)	40
Tabela 4 – Parâmetros do conversor CC-CC	44
Tabela 5 – Distribuição das perdas no conversor	49
Tabela 6 – Distribuição das perdas no conversor de dois braços	50
Tabela 7 – Distribuição das perdas no conversor de três braços	51
Tabela 8 – Comparação entre os três conversores <i>Buck-Boost</i> simulados	51
Tabela 9 – Parâmetros do controlador com o conversor operando em modo <i>Buck</i> .	67
Tabela 10 – Parâmetros do controlador com o conversor operando em modo <i>Boost</i> .	70

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BJT	Transistor Bipolar de Junção (<i>Bipolar Junction Transistor</i>)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CC-CC	Conversor de Corrente Contínua
ESR	Resistência em Série Equivalente (<i>Equivalent Series Resistance</i>)
FRE	Estimativa da Resposta em Frequência (<i>Frequency Response Estimation</i>)
GTO	Tiristor com Desligamento por Gatilho
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
LTi	Linear Invariante no Tempo (<i>Linear Time-Invariant</i>)
MALE	Média Altitude e Longa Duração (<i>Medium Altitude Long Endurance</i>)
MCI	Motor de Combustão Interna
ME	Motor Elétrico
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo de Metal-Óxido-Semicondutor
PID	Proporcional-Integral-Derivativo
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse-Width Modulation</i>)
SCR	Retificador Controlado de Silício
Si	Silício
SiC	Carbeto de Silício
SOC	Estado de Carga (<i>State of Charge</i>)
TRIAC	Tiristor capaz de conduzir em ambos os sentidos
VANT	Veículo Aéreo Não Tripulado

LISTA DE SÍMBOLOS

D	Razão cíclica (<i>duty cycle</i>)
D_{Buck}	Razão cíclica do conversor operando em modo <i>Buck</i>
D_{Boost}	Razão cíclica do conversor operando em modo <i>Boost</i>
E_{on}	Perdas de comutação na ligação
E_{off}	Perdas de comutação no desligamento
f	Frequência de chaveamento
f_s	Frequência de chaveamento
I_D	Corrente de dreno
I_{lim}	Corrente de saída que define o limite entre o modo de operação contínuo/descontínuo
I_{out}	Corrente nominal de saída
i_c	Corrente no capacitor
i_L	Corrente no indutor
K_d	Ganho derivativo
K_i	Ganho integral
K_p	Ganho proporcional
L	Indutância
L_{min}	Indutância mínima para operação em modo contínuo
P_{cond}	perdas por condução
P_{carga}	Potência total dissipada pela carga
P_{perdas}	Potência total dissipada por todos os demais blocos do circuito (exceto a carga)
P_{sw}	perdas por chaveamento
R	Resistência de carga
R_{bat}	Resistência interna do banco de baterias
$R_{carga_{max}}$	Resistência máxima da carga
$R_{DS(on)}$	Resistência de condução entre o dreno e o source
R_o	Resistência série equivalente do capacitor
r_{CE}	Resistência interna do IGBT
t_s	Tempo de subida
t_d	Tempo de descida
t_{on}	Tempo em que a chave permanece fechada
t_{off}	Tempo em que a chave permanece aberta
T	Período de chaveamento
$u(t)$	Sinal de controle aplicado ao sistema no instante de tempo t
V_{bat}	Tensão nominal do banco de baterias
V_{cc}	Tensão do barramento CC
$V_{CE(sat)}$	Tensão de saturação coletor-emissor
V_D	Tensão do diodo
V_{DS}	Tensão entre dreno e fonte

V_F	Tensão direta
$V_{F(sat)}$	Tensão direta do diodo
v_{GS}	Tensão entre porta (<i>gate</i>) e fonte (<i>source</i>)
$v_o(t)$	Tensão de saída em função do tempo
V_{out}	Tensão de saída
V_i	Tensão de entrada
V_{th}	Tensão de limiar
v_L	Tensão no indutor
Δi_L	Valor pico a pico da ondulação de corrente
ΔV_o	Ondulação total de tensão de saída
$\Delta V_{o,C}$	Componente capacitiva da ondulação de tensão
$\Delta V_{o,R}$	Componente resistiva da ondulação de tensão
η	Eficiência
ω_n	Frequência natural do sistema

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	18
2.1	DISPOSITIVOS DE CHAVEAMENTO	18
2.1.1	Diodo	18
2.1.1.1	<i>Funcionamento</i>	18
2.1.1.2	<i>Tipos de diodo</i>	18
2.1.1.3	<i>Perdas associadas aos diodos</i>	19
2.1.2	Tiristores	19
2.1.2.1	<i>Funcionamento</i>	19
2.1.2.2	<i>Tipos de tiristor</i>	20
2.1.3	Transistores	20
2.1.3.1	<i>Transistor Bipolar de Junção (BJT)</i>	20
2.1.3.2	<i>MOSFET</i>	20
2.1.3.2.1	<i>Funcionamento</i>	20
2.1.3.2.2	<i>Tipos de MOSFET</i>	21
2.1.3.2.3	<i>Perdas no MOSFET</i>	22
2.1.3.3	<i>IGBT</i>	22
2.1.3.3.1	<i>Funcionamento</i>	22
2.1.3.3.2	<i>Perdas no IGBT</i>	23
2.1.4	Comparação de diferentes tipos de dispositivos de chaveamento	24
2.2	CONVERSOR CC-CC	24
2.2.1	Princípio de funcionamento do conversor CC-CC	24
2.2.2	Conversor CC-CC <i>Buck</i>	26
2.2.2.1	<i>Modelagem do conversor Buck ideal</i>	27
2.2.3	Conversor CC-CC <i>Boost</i>	28
2.2.4	Conversor CC-CC <i>Buck-Boost</i>	28
2.3	TÉCNICAS DE MODULAÇÃO	31
2.3.1	Modulação por Largura de Pulso (PWM)	31
2.4	CONTROLADORES	32
2.4.1	Controlador PID	32
2.4.1.1	<i>Ação proporcional</i>	33
2.4.1.2	<i>Ação integral</i>	33
2.4.1.3	<i>Ação derivativa</i>	34
2.4.2	Análise pelo método de resposta em frequência	34
3	METODOLOGIA	36
3.1	AERONAVE ESTUDADA	36
3.1.1	Missão de voo	36

3.1.2	Sistema de propulsão do <i>Atobá</i>	37
3.1.3	Banco de baterias	39
3.1.4	Dispositivos de chaveamento	39
3.2	CONVERSOR <i>BUCK-BOOST</i>	40
3.2.1	Escolha da frequência de chaveamento	41
3.2.2	Modelagem da carga	41
3.2.3	Dimensionamento do filtro LC	41
3.2.3.1	Dimensionamento do indutor	42
3.2.3.2	Dimensionamento do capacitor	42
3.2.4	Ajustes do filtro LC	43
3.2.5	Modelagem das perdas do conversor	48
3.3	PROJETO DO CONTROLADOR	52
3.3.1	Análise de resposta em frequência	52
3.3.2	Modo <i>Buck</i>	54
3.3.2.1	Discretização do sistema	59
3.3.3	Modo <i>Boost</i>	61
3.3.3.1	Controle em cascata	62
4	RESULTADOS	67
4.1	MODO <i>BUCK</i>	67
4.2	MODO <i>BOOST</i>	70
4.2.1	Resposta a variações de carga	71
4.2.2	Variações na tensão de entrada	73
4.3	EFICIÊNCIA	73
5	CONCLUSÃO	76
	REFERÊNCIAS	77

1 INTRODUÇÃO

O desenvolvimento de sistemas híbrido-elétricos é uma das principais tendências globais no setor de transportes, no intuito de reduzir a poluição, o consumo de energia e o impacto ambiental causado pelos motores a combustão. A hibridização de veículos, associada à integração de sistemas elétricos alimentados por baterias, pode contribuir significativamente para a diminuição da dependência de combustíveis fósseis e à redução de emissões de gases de efeito estufa (3).

Entretanto, a implementação de sistemas de propulsão híbrido-elétrica enfrenta diversos desafios. Um dos principais está relacionado às tecnologias de armazenamento de energia, como baterias, que atualmente apresentam limitações significativas, tais como baixa densidade de potência e energia, instabilidade térmica, ciclo de vida reduzido e longos tempos de recarga (4). Apesar dos veículos elétricos converterem energia com maior eficiência do que os a combustão, possuem autonomia inferior devido à menor densidade energética das baterias em comparação com os combustíveis fósseis (3).

A crescente eletrificação de sistemas aeronáuticos tem imposto requisitos cada vez mais rigorosos aos seus dispositivos: alta eficiência, confiabilidade, alta densidade de potência e baixo conteúdo de ondulação. Entre os blocos essenciais, os conversores CC-CC assumem papel central ao adaptar tensões da fonte em amplas faixas de operação para níveis estáveis de distribuição, preservando a qualidade de energia e permitindo a carga e descarga de sistemas armazenadores de energia.

O uso de conversores eletrônicos de potência, no entanto, introduz perdas e problemas adicionais, como a geração de harmônicos de corrente e tensão, devido ao chaveamento dos dispositivos, o que pode produzir perdas de transmissão, aquecimento excessivo, e mau funcionamento do sistema. Por esse motivo, normas específicas estabelecem limites aceitáveis para a distorção harmônica (5).

Para enfrentar esses desafios, o avanço dos dispositivos semicondutores e conversores eletrônicos de potência tem desempenhado papel essencial. Os transistores bipolares de porta isolada (IGBTs) de silício (Si) são amplamente utilizados em aplicações de média e alta potência, graças à sua alta tensão de bloqueio e baixas perdas em regime de condução. Por outro lado, os dispositivos baseados em carbeto de silício (SiC), presentes em alguns tipos de transistores de efeito de campo de metal-óxido-semicondutor (MOSFETs), têm ganhado destaque devido às suas perdas reduzidas, elevada eficiência em altas frequências, e à capacidade de operar em altas temperaturas (3).

Diversos estudos têm buscado comparar e aprimorar a eficiência desses dispositivos. Em (5), verificou-se que os MOSFETs de SiC apresentaram menores perdas por condução e chaveamento quando comparados aos IGBTs de Si, além de maior eficiência em altas temperaturas. No entanto, os MOSFETs de SiC ainda apresentam custo elevado e maior

interferência eletromagnética. De forma semelhante, (6) conduziu uma análise comparativa entre dispositivos de Si e SiC em um conversor CC-CC, concluindo que o conversor baseado em SiC obteve maior eficiência (cerca de 97,8%), enquanto o baseado em IGBT obteve 94%, para uma frequência de 20 kHz. Também foi observado que a eficiência diminui com o aumento da frequência de chaveamento, sendo os dispositivos de SiC menos impactados devido à sua menor resistência e capacitâncias parasitas.

Módulos semicondutores híbridos que combinam tecnologias são uma opção para aproveitar as vantagens dos diferentes interruptores, promovendo um melhor custo-benefício. Uma potencial solução é o uso de Si-IGBTs em conjunto com SiC-MOSFETs (7). Os IGBTs de Si são amplamente utilizados em baixas e médias tensões, devido às baixas perdas por condução e confiabilidade. Em contrapartida, possuem altas perdas de comutação, limitando a frequência dos dispositivos. Já o SiC-MOSFET possui um custo elevado. A solução proposta é um módulo híbrido que conecta um MOSFET SiC em paralelo ao IGBT. O MOSFET tem a função de conduzir corrente durante as comutações, e o IGBT durante o período de condução. O módulo apresentou redução de perdas em comparação com conversores de IGBTs, com potencial de redução de custo em até 65% (7).

Dando continuidade a esses estudos, este trabalho propõe o dimensionamento e a análise de um conversor CC-CC bidirecional tipo *Buck-Boost*, projetado para um sistema de propulsão híbrido-elétrica. O estudo envolve desde modelagem da carga e definição dos parâmetros do conversor, até o projeto do filtro LC, assim como a análise das perdas nos dispositivos semicondutores, e a sintonia do controlador para os modos *Buck* e *Boost*. O objetivo principal é avaliar a eficiência do conversor em diferentes configurações e modos de operação, buscando uma solução que ofereça boa performance energética, confiabilidade e viabilidade para aplicações veiculares híbrido-elétricas.

A metodologia adotada neste trabalho integra a modelagem completa do conversor e a realização de simulações detalhadas utilizando Simscape/Simulink® de forma a reproduzir o comportamento físico do sistema, considerando os principais efeitos não ideais dos dispositivos, como resistências parasitas, capacitâncias distribuídas e perdas de comutação. Para uma caracterização dinâmica do sistema, realiza-se a identificação por meio do método de resposta em frequência, aplicando uma perturbação senoidal em torno do ponto de operação com amplitude fixa e frequências que variam de 50 a 6000 Hz, permitindo determinar o comportamento do conversor.

Segundo Ogata (8), considera-se satisfatório um desempenho com margem de fase entre 30° e 60° e margem de ganho acima de 6 dB. Os ajustes do controlador PI foram realizados de forma a atender esses critérios, garantindo estabilidade e resposta dinâmica adequada, utilizando a ferramenta *PID Tuner* do MATLAB, considerando tanto o funcionamento em modo *Buck* quanto em modo *Boost*. No modo *Boost*, adota-se a técnica de controle em cascata, com a malha interna de corrente projetada para ser 5 a

10 vezes mais rápida que a malha externa de tensão. Isso garante que o controlador de tensão enxergue a corrente como praticamente instantânea, assegurando desacoplamento dinâmico, margens de estabilidade adequadas e resposta robusta a variações de carga. O desempenho do sistema é então avaliado de forma abrangente, analisando transitórios, rejeição a perturbações, ondulações de corrente e tensão, e eficiência global do conversor.

Este trabalho é baseado no desenvolvimento de um motor híbrido-elétrico para o *drone Atobá*, que é atualmente o maior veículo aéreo não tripulado (VANT) de asa fixa desenvolvido no Brasil. O tema é utilizado como estudo de caso para validar o conversor proposto. A validação é realizada por meio de simulações, considerando parâmetros dos dispositivos semicondutores e valores realistas para resistores, indutores e capacitores, além de condições operacionais compatíveis com a aplicação escolhida.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 DISPOSITIVOS DE CHAVEAMENTO

2.1.1 Diodo

2.1.1.1 Funcionamento

O diodo semicondutor possui a construção mais simples entre os dispositivos de chaveamento, sendo não controlável. Sua principal função é permitir a condução de corrente em um único sentido, bloqueando a corrente no sentido inverso. O dispositivo entra em modo de condução quando a tensão aplicada em seus terminais o polariza diretamente, permitindo a circulação de corrente. Na polarização reversa, o diodo opera como um circuito aberto, impedindo a passagem de corrente (9). A Figura 1 representa o símbolo do dispositivo e suas características de tensão e corrente.

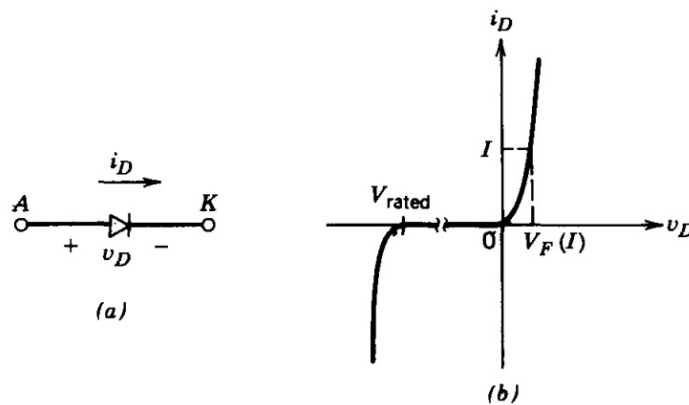


Figura 1 – (a) símbolo do diodo; (b) características de tensão e corrente. Fonte: Mohan et al. (1995)

2.1.1.2 Tipos de diodo

Diodo Schottky - Possui baixa queda de tensão direta ($\approx 0,3 \text{ V}$), sendo utilizado em circuitos de baixa tensão e alta frequência.

Diodo de Recuperação Rápida - Apresenta tempo de recuperação reversa (t_{rr}) curto, sendo adequado para aplicações de alta frequência e potência elevada, comumente utilizado em conversores chaveados.

Diodo de Frequência de Linha - Possui baixa tensão direta, mas com maior t_{rr} . É usado em aplicações de ajustes na frequência da rede elétrica.

2.1.1.3 Perdas associadas aos diodos

As perdas nos diodos podem ser divididas em três tipos principais: perdas por condução, perdas reversas, e perdas de recuperação reversa.

- perdas por condução: ocorrem quando o diodo está conduzindo corrente. Nesse estado há uma queda de tensão no diodo, chamada de tensão direta V_f , que se torna significativa em diodos de alta potência (10).
- Perdas reversas: acontecem quando o diodo está bloqueando a corrente, onde uma pequena corrente reversa flui, causando perdas de potência. Em baixas temperaturas essa perda é insignificante, porém, aumenta exponencialmente em altas temperaturas.
- Perdas de recuperação reversa: também conhecidas como perdas de comutação, ocorrem quando o diodo muda rapidamente de um estado de condução para um estado de bloqueio. Durante essa transição, há um curto período de tempo em que a corrente flui na direção reversa, gerando perdas que podem ser críticas em aplicações de alta frequência.

Além das perdas de potência, é importante considerar a dissipação térmica nos diodos. Dessa forma, a seleção do diodo adequado influencia diretamente na eficiência e no desempenho do conversor CC-CC.

2.1.2 Tiristores

2.1.2.1 Funcionamento

O tiristor é um dispositivo semicondutor de chaveamento controlável que possui três terminais: ânodo, cátodo e gatilho (Figura 2 a).

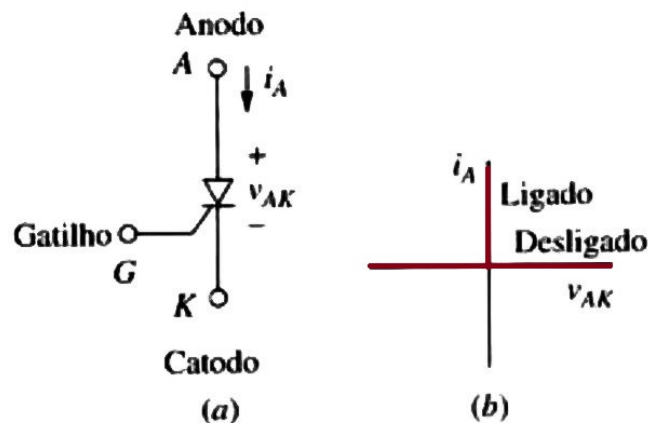


Figura 2 – (a) símbolo do tiristor; (b) curva característica de tensão e corrente. Fonte: Adaptado de Hart (2016).

O dispositivo permite a condução de corrente apenas quando recebe um sinal de disparo no terminal de gatilho, operando como uma chave. Após acionado, permanece conduzindo até que a corrente caia abaixo de um valor mínimo, chamado corrente de manutenção. Semelhante a um diodo, o tiristor bloqueia a corrente em polarização reversa (11).

Os tiristores são capazes de conduzir elevados valores de corrente, porém não permitem frequências de chaveamento muito altas (9).

2.1.2.2 Tipos de tiristor

Retificador Controlado de Silício (SCR) - com comutação lenta, o dispositivo é geralmente utilizado em retificadores e controle de potência em CA.

Tiristor com Desligamento por Gatilho (GTO) - semelhante ao tiristor tradicional, porém possui desligamento via gatilho, adequado para aplicações de alta potência e rápido chaveamento.

Triac - tiristor capaz de conduzir em ambos os sentidos, equivalente a dois SCRs em antiparalelo.

As perdas nos tiristores são semelhantes às dos diodos em termos de perdas por condução, bloqueio e recuperação reversa. No entanto, os tiristores também apresentam perdas adicionais associadas ao sinal de disparo no gatilho e, dependendo do tipo, podem ter tempos de comutação mais lentos, impactando nas perdas dinâmicas em aplicações de alta frequência.

2.1.3 Transistores

2.1.3.1 Transistor Bipolar de Junção (BJT)

O transistor é um dispositivo semicondutor de chaveamento controlável com três terminais: base, coletor e emissor (Figura 3 a). Seus estados ligado e desligado são controlados pela base. Em um transistor bipolar de junção (BJT), a condução de corrente ocorre quando uma corrente de base é aplicada, permitindo que uma corrente maior flua entre o coletor e o emissor.

2.1.3.2 MOSFET

2.1.3.2.1 Funcionamento

O MOSFET é um dispositivo semicondutor amplamente utilizado em aplicações de chaveamento. Diferente do BJT, que é controlado por corrente, o MOSFET é controlado por tensão, resultando em menores perdas de acionamento. O dispositivo possui três terminais: porta (*gate*), dreno (*drain*) e fonte (*source*) (Figura 4 a).

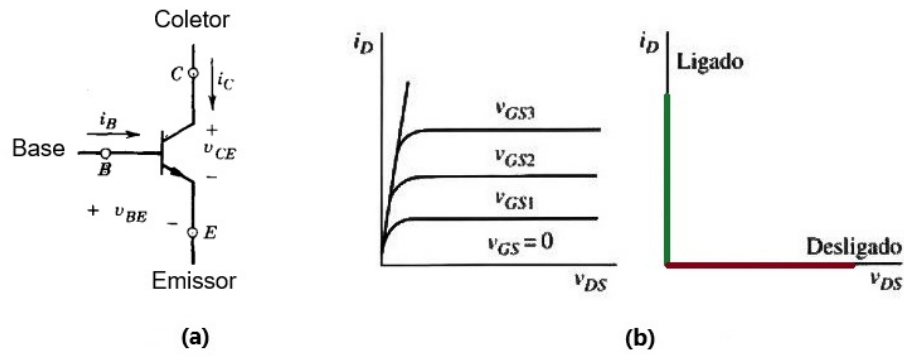


Figura 3 – (a) símbolo do BJT; (b) características de tensão e corrente. Fonte: Adaptado de Mohan et al. (1995)

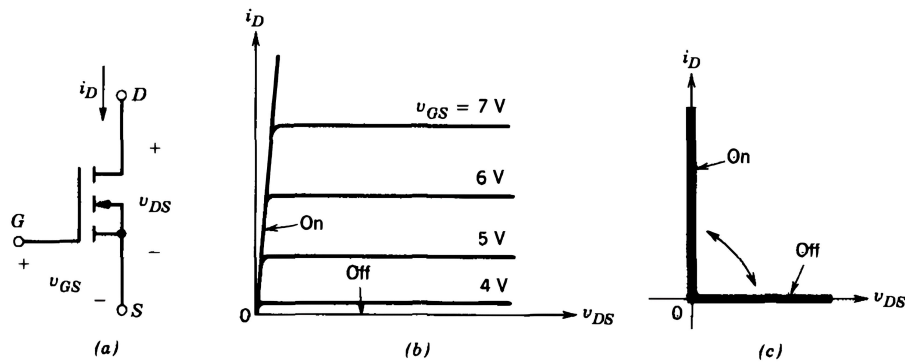


Figura 4 – (a) símbolo do MOSFET; (b) características de tensão e corrente; (c) características ideais. Fonte: Adaptado de Mohan et al. (1995)

A condução no MOSFET ocorre quando a tensão entre a porta e a fonte (V_{GS}) supera um valor mínimo conhecido como tensão de limiar (V_{th}), onde estabelece-se um canal condutivo que permite a passagem de corrente entre o dreno e a fonte. Durante o estado de condução, é necessário manter uma tensão constante na porta para que o dispositivo continue ligado (11). A corrente na porta, por sua vez, é praticamente nula, exceto durante as transições de chaveamento, quando ocorre o carregamento ou descarregamento de suas capacitâncias internas.

As faixas típicas de operação variam conforme o tipo e a tecnologia do dispositivo, podendo alcançar até 1500 V de tensão ou 600 A de corrente (9). Além disso, o MOSFET apresenta velocidade de chaveamento significativamente superior à dos BJTs.

2.1.3.2.2 Tipos de MOSFET

- **MOSFET de canal N** – Conduz quando $V_{GS} > V_{th}$, sendo o tipo mais utilizado devido à maior mobilidade dos elétrons, o que proporciona menor resistência de condução e maior velocidade.

- **MOSFET de canal P** – Conduz quando $V_{GS} < V_{th}$, mas apresenta desempenho inferior, com maior resistência de condução e menor velocidade.

Graças à sua elevada velocidade de comutação, baixa dissipação no estado de condução e controle por tensão, os MOSFETs são amplamente empregados em conversores CC–CC, inversores e fontes chaveadas. No entanto, em aplicações de alta tensão, a resistência de condução entre o dreno e a fonte ($R_{DS(on)}$) tende a aumentar, o que pode impactar negativamente a eficiência do sistema (9).

2.1.3.2.3 Perdas no MOSFET

As perdas nos MOSFETs podem ser divididas em duas categorias principais (12):

- Perdas por condução:

$$P_{cond} = I_D^2 \cdot R_{DS(on)} \quad (2.1)$$

Essas perdas ocorrem quando o dispositivo está ligado e conduzindo corrente (I_D), sendo diretamente proporcionais ao quadrado da corrente e à resistência interna do dispositivo ($R_{DS(on)}$).

- Perdas por chaveamento (13):

$$P_{sw} = \frac{1}{2} \cdot V_{DS} \cdot I_D \cdot (t_s + t_d) \cdot f \quad (2.2)$$

Resultam dos tempos de transição entre os estados ligado e desligado (tempo de subida t_s e tempo de descida t_d), sendo influenciadas pela frequência de chaveamento f e pelos valores instantâneos de corrente e tensão durante as comutações. Essa expressão é uma fórmula empírica, baseada na aproximação linear das formas de onda de corrente e tensão durante a comutação.

Entre as principais vantagens do MOSFET destacam-se a alta eficiência, mesmo em regimes dinâmicos, tempo de comutação reduzido, a facilidade de controle e a possibilidade de operação em frequências elevadas (14).

2.1.3.3 IGBT

2.1.3.3.1 Funcionamento

O IGBT é um dispositivo semiconductor que combina características do MOSFET e do BJT, combinando a alta impedância da porta e o controle por tensão do MOSFET, com a capacidade de condução de altas correntes e tensões do BJT. Essa combinação o torna ideal para aplicações que requerem alta potência e eficiência.

O IGBT possui três terminais principais: porta (*gate*), coletor e emissor (Figura 5 a). O controle do dispositivo é semelhante ao do MOSFET, permitindo condução quando uma tensão é aplicada ao terminal da porta, o que possibilita comutação rápida e baixo consumo de potência. Quando o dispositivo está ligado, a condução ocorre via portadores majoritários, característica típica dos BJTs, resultando em uma menor perda durante o estado ligado.

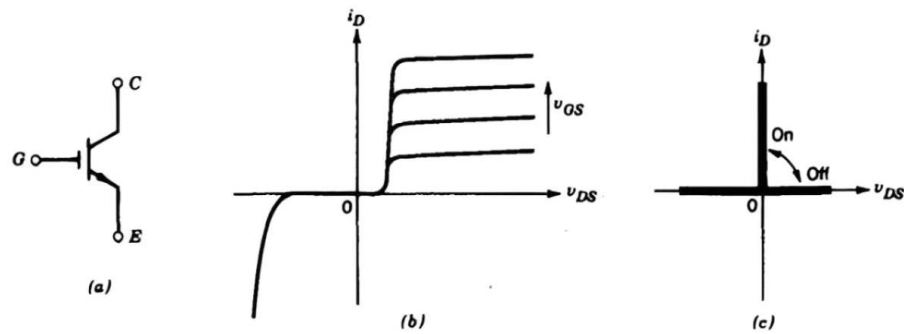


Figura 5 – (a) símbolo do IGBT; (b) características de tensão e corrente; (c) características ideais. Fonte: Adaptado de Mohan et al. (1995)

Os IGBTs são capazes de operar em faixas de tensão de até aproximadamente 1700 V, com correntes superiores a 1200 A, sendo muito utilizados em sistemas de média e alta potência, como inversores industriais, tração elétrica, e controle de motores (11). O IGBT é mais indicado que o MOSFET em aplicações de alta tensão, pois mantém baixa resistência interna, garantindo melhor desempenho e maior robustez.

2.1.3.3.2 Perdas no IGBT

As perdas no IGBT dividem-se principalmente em:

- Perdas por condução: ocorrem quando o dispositivo está no estado ligado, conduzindo corrente, sendo causadas tanto pela tensão de saturação coletor-emissor ($V_{CE(sat)}$), quanto pela resistência interna do dispositivo (r_{CE}).
- Perdas por chaveamento: associadas aos tempos de transição finitos entre os estados ligado e desligado, que são mais longos que os do MOSFET devido à natureza bipolar do dispositivo.

2.1.4 Comparação de diferentes tipos de dispositivos de chaveamento

Tabela 1 – Comparação entre dispositivos semicondutores de potência

Dispositivo	Tipo de controle	Frequência máx.	Perdas por comutação	Perdas por condução	Tensão suportada	Corrente suportada
SCR	Corrente	< 1 kHz	Muito baixas	Baixas	> 1.500 V	Muito alta
BJT	Corrente	< 20 kHz	Altas	Altas	Até 1.000 V	Média
MOSFET	Tensão	> 100 kHz	Muito baixas	Baixas	Até 900 V	Alta
IGBT	Tensão	< 60 kHz	Baixas	Médias	Até 1.700 V	Muito alta
SiC MOSFET	Tensão	> 100 kHz	Muito baixas	Baixas	> 1.200 V	Alta

Fonte: Adaptado de (11), (14) e (15).

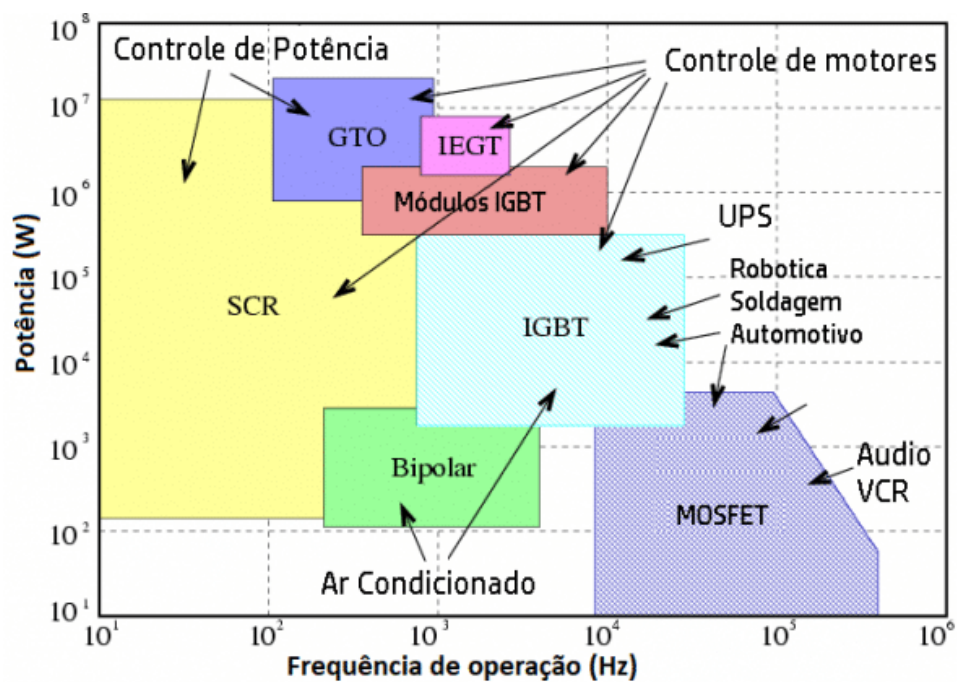


Figura 6 – Comparação entre dispositivos semicondutores de potência. Fonte: Freitas (2017).

2.2 CONVERSOR CC-CC

Conversores CC-CC são cada vez mais populares e necessários na eletrônica de potência, e encontram-se presentes em diversos tipos de aplicações, tais como fontes de alimentação, acionamento de motores CC, interface de sistemas fotovoltaicos com a rede, e carregadores de baterias (14). Seu papel é realizar a conversão entre diferentes níveis de tensão CC, conforme ilustrado na Figura 7.

2.2.1 Princípio de funcionamento do conversor CC-CC

O princípio básico de funcionamento de um conversor CC-CC pode ser descrito pela Figura 8, onde v_i é a tensão de entrada e v_o a tensão de saída. A chave eletrônica

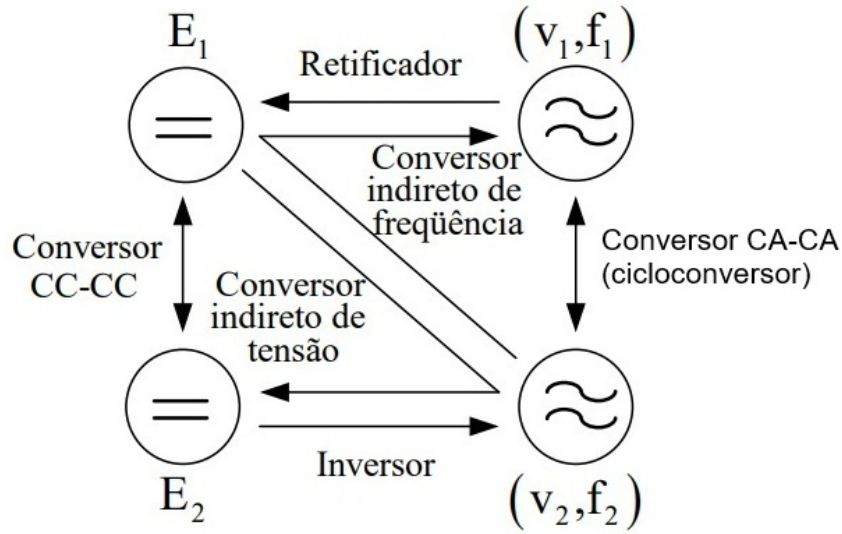


Figura 7 – Diferentes tipos de conversores. Fonte: Adaptado de Barbi (2005).

S_1 pode ser implementada com diferentes dispositivos semicondutores de potência, como MOSFETs, IGBTs ou BJTs, a depender da faixa de tensão, corrente e frequência de operação desejada.

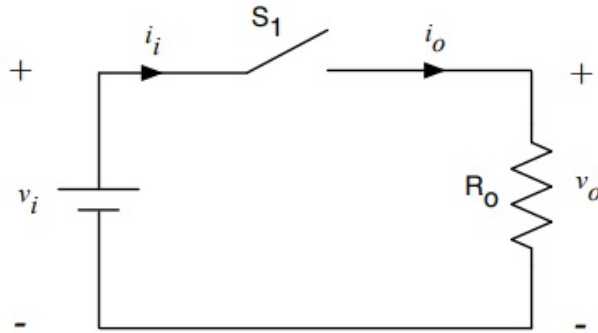


Figura 8 – Circuito equivalente de um conversor CC-CC. Fonte: Petry (2016)

O circuito possui duas etapas de condução, com as formas de onda descritas na Figura 9, supondo uma chave ideal:

1. *Chave S_1 fechada* - A tensão de saída é igual à tensão de entrada, e a corrente é determinada pela carga;
2. *Chave S_1 aberta* - A tensão e corrente de saída são nulas.

A componente média da tensão na saída é descrita por (9):

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_s dt = V_s D \quad (2.3)$$

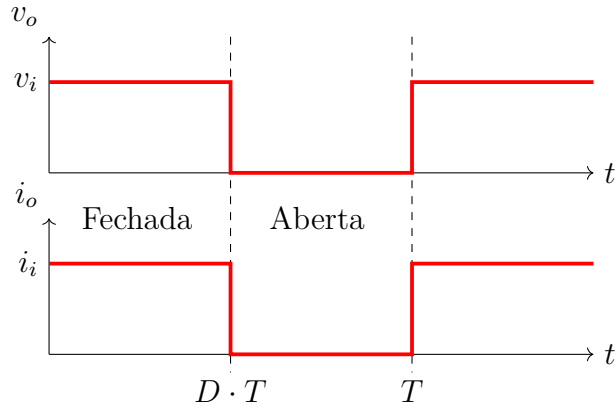


Figura 9 – Formas de onda do conversor CC-CC simples. Fonte: autoria própria

Onde T é o período de chaveamento, e D é a razão cíclica (*duty cycle*), definida como a fração do período em que a chave está fechada ($0 \leq D \leq 1$). A tensão de saída é definida pelo tempo em que a chave permanece fechada (t_{on}), e o tempo em que a chave permanece aberta (t_{off}). A razão cíclica pode ser definida em razão do tempo de abertura das chaves:

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} = t_{on}f \quad (2.4)$$

onde f é a frequência de chaveamento, ou comutação (9).

2.2.2 Conversor CC-CC *Buck*

O conversor *Buck* é um abaixador de tensão, onde a tensão de saída é sempre menor que a tensão de entrada.

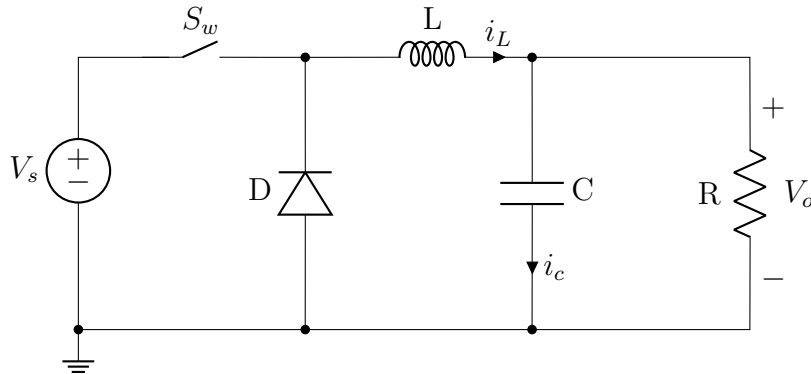


Figura 10 – Esquemático de um conversor *Buck*. Fonte: autoria própria

Seu princípio de funcionamento é semelhante ao do circuito apresentado anteriormente, com a adição de um filtro LC, que permite que o sinal de saída em pulso se aproxime de um sinal contínuo, e de um diodo, que permite que a corrente passe pelo

indutor quando a chave é aberta (9). A tensão de saída do conversor *Buck* é definida na equação (2.3).

2.2.2.1 Modelagem do conversor *Buck* ideal

Estado 1: chave fechada - Quando a chave S_w está fechada, o diodo é reversamente polarizado e não conduz corrente. O circuito equivalente para esse estado é mostrado na Figura 11.

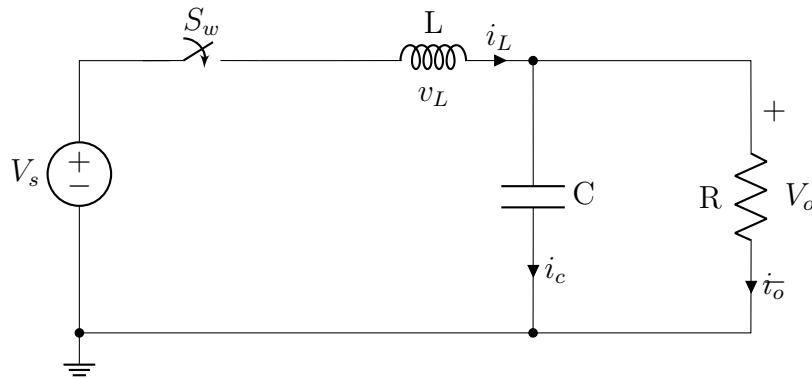


Figura 11 – Esquemático de um conversor CC-CC *Buck* com a chave fechada. Fonte: autoria própria.

Aplicando a Lei das Malhas:

$$v_L = V_s - V_o \quad (2.5)$$

E pela Lei das Correntes de Kirchhoff no nó de saída:

$$i_L = i_c + i_o = C \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R} \quad (2.6)$$

Estado 2: chave aberta - Quando a chave está aberta, a corrente no indutor continua circulando através do diodo, que agora está diretamente polarizado. O circuito equivalente para este estado é representado na Figura 12.

Aplicando a Lei das Malhas:

$$v_L = V_o \quad (2.7)$$

A equação da corrente continua sendo:

$$i_L = -C \frac{dV_o}{dt} + \frac{V_o}{R} \quad (2.8)$$

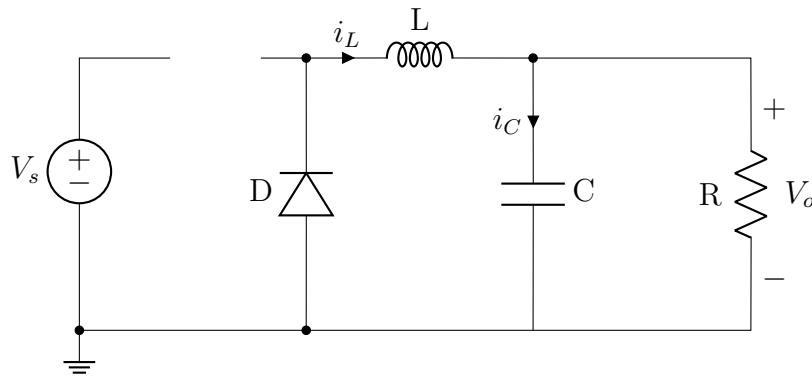


Figura 12 – Circuito equivalente com a chave aberta. Fonte: autoria própria.

2.2.3 Conversor CC-CC *Boost*

Conhecido como conversor elevador, o conversor *Boost* é responsável por converter o nível de tensão de entrada em um nível mais alto na saída, com a comutação de uma chave eletrônica.

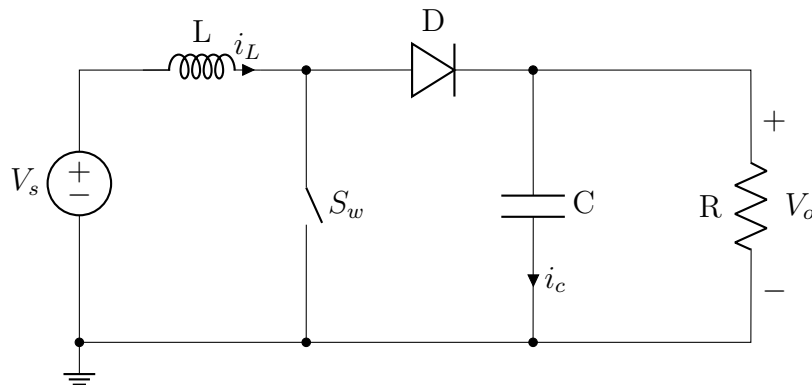


Figura 13 – Esquemático de um conversor *Boost*. Fonte: autoria própria

Quando a chave S_w está fechada, a corrente no indutor aumenta linearmente. Quando a chave está aberta, o diodo é polarizado diretamente, fornecendo um caminho para a corrente proveniente da energia armazenada no indutor enquanto a chave estava fechada. A tensão de saída pode ser descrita em função da tensão de entrada, de acordo com a equação (2.9) (9):

$$V_o = \frac{V_s}{(1 - D)} \quad (2.9)$$

Portanto, a tensão de saída é inversamente proporcional à razão cíclica.

2.2.4 Conversor CC-CC *Buck-Boost*

O conversor CC-CC *Buck-Boost* permite que a tensão de saída seja maior ou menor que a tensão de entrada.

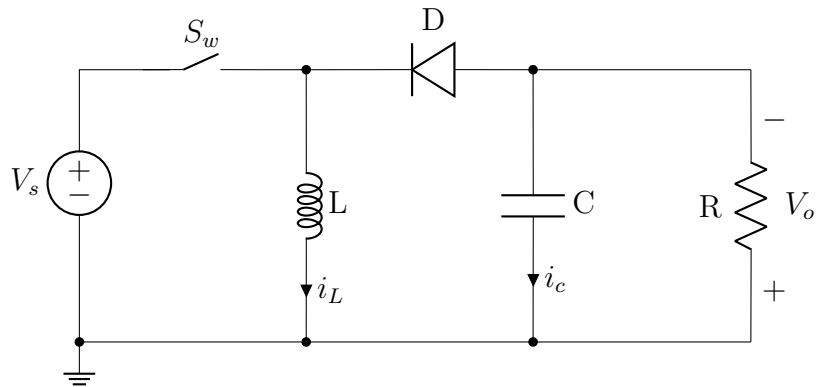


Figura 14 – Esquemático de um conversor *Buck-Boost*. Fonte: autoria própria.

Dois modos de operação são presentes no conversor Buck-Boost: modo de operação contínua e modo de operação descontínua. O modo de operação se refere à corrente no indutor. No modo de operação contínua, a corrente é sempre positiva, e no modo de operação descontínua, a corrente assume valor nulo em determinado período de tempo. Isso faz com que a planta possua duas distintas funções de transferência (16).

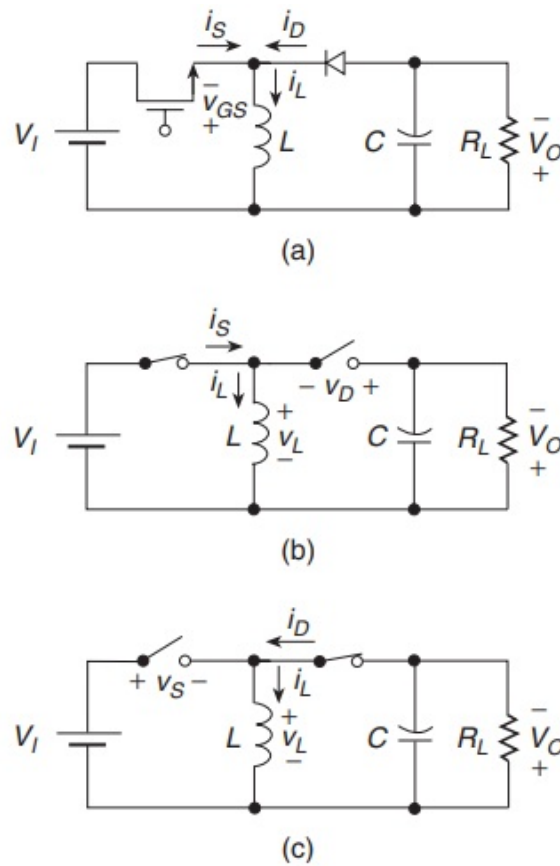


Figura 15 – (a) circuito do conversor Buck-Boost (b) circuito equivalente quando a chave está fechada (c) circuito equivalente quando a chave está aberta. Fonte: Kazimierczuk (2008).

Quando a chave está fechada, o diodo não está conduzindo. A tensão no diodo é $-(V_s + V_O)$, e a tensão no indutor é V_s , onde a corrente aumenta linearmente com inclinação igual a V_s/L . A corrente de pico no indutor pode ser descrita por (16):

$$i_L(DT) = \frac{V_s \cdot D}{f_s \cdot L} + i_L(0) \quad (2.10)$$

onde $i_L(0)$ é a corrente inicial no indutor, e o valor pico a pico da ondulação de corrente é:

$$\Delta i_L = i_L(DT) - i_L(0) = \frac{V_s \cdot D}{f_s \cdot L} \quad (2.11)$$

Quando a chave está aberta, a tensão no indutor é igual a $-V_O$, e sua corrente diminui linearmente com inclinação igual a V_O/L . A tensão na chave é de $(V_s + V_O)$. O valor pico a pico da ondulação de corrente é descrito por:

$$\Delta i_L = i_L(DT) - i_L(T) = \frac{V_O \cdot (1 - D)}{f_s \cdot L} \quad (2.12)$$

A relação entre tensão de entrada e tensão de saída é descrita por 2.13:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{D}{1 - D} \quad (2.13)$$

A corrente média no indutor é definida por $\Delta i_L/2$. A corrente de saída que define o limite entre modo de operação contínuo/descontínuo é:

$$I_{lim} = \frac{V_O \cdot (1 - D_{min})^2}{2 \cdot f_s \cdot L} \quad (2.14)$$

O indutor é responsável por manter a corrente relativamente constante durante a comutação, armazenando energia quando o interruptor está ligado e transferindo-a para a carga quando desligado. No caso do conversor operando em modo *Boost*, busca-se geralmente evitar a condução descontínua, uma vez que esse regime aumenta a complexidade do projeto do controlador. Assim, o indutor pode ser dimensionado de modo a garantir que o conversor opere sempre em condução contínua. O valor mínimo de indutância necessário para assegurar essa condição é (16):

$$L_{min} = \frac{V_O \cdot (1 - D_{min})^2}{2 \cdot f_s \cdot I_{out}} \quad (2.15)$$

O valor mínimo da capacitância de saída pode ser obtido a partir da quantidade de carga fornecida durante o intervalo de tempo em que o capacitor sustenta a tensão de saída sozinho, isto é, durante o período $D_{max} \cdot T$, no qual a chave está aberta. Considerando a corrente máxima de saída I_{out} e a tensão de ondulação permitida ΔV_C , tem-se:

$$C_{min} = \frac{I_{out} \cdot D_{max}}{f_s \cdot \Delta V_C} = \frac{D_{max} \cdot V_O}{f_s \cdot R \cdot \Delta V_C} \quad (2.16)$$

2.3 TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

2.3.1 Modulação por Largura de Pulso (PWM)

A modulação por largura de pulso é de extrema importância para o controle e funcionamento de conversores chaveados. Uma de suas vantagens é a frequência de comutação fixa (14), simplificando o projeto dos conversores. O objetivo principal dessa técnica é regular a razão cíclica $D(t)$ de um sinal lógico $\delta(t)$, responsável por comandar a comutação dos dispositivos de chaveamento do conversor. Esse sinal lógico é periódico, com frequência de comutação f_s , e sua razão cíclica varia de acordo com uma tensão de controle analógica $v_c(t)$, também conhecida como onda moduladora.

Um modulador PWM simples pode ser implementado de acordo com o circuito ilustrado na Figura 16, consistindo de um gerador de onda dente de serra, uma tensão de controle analógica e um comparador de tensão. O gerador produz uma forma de onda periódica $v_{saw}(t)$ (Figura 17) com frequência f_s e amplitude V_M . Essa onda é conhecida como portadora, e a mesma define a frequência de chaveamento do conversor.

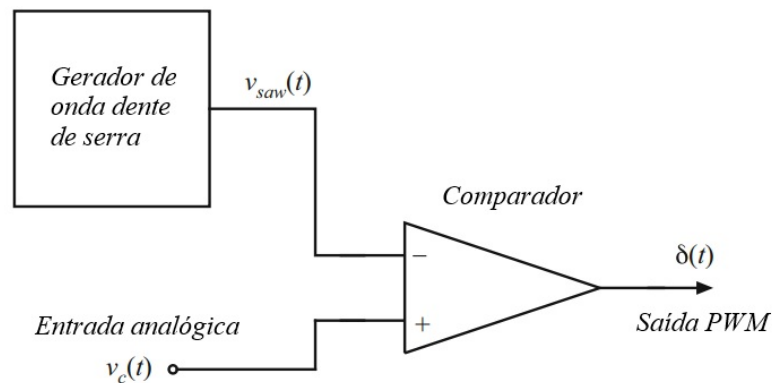


Figura 16 – Diagrama esquemático de um modulador PWM por comparação entre $v_c(t)$ e $v_{saw}(t)$. Fonte: Adaptado de Erickson (2020).

O comparador compara continuamente a onda moduladora $v_c(t)$ com a forma de onda portadora $v_{saw}(t)$. Sempre que $v_c(t) > v_{saw}(t)$, o sinal de saída $\delta(t)$ é alto (nível lógico 1); caso contrário, é baixo (nível lógico 0). O resultado é um sinal PWM cuja razão cíclica depende diretamente do valor de $v_c(t)$.

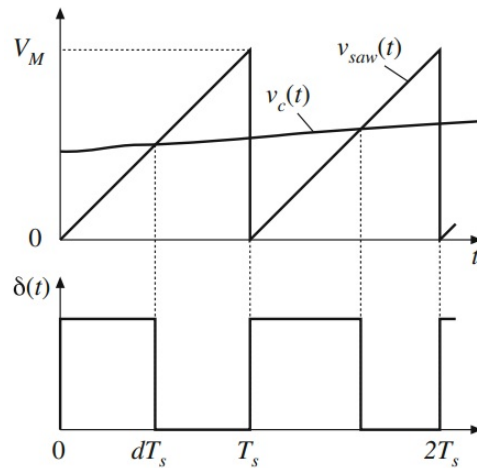


Figura 17 – Formas de onda do modulador PWM. Fonte: Erickson (2020).

Modulação PWM senoidal

Caso a tensão modulante seja constante, a largura dos pulsos é fixa. Caso a tensão modulante seja variante no tempo, a largura dos pulsos do PWM irá variar de acordo com a onda portadora (Figura 18) (17).

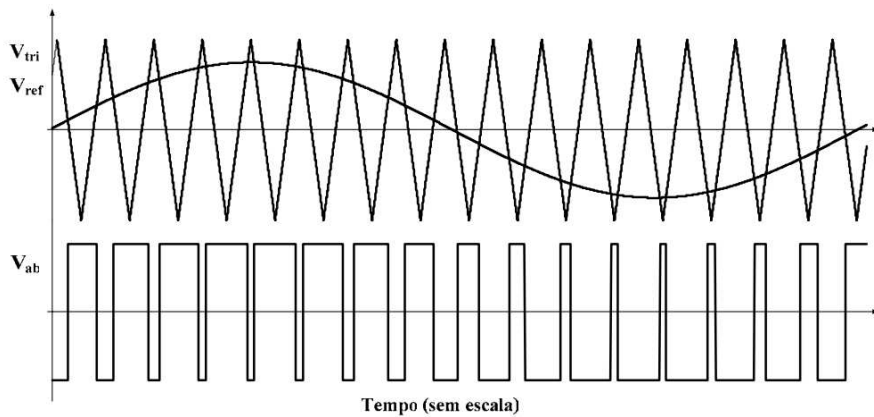


Figura 18 – Formas de onda do modulador PWM. Fonte: Gerent (2005)

2.4 CONTROLADORES

2.4.1 Controlador PID

Os controladores PID (*Proportional-Integral-Derivativo*) são amplamente utilizados na engenharia de controle devido à sua simplicidade e ao bom desempenho em uma ampla faixa de operação (18). Eles combinam três ações de controle distintas para garantir estabilidade, eliminar erros em regime permanente e melhorar a resposta dinâmica. A

função de transferência do controlador PID é dada por:

$$D_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s, \quad (2.17)$$

onde o termo proporcional é regido pelo ganho K_p , o termo integral pelo ganho K_i , e o termo derivativo pelo ganho K_d .

2.4.1.1 Ação proporcional

O controle proporcional atua ajustando o sinal de controle enviado à variável manipulada, com base no erro, $e(t)$, que é a diferença entre a referência e a variável controlada do sistema:

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (2.18)$$

À medida que o ganho proporcional (K_p) aumenta, o erro em regime permanente diminui, melhorando o rastreamento da referência.

$$u(t) = K_p \cdot e(t) \quad (2.19)$$

onde $u(t)$ é o sinal de controle aplicado ao sistema no instante de tempo t , e $e(t)$ é o erro entre a referência e a variável controlada do sistema.

Contudo, esse aumento do ganho também tende a reduzir o amortecimento da resposta, o que pode resultar em maiores oscilações, sobressinal e até instabilidade da malha fechada. Além disso, embora o controle proporcional melhore a velocidade da resposta, ele não é capaz de eliminar completamente o erro estacionário para sinais de referência constantes, nem rejeitar totalmente perturbações. Portanto, para corrigir essas limitações, é comum combinar o controle proporcional com outras ações de controle.

2.4.1.2 Ação integral

O controle integral tem como principal objetivo eliminar o erro em regime permanente na resposta do sistema. A ação de controle é baseada no histórico do erro, acumulado no tempo pela ação integral. Esse comportamento pode ser descrito pela lei de controle (19):

$$u(t) = K_i \int_{t_0}^t e(\tau) d\tau, \quad (2.20)$$

onde K_i é o ganho integral e $e(t)$ é o erro.

O controlador integral garante erro nulo em regime permanente quando se tem referência constante, desde que o sistema em malha fechada seja estável. Mesmo na presença de uma perturbação constante, o controlador é capaz de ajustar a saída de forma a cancelar totalmente o erro.

O acréscimo dessa ação de controle ao sistema pode melhorar seu desempenho frente a incertezas nos parâmetros da planta. No entanto, valores altos de K_i podem comprometer

a estabilidade, exigindo cuidados no projeto e na implementação, especialmente quando o sinal de controle tende a esbarrar nos limites de saturação do atuador, por exemplo, quando um sinal é limitado entre 4 e 20 mA, e a saída do controlador é 30 mA.

2.4.1.3 Ação derivativa

Além das ações proporcional e integral, a ação derivativa desempenha um papel relevante no projeto de controladores clássicos. Suas principais funções são melhorar a estabilidade do sistema em malha fechada, acelerar a resposta transitória e atenuar o sobressinal. Para isso, o controle atua com base na taxa de variação do erro, ou seja, na velocidade com a qual o erro aumenta ou diminui.

A lei de controle derivativo no tempo contínuo é dada por:

$$u(t) = K_D \cdot \dot{e}(t), \quad (2.21)$$

onde K_d é o ganho derivativo e $\dot{e}(t)$ representa a derivada do erro no tempo.

Essa ação é dita antecipatória, pois reage não ao valor do erro, mas à sua tendência. Por exemplo, se o erro estiver aumentando rapidamente, a ação derivativa gera uma resposta imediata, o que ajuda a suavizar o comportamento dinâmico do sistema e evitar oscilações indesejadas.

No entanto, o controle derivativo não fornece informação sobre o valor desejado final, e sozinho não é capaz de corrigir o erro em regime permanente. Por isso, raramente é usado isoladamente, sendo normalmente combinado com a ação proporcional, ou com as ações proporcional e integral. Além disso, como a derivada amplifica sinais de alta frequência, ela tende a amplificar ruídos, o que exige cuidado na implementação prática.

2.4.2 Análise pelo método de resposta em frequência

O método de resposta em frequência é amplamente utilizado no projeto de controladores, permitindo analisar a estabilidade e o desempenho de sistemas lineares a partir de medições experimentais ou simulações, sem a necessidade de modelos matemáticos completos (8). Ao inserir um sinal senoidal na entrada de um sistema linear em regime permanente, sua saída também é senoidal, com a mesma frequência, mas com amplitude e fase alteradas (18). Essas características são a base da construção dos diagramas de Bode, ferramenta fundamental na análise da resposta em frequência.

Nos projetos de controladores nesse domínio, geralmente busca-se determinar dois parâmetros principais do sistema: a largura de banda, que está diretamente relacionada à rapidez da resposta e à rejeição a perturbações, e a margem de fase, que garante que oscilações indesejadas ou instabilidades não ocorram em operação em malha fechada.

Largura de banda - A largura de banda de um sistema é definida como a faixa de frequências para qual a saída consegue rastrear um sinal senoidal de entrada. Considera-se

como frequência de largura de banda aquela na qual a amplitude da resposta do sistema cai para aproximadamente 71 % da entrada, isto é, quando a magnitude é 0,707 vezes o valor de entrada, ou -3 dB (19). A largura de banda está diretamente relacionada a parâmetros da resposta ao degrau no domínio do tempo, como o tempo de subida e o tempo de pico, sendo uma medida da rapidez da resposta do sistema.

Margens de estabilidade — A robustez de um sistema em malha fechada pode ser avaliada pelas margens de ganho e de fase obtidas a partir do diagrama de Bode em malha aberta. A margem de ganho corresponde à quantidade que o ganho pode ser aumentado antes que o sistema se torne instável, identificado na frequência onde a fase é -180° . Já a margem de fase, indica o atraso de fase adicional que o sistema pode suportar na frequência de cruzamento de ganho unitário (0 dB) antes de atingir a instabilidade. Margens positivas de ganho e fase indicam que o sistema é estável.

Critério de Nyquist — A estabilidade também pode ser analisada pelo critério de Nyquist, fundamentado no teorema de Cauchy. Segundo esse critério, o sistema em malha fechada será estável se o contorno da função de transferência em malha aberta $G(s)H(s)$ no plano complexo envolver o ponto crítico $(-1, j0)$ em sentido horário um número de vezes igual ao número de polos instáveis do sistema em malha aberta (20). Esse método fornece uma avaliação rigorosa da estabilidade e é particularmente útil para sistemas de ordem elevada.

3 METODOLOGIA

O desenvolvimento deste trabalho concentra-se no projeto e análise de um conversor CC-CC, parte do sistema propulsor híbrido-elétrico de uma aeronave real, dando continuidade a estudos anteriores (21, 22, 23), incorporando avanços na modelagem, controle e análise detalhada do conversor. O objetivo principal é projetar um sistema robusto, capaz de rejeitar perturbações e variações na carga, apresentando alta eficiência e baixo peso.

3.1 AERONAVE ESTUDADA

O *Atobá* é o maior *drone* de asa fixa desenvolvido no Brasil, classificado como veículo aéreo não tripulado (VANT) de média altitude e longa duração (MALE). Possui uma autonomia de voo de 28 horas e consegue transportar até 70 kg de carga útil, sendo adequado para uma ampla variedade de missões táticas e estratégicas (24) (25).



Figura 19 – *Drone Atobá*. Fonte: MundoGEO (2022)

O *drone* está equipado com o motor de combustão interna (MCI) *HKS-700E*, alimentado a gasolina, de dois cilindros, e potência nominal de 44,7 kW. Está instalado na parte traseira da fuselagem, e executa a propulsão por meio da hélice. Mais detalhes sobre o *Atobá* e o MCI podem ser encontrados em (23).

3.1.1 Missão de voo

A missão de voo é dividida em três estágios: fase de subida, fase de cruzeiro, e fase de descida (Figura 20). Cada um desses estágios exige diferentes níveis de propulsão, impactando diretamente no consumo energético. Durante a fase de subida, o motor opera com maior potência, resultando em um consumo energético elevado. Na fase de cruzeiro, o consumo é menor, pois o *drone* mantém altitude constante e velocidade relativamente estável, exigindo menor esforço do sistema de propulsão. Por fim, na fase de descida, a demanda por propulsão diminui ainda mais, uma vez que a gravidade auxilia no movimento descendente, com gasto energético reduzido.

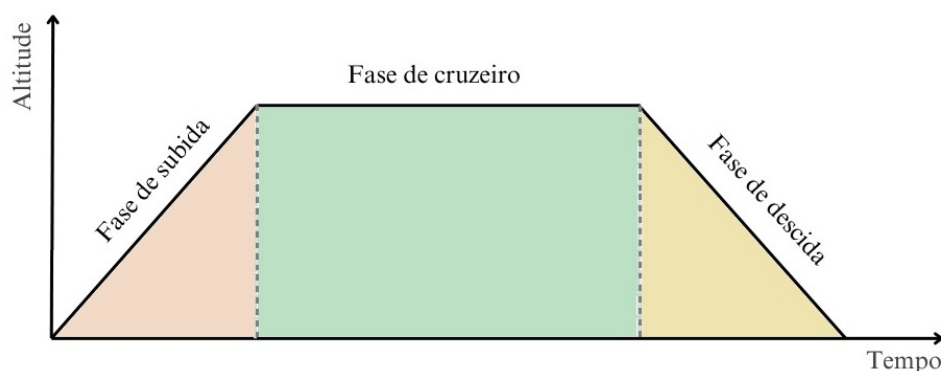


Figura 20 – Fases de voo. Fonte: autoria própria

3.1.2 Sistema de propulsão do *Atobá*

As topologias mais utilizadas em sistemas de propulsão híbrido-elétrica são as em série e paralelo. Devido ao tamanho reduzido da aeronave, optou-se por utilizar a topologia em série, que permite melhor distribuição de componentes nas asas e fuselagem, como baterias, conversores, motor elétrico (ME), MCI e gerador, cujo esquema é ilustrado na Figura 21.

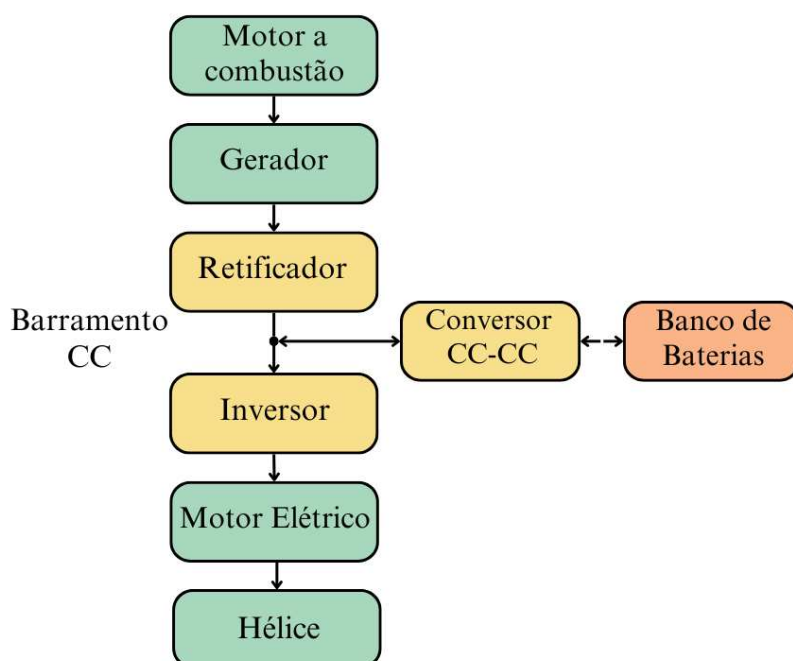


Figura 21 – Esquemático do sistema de propulsão híbrido do *Atobá*. Fonte: autoria própria

O sistema proposto consiste em um MCI, um gerador elétrico, conversores eletrônicos (retificador, conversor CC-CC e inversor), banco de baterias, ME e hélice. O MCI é desacoplado mecanicamente da hélice, sendo responsável por acionar um gerador elétrico que converte a energia mecânica em elétrica. A energia CA é convertida em CC por meio

do retificador.

A partir do barramento CC, a energia pode seguir dois caminhos: alimentar diretamente o inversor que comanda o motor elétrico responsável pela tração da hélice, ou ser direcionada para um conversor CC-CC bidirecional que gerencia o fluxo de energia com o banco de baterias. Esse conversor permite o carregamento e descarregamento das baterias, possibilitando vários ciclos durante a missão de voo.

O motor elétrico é alimentado pelo inversor, que converte a tensão CC do barramento em tensão CA com frequência variável, fornecendo a demanda da propulsão imposta pelas condições em cada fase de voo.

A principal vantagem da topologia em série é o desacoplamento entre o MCI e o sistema de propulsão, permitindo que o motor opere em condições da maior eficiência, independentemente das condições de voo. Em fases de baixa demanda, o excedente de energia gerado pode ser utilizado para carregar o banco de baterias que, quando carregado, pode agir como a fonte de energia para a propulsão.

Os ciclos de carga e descarga do banco de baterias foram definidos para ocorrer principalmente durante a fase de cruzeiro, que é a etapa mais longa do voo, na qual a potência requerida pela hélice é ao redor de 10 kW (23). Essa escolha não é arbitrária: durante o cruzeiro, a demanda de potência é relativamente estável, o que facilita o gerenciamento energético e reduz as oscilações de corrente no barramento. Além disso, na fase de descida, quando a tração requerida pela hélice diminui significativamente, o sistema aproveita para carregar totalmente o banco de baterias, garantindo que ele esteja preparado para o próximo voo. Essa estratégia de operação, além de adicionar redundância e flexibilidade ao sistema, pode contribuir para o aumento da eficiência e para a redução do consumo de combustível.

Porém, o desenvolvimento de sistemas de propulsão híbrido-elétricos envolve uma série de desafios técnicos e de projeto. A grande vantagem dessa arquitetura está na possibilidade de operar o MCI continuamente em sua região de máxima eficiência, independentemente das variações instantâneas de potência exigidas pela hélice ao longo do voo. Contudo, esse benefício vem acompanhado de algumas limitações importantes. Um dos fatores mais críticos está relacionado ao dimensionamento do banco de baterias: quanto maior sua capacidade de armazenamento, maior será também seu peso, o que aumenta o consumo de combustível.

Outro aspecto relevante está associado às perdas nos dispositivos eletrônicos de potência. Como o fluxo de energia passa por diferentes estágios de conversão, como retificação, conversão CC-CC e inversão CC-CA, cada um deles introduz perdas que, quando combinadas, podem se tornar significativas. Trabalhos anteriores, como (22), demonstraram a relevância da análise detalhada de eficiência em cada conversor, enquanto em (21), foi avaliada a eficiência geral do sistema, sendo observado, inclusive, um aumento

no consumo de combustível após a hibridização, em função dos fatores de perdas nos conversores e do peso adicional das baterias.

Diante desse cenário, o presente trabalho busca otimizar o conversor CC-CC utilizado no projeto, com o objetivo de reduzir as perdas, melhorar o gerenciamento do fluxo energético e, conseqüentemente, aumentar a eficiência global do sistema.

3.1.3 Banco de baterias

O banco de baterias utilizado foi modelado anteriormente (23), buscando otimizar a relação entre peso, consumo de combustível e eficiência do sistema. Foram consideradas células da marca Winston, que apresentam boa densidade energética e alta vida útil (1).

Tabela 2 – Parâmetros das baterias (1)

Parâmetro	Valor	Unidade
Massa de uma célula	1,5	kg
Número de células	75,0	-
Densidade de energia	292,8	$\frac{\text{kJ}}{\text{kg}}$
Densidade de potência	244,0	$\frac{\text{W}}{\text{kg}}$
Tensão nominal de uma célula	2,8-3,8	V
Corrente máxima de descarga	150	A
Potência do banco de baterias (P_{bat})	27,45	kW
Peso total	112,5	kg
Energia total	32,94	MJ

A resistência interna das células causa perdas que reduzem a eficiência global do sistema. Considerando uma resistência interna R_{cel} de 0,5 m Ω por célula, e 75 células conectadas em série, a resistência equivalente do banco é:

$$R_{bat} = 75 \times 0,5 \text{ m}\Omega = 0,0375 \Omega \quad (3.1)$$

A tensão nominal do banco é dada pela tensão nominal média da célula multiplicada pelo número de células em série, e a mesma varia de acordo com o estado de carga. Inicialmente, foi adotada uma tensão nominal de 3,4 V:

$$V_{bat} = 75 \times 3,4 = 255 \text{ V} \quad (3.2)$$

3.1.4 Dispositivos de chaveamento

A escolha dos dispositivos semicondutores é determinante para a eficiência e confiabilidade de conversores CC-CC. Embora os MOSFETs apresentem menores tempos de comutação e maior eficiência em altas frequências, possuem maior resistência de

condução, que cresce significativamente em tensões elevadas. Como o sistema proposto possui um barramento CC de 670 V, foi escolhido utilizar IGBTs de Si por aliarem robustez, capacidade de suportar altas tensões e correntes, e possuírem menores perdas por condução em regime de média frequência de chaveamento. Foi selecionado o módulo IGBT *SKiiP 39AC12T4V1*, cujos principais parâmetros estão apresentados na Tabela 3 (2). O módulo possui um diodo em antiparalelo, cujas características influenciam diretamente a eficiência e o comportamento do conversor, especialmente durante a condução reversa.

Tabela 3 – Características do *SKiiP 39AC12T4V1* (2)

Parâmetro	Valor	Unidade
IGBT		
Tensão de saturação ($V_{CE(sat)}$)	1,85 - 2,45	V
Resistência interna (r_{CE})	7,0 - 11,0	m Ω
Resistência térmica (R_{th})	0,33	K/W
Perdas por comutação (E_{on})	10	mJ
Perdas por comutação (E_{off})	8	mJ
Diodo		
Tensão direta ($V_{F(sat)}$)	2,1 - 2,4	V
Resistência interna (r_F)	5,6 - 8,5	m Ω
Resistência térmica (R_{th})	0,52	K/W

Os parâmetros considerados são essenciais para a modelagem precisa do conversor, influenciando diretamente a análise de perdas e eficiência do sistema. A tensão de saturação do IGBT ($V_{CE(sat)}$) e a resistência interna (r_{CE}) impactam as perdas por condução, enquanto as perdas por comutação (E_{on} e E_{off}) são fundamentais para calcular as perdas por chaveamento.

3.2 CONVERSOR *BUCK-BOOST*

Para atender o sistema de propulsão híbrido-elétrico desenvolvido para o *drone Atobá*, um conversor *Buck-Boost* é necessário para conduzir a carga e descarga do banco de baterias. De acordo com os parâmetros do sistema, as tensões nominais são de 255 V no lado de baixa tensão (baterias), e 670 V no lado de alta tensão (barramento CC) do conversor.

De acordo com (2.9), a razão cíclica do conversor, operando em modo *Boost*, pode ser obtida por:

$$\frac{670}{255} = \frac{1}{1 - D} \longrightarrow D_{Boost} \approx 0,62 \quad (3.3)$$

Já a razão cíclica do conversor, operando em modo *Buck*, é:

$$D_{Buck} = 1 - D_{Boost} \approx 0,38 \quad (3.4)$$

3.2.1 Escolha da frequência de chaveamento

A frequência de chaveamento é um parâmetro crítico no projeto de conversores CC-CC. Embora uma alta frequência permita o uso de componentes de filtro LC de menor valor e tamanho, ela eleva significativamente as perdas de comutação.

As perdas de potência, especialmente as de chaveamento nos semicondutores, constituem um dos principais desafios no projeto de conversores. Neste trabalho, a frequência de 20 kHz foi escolhida com base em trabalhos anteriores (22, 21), por oferecer um bom equilíbrio entre desempenho e perdas.

Além disso, a escolha dessa frequência foi orientada por considerações de controle e simulação, garantindo uma largura de banda adequada para o controlador. Frequências mais baixas, como 10 kHz, resultariam em uma frequência de Nyquist menor, limitando a velocidade de resposta do sistema. Já frequências mais altas poderiam aumentar as perdas por chaveamento e tornar as simulações mais pesadas, elevando o esforço computacional.

3.2.2 Modelagem da carga

Para simplificar a modelagem e o projeto do controlador, a carga requerida pelo ME será representada por uma resistência equivalente, que dissipa em regime permanente a mesma potência demandada pelo sistema durante a fase de cruzeiro. Foi definido anteriormente que o banco de baterias opera apenas durante o cruzeiro, onde o motor consome ao redor de 10 kW. Uma tolerância de $1,5\times$ será utilizada para o dimensionamento da carga, garantindo o pior cenário.

$$R_{carga,max} = \frac{V_{out}^2}{P_{carga}} = \frac{670^2}{15000} \approx 30 \, \Omega \quad (3.5)$$

A corrente máxima de saída I_{out} pode ser obtida por:

$$I_{out} = \frac{P_{carga}}{V_{out}} = \frac{15000}{670} \approx 23 \, A \quad (3.6)$$

3.2.3 Dimensionamento do filtro LC

Com a escolha adequada dos componentes do filtro LC, é possível atenuar significativamente a modulação da onda quadrada do conversor, fornecendo uma tensão de saída com baixa ondulação e proporcional ao valor médio da entrada modulada pelo ciclo de trabalho. Além disso, por meio da realimentação negativa, torna-se viável regular a saída mesmo diante de variações na carga ou na tensão de entrada (26). O dimensionamento dos componentes do filtro LC deve considerar um equilíbrio entre volume, eficiência e complexidade.

3.2.3.1 Dimensionamento do indutor

O indutor é um dos componentes fundamentais no conversor *Buck-Boost*, sendo responsável por armazenar e transferir energia entre os estágios do circuito. Para garantir que o conversor opere em modo de condução contínua (CCM), o valor da indutância deve garantir que a corrente no indutor nunca zere, mesmo sob variações de carga. Uma prática comum no projeto de fontes chaveadas é garantir CCM para correntes de saída acima de 10% da carga nominal (26). Neste trabalho, optou-se por manter a operação em modo contínuo, uma vez que isso reduz a ondulação da corrente no barramento CC, melhora a dinâmica do sistema e facilita a modelagem e o projeto do controle. Além disso, o CCM evita picos excessivos de corrente nos semicondutores, contribuindo para aumentar a eficiência e a confiabilidade do conversor.

A corrente nominal de saída e a resistência equivalente da carga foram modelados anteriormente em (3.6) e (3.5).

O valor mínimo da indutância que garante operação no modo contínuo, de acordo com (2.15), é:

$$L_{min} = \frac{V_{CC} \cdot (1 - D)^2}{2 \cdot f_s \cdot I_{out}} = \frac{670 \cdot (1 - 0,62)^2}{2 \cdot 20000 \cdot 23} = 105 \mu\text{H} \quad (3.7)$$

Em um primeiro momento, deseja-se obter uma ondulação de corrente de no máximo 5%.

$$\Delta I_L = 0,05 \cdot I_{out} = 0,05 \cdot 23 \approx 1,15 \text{ A} \quad (3.8)$$

De acordo com (2.12):

$$L = \frac{670 \cdot (1 - 0,68)}{2 \cdot 20000 \cdot 1,15} \approx 4,7 \text{ mH} \quad (3.9)$$

Esse valor garante que o conversor opere em modo de condução contínua e possua ondulação máxima de acordo com o desejado.

3.2.3.2 Dimensionamento do capacitor

O capacitor C é um dos principais responsáveis pelo controle da ondulação de tensão na saída do conversor. Além de sua capacitância efetiva, deve-se considerar seus parâmetros parasitas: a resistência série equivalente, denotada por R_o , e a indutância série equivalente, denotada por L_o .

Para frequências de chaveamento abaixo de 500 kHz, a indutância série L_o pode ser desprezada (26). Portanto, a ondulação de tensão na saída é majoritariamente determinada pelos parâmetros C_o e R_o .

A ondulação total de tensão ΔV_o pode ser estimada pela soma das componentes resistiva e capacitiva, ou seja:

$$\Delta V_o \approx \Delta V_{o,R} + \Delta V_{o,C} \quad (3.10)$$

A componente resistiva é obtida por:

$$\Delta V_{o,R} = \Delta I_L \cdot R_o \quad (3.11)$$

A componente capacitiva é causada pela variação da corrente do indutor:

$$\Delta V_{o,C} = \frac{\Delta \cdot I_L}{8 \cdot f_s \cdot C_o} \quad (3.12)$$

Definindo inicialmente uma ondulação de tensão máxima de 1%:

$$\Delta V_o = 0,01 \cdot 670 = 6,7 \text{ V}$$

Considerando a carga conectada ao conversor $R = \frac{V_{\text{out}}^2}{P_{\text{carga}}} \approx 30 \Omega$, e utilizando a equação para a capacitância mínima ideal, desprezando inicialmente o efeito da resistência no capacitor:

$$C_{\min} = \frac{D}{\text{Ondulação}_{\max} \cdot f_s \cdot R} = \frac{0,62}{0,01 \cdot 20\,000 \cdot 30} \approx 110 \mu\text{F} \quad (3.13)$$

Este valor representa o mínimo necessário para obter uma ondulação de tensão de 1%. Considerando capacitores eletrolíticos com resistência série típica $R_o \approx 50 \text{ m}\Omega$, a componente resistiva da ondulação seria:

$$\Delta V_{o,R} = 1,15 \cdot 0,05 = 0,06 \text{ V} \quad (3.14)$$

Este valor não possui alta significância no valor de ondulação total.

3.2.4 Ajustes do filtro LC

O filtro LC do conversor CC-CC desempenha um papel crucial na resposta dinâmica do sistema, influenciando diretamente o comportamento transitório diante de variações de carga ou da referência. O dimensionamento inadequado dos componentes pode comprometer tanto a estabilidade quanto o desempenho do conversor.

Quando o valor do indutor é significativamente maior que o do capacitor, ocorre um aumento no sobressinal e no undershoot da resposta, resultando em oscilações mais acentuadas. Por outro lado, o sobredimensionamento de ambos os componentes, embora contribua para uma boa filtragem, torna a resposta do sistema lenta, com maior constante de tempo e menor agilidade frente a distúrbios. Já quando os valores de indutância e capacitância são muito baixos, o sistema responde rapidamente às variações na carga, mas tende à instabilidade devido à baixa atenuação de harmônicos e ao ruído de comutação. Por esse motivo, o projeto do filtro deve ser cuidadosamente ajustado com base nos critérios de desempenho dinâmico desejado, como tempo de subida, tempo de acomodação e margens de estabilidade. Além disso, deve-se buscar um compromisso entre desempenho

transitório, eficiência e robustez, de forma a garantir que o conversor opere de maneira estável e confiável durante toda a operação.

Os parâmetros do conversor podem ser encontrados na Tabela 4, onde a potência do banco de baterias foi calculada em um trabalho anterior (23).

Tabela 4 – Parâmetros do conversor CC-CC

Descrição	Valor	Unidade
Tensão do barramento CC (V_{cc})	670	V
Tensão nominal do banco de baterias (V_{bat})	255	V
Frequência de comutação (f_s)	20	kHz
Potência do banco de baterias (P_{bat})	27450	W
Potência de saída (P_{carga})	15000	W

Para a análise do comportamento dinâmico do conversor e o projeto do controlador, foi empregada a plataforma MATLAB®/Simulink®, utilizando-se a biblioteca Simscape Electrical. Essa ferramenta permite representar os componentes de forma física, facilitando a construção do modelo e garantindo maior realismo na simulação, considerando efeitos práticos como perdas e não linearidades.

Inicialmente, foram simulados dois modelos: o conversor *Buck-Boost* operando em modo *Buck*, e o conversor *Buck-Boost* operando em modo *Boost* (Figura 22), com o objetivo de construir um modelo básico para entender o comportamento dinâmico do filtro LC, e posteriormente aumentar o nível de fidelidade do sistema inserindo perdas, e finalmente projetar o controlador.

No modo *Buck*, uma fonte de tensão CC foi utilizada para representar o barramento CC operando em regime permanente a 670 V, onde o conjunto gerador + retificador é responsável por manter a tensão nesse valor. No modo *Boost*, o barramento é representado pela carga, que é modelada pela resistência equivalente à hélice do motor operando em fase de cruzeiro. O banco de baterias foi inicialmente modelado como uma fonte de tensão V_{bat} com resistência R_{bat} , para projeto do controlador.

Para simplificar a simulação, em um primeiro momento, foi utilizado o bloco *Averaged Switch*, exibido no modelo à esquerda da Figura 22, no lugar do IGBT, exibido à direita. Essa abordagem permite representar o comportamento médio das chaves ao longo de um período de comutação, reduzindo o tempo de simulação e facilitando a análise do sistema em malha aberta. O sinal PWM foi gerado comparando uma onda triangular de 20 kHz com a razão cíclica D , calculada anteriormente.

Durante as simulações, a razão cíclica foi ajustada manualmente para compensar as perdas resistivas presentes nos cabos, no indutor e nos semicondutores, garantindo assim que a tensão do barramento atingisse o valor de referência em regime permanente, mesmo

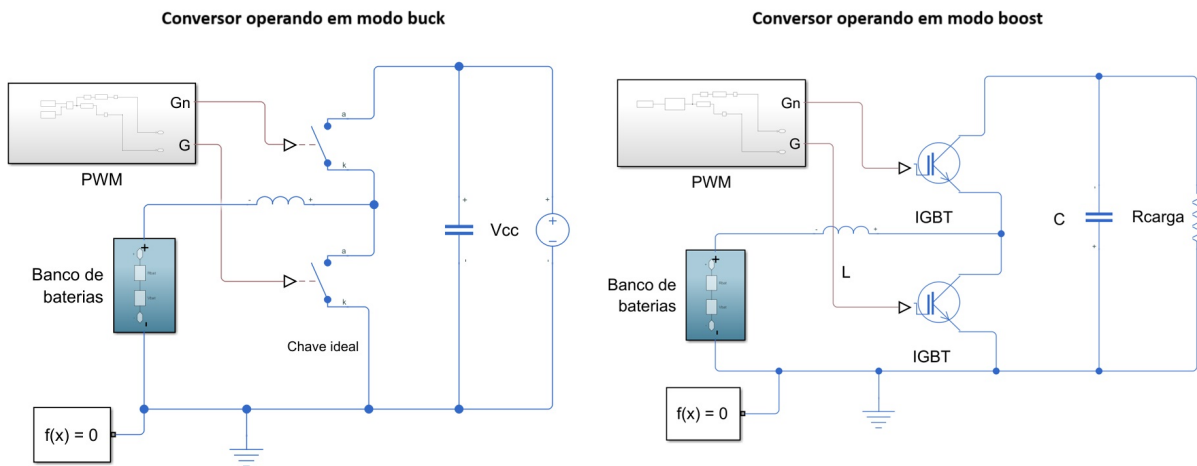


Figura 22 – Conversor *Buck-Boost* modelado no Simulink®. Fonte: autoria própria

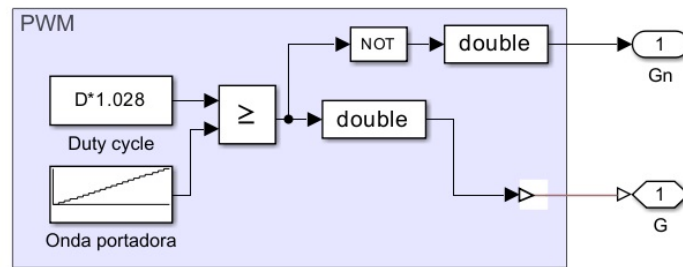


Figura 23 – Sinal PWM gerado. Fonte: autoria própria

em malha aberta. Como a análise de resposta em frequência para projetar o controlador será posteriormente feita em malha aberta, o ajuste foi necessário para garantir que o sistema atinja o ponto de operação desejado. As formas de onda obtidas para a tensão de saída e corrente no indutor mostram que o sistema permanece em modo contínuo e apresenta ondulação dentro dos limites esperados, de acordo com o dimensionado.

Porém, ao simular o modelo operando em modo *Boost* (24), foi observado um alto sobressinal, com a tensão máxima atingindo cerca de 850 V, aproximadamente 22% acima do valor nominal, o que pode comprometer os componentes do sistema e provocar sobressinal significativo frente a perturbações. Inicialmente, foram escolhidos valores arbitrários para o ripple de tensão e corrente, que são responsáveis pelos valores do filtro LC e afetam a resposta do sistema. Porém, esse valor pode ser otimizado para obter uma resposta mais satisfatória. Para entender melhor o efeito do filtro LC sobre esse comportamento, foi adotada a estratégia de variar os valores de indutância e capacitância, avaliando como essas mudanças influenciam a resposta transitória em malha aberta.

O objetivo principal foi identificar o equilíbrio entre desempenho dinâmico e ondulação de tensão e corrente. Por exemplo, ao admitir uma ondulação de corrente de

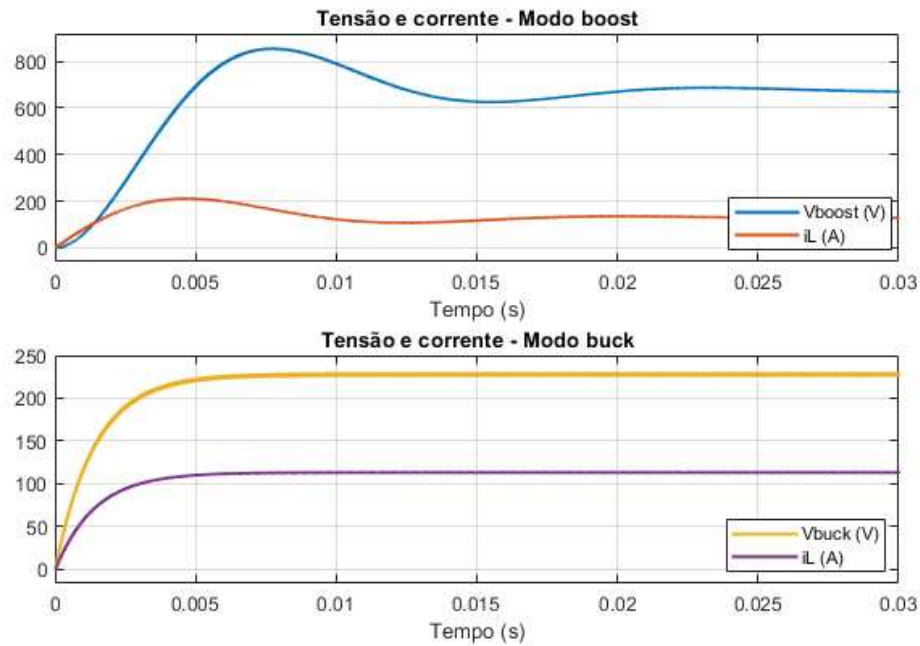


Figura 24 – Formas de onda de corrente e tensão do conversor *Buck-Boost*, Fonte: autoria própria

7%, a indutância necessária é reduzida, resultando em uma resposta mais rápida (menor constante de tempo), porém com maior sobressinal. Esse efeito fica evidente na Figura 25, onde se observa que o sobressinal da tensão de saída aumenta à medida que a ondulação de corrente permitida também aumenta.

O mesmo raciocínio vale para o capacitor. A redução do valor de capacitância tende a aumentar a ondulação de tensão e pode afetar a estabilidade do sistema. Por outro lado, sobredimensionar a capacitância deixa a resposta mais lenta e pode gerar picos mais altos, como ilustrado na Figura 26. A análise em malha aberta permite observar de forma mais clara a dinâmica intrínseca do circuito, sem a interferência de controladores.

Como critério prático de projeto, buscou-se um equilíbrio entre o tempo de resposta, o sobressinal e o nível de ondulação. O tempo de resposta ideal, nesse caso, não foi fixado com base em uma exigência técnica exata, visto que o sistema será posteriormente acoplado ao sistema de controle do *drone*, que possui dinâmicas muito mais lentas. Ainda assim, evitou-se o uso de indutâncias muito altas que, embora reduzam a ondulação, aumentam o peso do sistema, um fator crítico ao dimensionar sistemas híbrido-elétricos para aeronaves, e de indutâncias muito baixas que poderiam levar o conversor à operação em modo descontínuo, ou causar excesso de sobressinal.

O modelo foi analisado operando em modo *Boost*, onde é mais difícil obter estabilidade no sistema. Novos parâmetros do filtro LC foram determinados com base na resposta desejada do sistema, obtendo $L = 6 \text{ mH}$ e $C = 50 \text{ }\mu\text{F}$, onde a capacitância foi reduzida pela metade, e o indutor aumentou cerca de 25%, proporcionando uma resposta

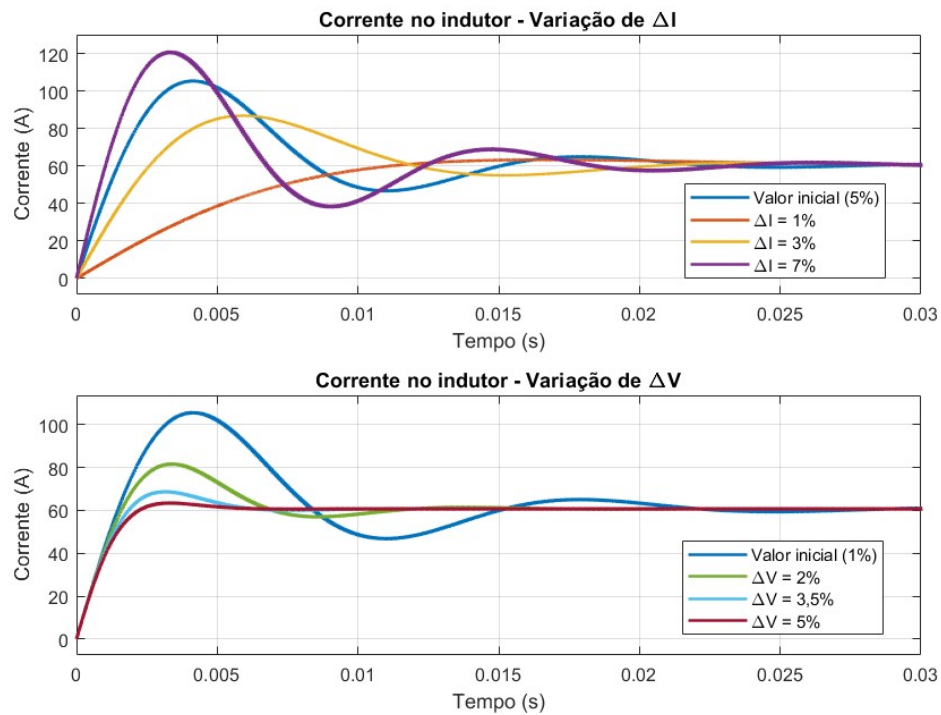


Figura 25 – Variação da corrente no indutor operando em modo *Boost*, variando a ondulação de tensão e corrente. Fonte: autoria própria

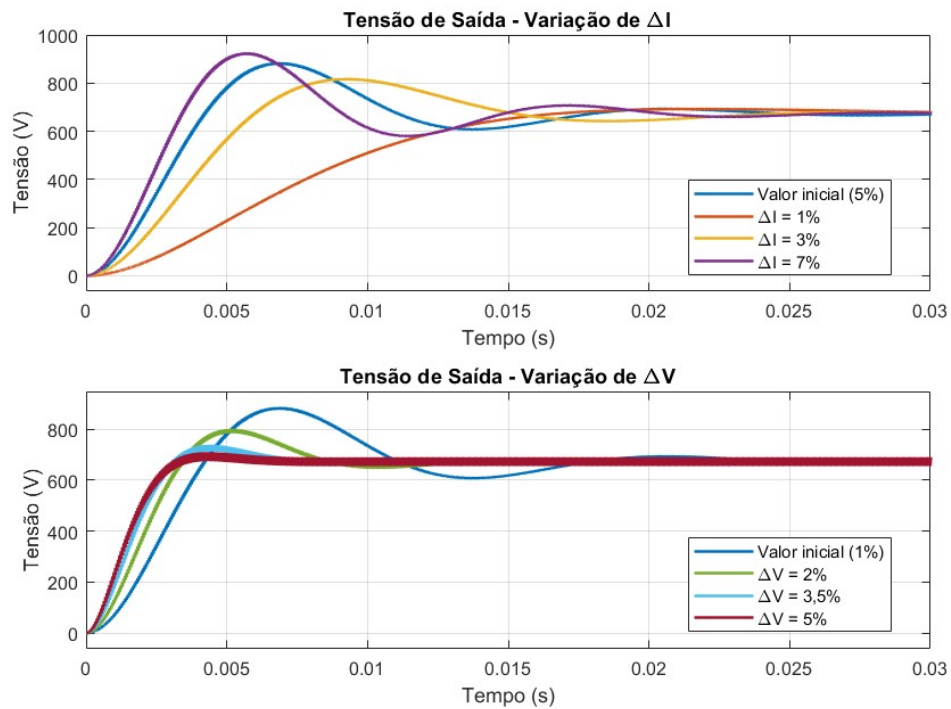


Figura 26 – Variação da tensão de saída do conversor operando em modo *Boost*, variando a ondulação de tensão e corrente. Fonte: autoria própria

mais amortecida e obtendo ondulação de corrente de 4% e ondulação de tensão de 2%.

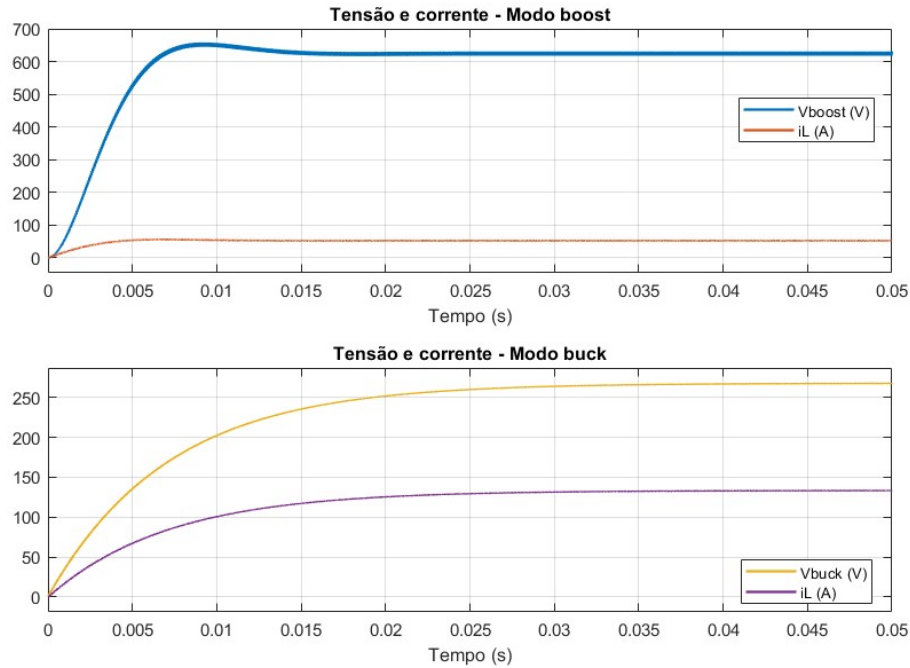


Figura 27 – Resposta transitória do conversor com os parâmetros LC escolhidos. Fonte: autoria própria

3.2.5 Modelagem das perdas do conversor

Como o controle do conversor em modo *Boost* apresenta maior complexidade e o sistema possui maiores perdas, os próximos exemplos e análises serão realizados neste modo de operação.

Ainda considerando o sistema em malha aberta, é possível modelar as perdas totais do conversor, incluindo as perdas nos dispositivos semicondutores. Dessa forma, pode-se estimar a eficiência do sistema em regime permanente. Para isso, a chave ideal foi substituída por um modelo com perdas conforme os parâmetros apresentados na Tabela 3, extraídos do manual do fabricante.

A eficiência do conversor foi estimada a partir dos dados registrados durante a simulação com o auxílio da função `ee_getEfficiency`, disponível no Simscape Electrical. Essa função calcula a eficiência em regime permanente com base na equação:

$$\eta = \frac{P_{\text{carga}}}{P_{\text{carga}} + P_{\text{perdas}}} \times 100 \quad (3.15)$$

em que:

- P_{carga} é a potência total dissipada pela carga;

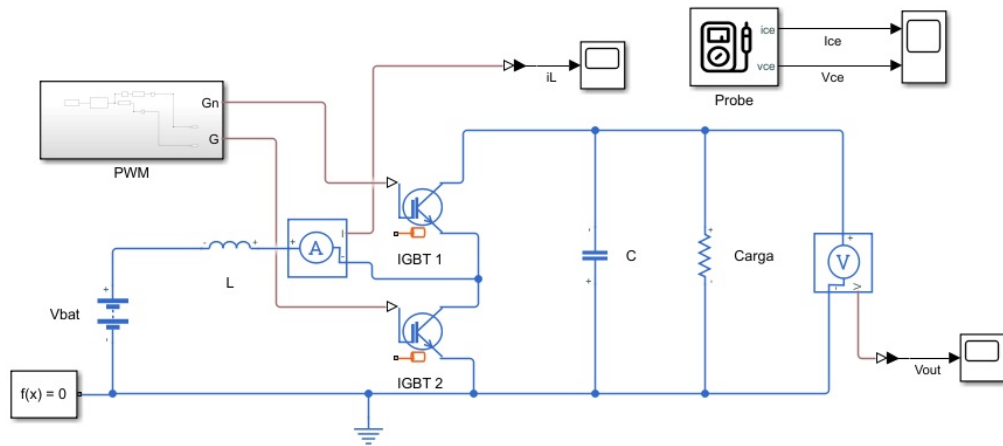


Figura 28 – Simulação do Simscape do conversor *Buck/Boost* simples. Fonte: autoria própria

- P_{perdas} é a potência total dissipada por todos os demais blocos do circuito (exceto a carga), como dispositivos semicondutores, indutores, capacitores, entre outros.

A função foi chamada conforme abaixo:

```
[eff, losstab] = ee_getEfficiency('Carga', out.simlog, 0.04, 0.05);
```

onde a carga é a resistência equivalente à demanda do ME com o sistema operando em fase de cruzeiro, no qual a potência de saída foi medida, `out.simlog` é a saída da simulação gerada pelo Simulink® e 0.04 e 0.05 são os instantes (em segundos) entre os quais a eficiência foi calculada, escolhidos para garantir a análise em regime permanente.

O valor de eficiência média obtido foi de aproximadamente 91,9%. A Tabela 5 apresenta a distribuição das perdas estimadas entre os principais componentes do conversor:

Tabela 5 – Distribuição das perdas no conversor

Componente	Potência dissipada [W]	Porcentagem do total [%]	Perdas por chaveamento [W]	Porcentagem do total [%]
Indutor	847,21	64,2	0,00	0,0
Capacitor	96,01	7,3	0,00	0,0
IGBT 1	58,21	4,4	160,80	12,2
IGBT 2	63,28	4,8	94,87	7,2
Total	1064,71	80,7	255,67	19,4

Pode-se observar que a maior parte das perdas do conversor é resistiva, representando aproximadamente 80,7% do valor total, com as perdas por chaveamento correspondendo a cerca de 19,4%. Apesar de apresentar valor aceitável de eficiência, comum em conversores simples, para esta aplicação seria desejável obter eficiências mais altas, visto

que em aplicações híbrido-elétricas para aeronaves, a eficiência do sistema é um parâmetro crítico que vai definir a viabilidade do mesmo.

As perdas resistivas no filtro LC aumentam com o quadrado da corrente, assim como as perdas por condução nos dispositivos de chaveamento. Uma técnica comum utilizada é aumentar o número de braços do conversor, dividindo a corrente que flui por cada um de seus braços, podendo, possivelmente, aumentar a eficiência do conversor.

Foi então simulado, em malha aberta, um conversor de dois braços, onde o PWM entre cada braço foi defasado entre 180° .

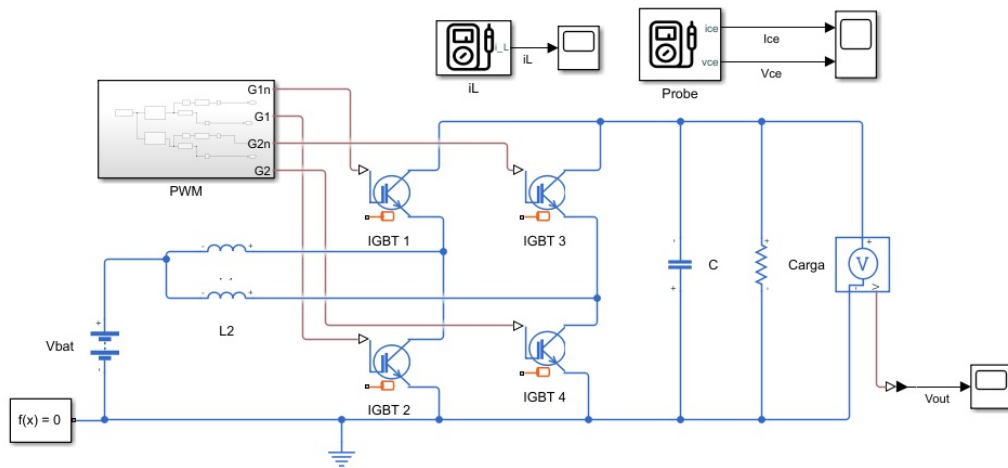


Figura 29 – Simulação do Simscape do conversor *Buck/Boost* de dois braços. Fonte: autoria própria

Tabela 6 – Distribuição das perdas no conversor de dois braços

Componente	Potência dissipada [W]	Porcentagem do total [%]	Perdas por chaveamento [W]	Porcentagem do total [%]
L1	225,86	22,8	0,00	0,0
L2	225,85	22,8	0,00	0,0
C	23,66	2,4	0,00	0,0
IGBT 1	26,93	2,7	160,80	16,2
IGBT 3	26,93	2,7	160,00	16,1
IGBT 2	25,31	2,5	50,28	5,1
IGBT 4	25,31	2,5	50,15	5,1
Total	570,75	57,5	421,23	42,5

A nova eficiência encontrada foi de 93,7%, aproximadamente 1,8% a mais que o conversor simples. As perdas resistivas se concentram em 57,5% das perdas, ainda sendo a maior causa de perdas no sistema, e as perdas por chaveamento, 42,5%. De acordo com (2.12), a indutância necessária para atingir o nível de ondulação desejado é inversamente proporcional à corrente que flui através do indutor. Como o número de braços no conversor divide a corrente igualmente entre eles, a indutância pôde ser reduzida pela metade, o que é vantajoso para reduzir o peso do sistema.

Em seguida, foi simulado o conversor com três braços.

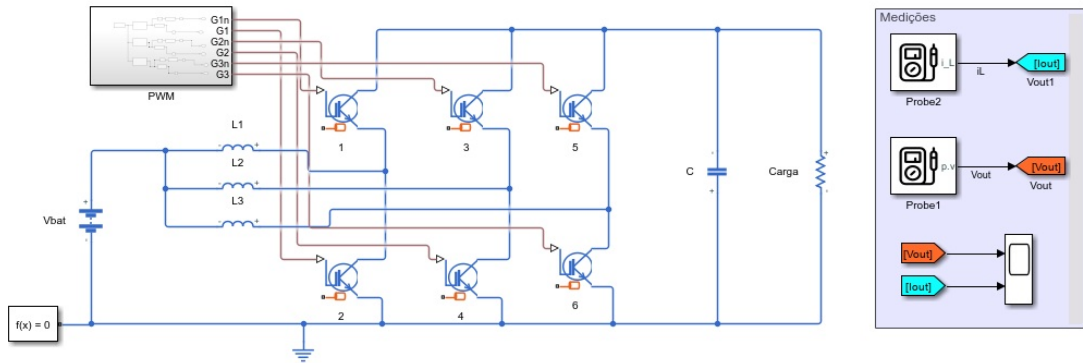


Figura 30 – Simulação do Simscape do conversor de três braços. Fonte: autoria própria

A topologia apresentou eficiência de 94,4%, obtendo 0,7% de vantagem em relação ao conversor de 2 braços. A potência dissipada pelo filtro LC foi reduzida, uma vez que as correntes que fluíram pelos componentes foram menores. No entanto, com o aumento do número de IGBTs, as perdas por chaveamento aumentaram, correspondendo à maior porcentagem de perdas do sistema, de 63,1%. Como a corrente que flui por cada braço do indutor foi de aproximadamente 20 A, o valor de indutância utilizado foi ajustado para $L = 0,002$ H, de acordo com (2.12).

Tabela 7 – Distribuição das perdas no conversor de três braços

Componente	Potência dissipada [W]	Porcentagem do total [%]	Perdas por chaveamento [W]	Porcentagem do total [%]
L1	81,52	9,1	0,00	0,0
L2	79,99	8,9	0,00	0,0
L3	78,57	8,8	0,00	0,0
C	4,20	0,5	0,00	0,0
IGBT 1	16,36	1,8	160,80	17,9
IGBT 3	16,20	1,8	160,00	17,8
IGBT 5	16,06	1,8	160,00	17,8
IGBT 2	12,86	1,4	28,71	3,2
IGBT 4	12,71	1,4	28,37	3,2
IGBT 6	12,57	1,4	28,16	3,1
Total	331,04	36,9	566,04	63,1

Tabela 8 – Comparação entre os três conversores *Buck-Boost* simulados

Conversor	Indutância total [H]	Eficiência [%]
1 braço	0,006	91,9
2 braços	0,003	93,7
3 braços	0,002	94,4

Mesmo com o bom desempenho apresentado pelo conversor de dois braços, a topologia de três braços se destacou como a solução mais equilibrada e promissora para

este trabalho. As perdas resistivas podem ser descritas por $P_{res} = R \cdot I^2$, aumentando quadraticamente com a corrente. Como a corrente diminui com o aumento do número de braços, as perdas resistivas diminuem significativamente. Embora o aumento da eficiência possa parecer pequeno em comparação com o conversor de dois braços, em aplicações híbrido-elétricas para aeronaves, esse ganho representa um impacto direto e significativo na autonomia e viabilidade do projeto. Embora seja possível aumentar ainda mais o número de braços, reduzindo ainda mais as perdas resistivas, as perdas por chaveamento, que já são a maior parcela no conversor de três braços, aumentariam proporcionalmente, limitando os ganhos de eficiência.

Além disso, o conversor de três braços compartilha a mesma topologia dos módulos utilizados no retificador e inversor que são parte dos conversores do motor híbrido-elétrico na topologia série, o que reduz a complexidade de projeto, facilita a padronização dos componentes e torna a implementação mais coerente e modular. Embora a complexidade de controle aumente ligeiramente, o benefício obtido em eficiência, organização e balanceamento térmico compensa plenamente.

Além das vantagens em eficiência e peso, a topologia de três braços proporciona um sinal mais balanceado devido ao uso de sinais PWM defasados em 120° entre cada braço do conversor. A defasagem temporal das correntes de ondulação em cada indutor faz com que seus efeitos se cancelem mutuamente na saída. O resultado é uma ondulação total de corrente e tensão significativamente menor, o que melhora a qualidade da energia entregue ao motor, reduz o estresse sobre o capacitor de saída e minimiza a interferência eletromagnética no sistema.

Outro ponto relevante é que, além da indutância, a corrente em cada indutor é significativamente menor. Isso permite a utilização de indutores menores, com fios mais finos e menos robustos, o que pode reduzir peso e custo. Essa otimização de peso, aliada à maior eficiência, consolida o conversor de três braços como a melhor escolha para este projeto.

3.3 PROJETO DO CONTROLADOR

3.3.1 Análise de resposta em frequência

Neste trabalho, optou-se pelo uso do método de projeto no domínio da frequência para obter os ganhos dos controladores, devido à sua facilidade de uso frente a incertezas no modelo da planta, e à sua capacidade de lidar com ressonâncias em altas frequências. Esse tipo de abordagem permite ajustar a compensação de forma intuitiva, o que facilita a análise e o cumprimento dos requisitos de desempenho e estabilidade, que geralmente são determinados no domínio da frequência. Além disso, as ferramentas disponíveis no Simulink® tornam o processo de projeto mais visual, interativo e alinhado com dados

experimentais, quando disponíveis.

No projeto de um sistema de malha fechada, é possível ajustar as características da resposta em frequência da função de transferência de malha aberta, utilizando vários critérios de projeto, para obter características aceitáveis da resposta transitória do sistema (8). Com a resposta em frequência do sistema em malha aberta, também é fácil obter informações sobre a estabilidade do sistema operando em malha fechada.

É possível traçar o diagrama de Bode do sistema operando em malha aberta em função da perturbação aplicada, onde a magnitude é obtida em função da amplitude do sinal de entrada com a amplitude do sinal de saída, e a fase é obtida medindo a defasagem entre o sinal de entrada e o sinal de saída (27).

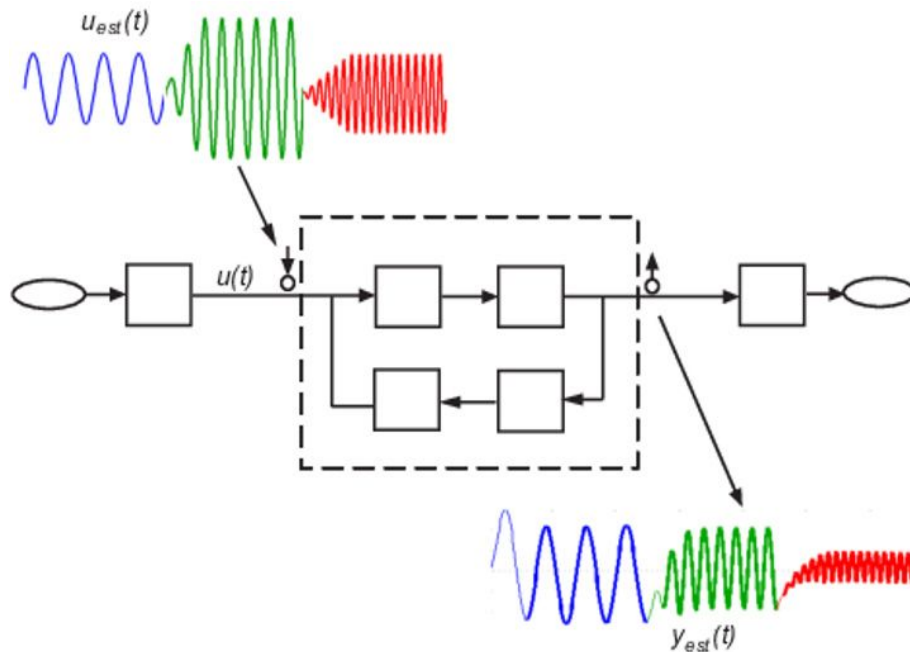


Figura 31 – Resposta em frequência de um sistema. Fonte: MathWorks, Frequency Response, 2025

Para um sinal de entrada $u(t) = X \sin \omega t$, é obtido um sinal de saída $y(t) = Y \sin \omega t + \phi$, ou seja, para um sinal de entrada senoidal aplicado em regime permanente, a saída é senoidal com a mesma frequência da entrada, com diferente amplitude e fase.

A frequência natural do sistema (ω_n) é aproximadamente o mesmo valor da largura de banda do sistema (19) e determina como o sistema responde a perturbações, sendo majoritariamente definida pelos parâmetros L e C do circuito. Ela influencia diretamente o tempo de subida mínimo do sistema, que pode ser estimado a partir da largura de banda.

O amortecimento do sistema pode ser avaliado pela magnitude do pico no gráfico do ganho na resposta em frequência, permitindo estimar também o sobressinal máximo da resposta ao degrau. Dessa forma, a análise em frequência fornece informações equivalentes

às medidas clássicas no domínio do tempo, como tempo de subida, pico e sobressinal.

A largura de banda está diretamente relacionada à velocidade da resposta: quanto maior a largura de banda, mais rápida será a resposta do sistema. Além disso, a magnitude da assíntota em baixas frequências indica o erro em regime permanente; valores maiores correspondem a erros menores, contribuindo para a estabilidade do sistema.

A margem de fase é um critério amplamente utilizado em projetos de controle, pois está diretamente relacionada ao fator de amortecimento. Margens de fase maiores indicam um sistema mais amortecido, com menor oscilação e maior estabilidade, enquanto margens pequenas podem levar à oscilação ou instabilidade. Por isso, a margem de fase é uma métrica prática para ajustar o comportamento dinâmico de sistemas reais, especialmente aqueles dominados por uma resposta de segunda ordem.

3.3.2 Modo *Buck*

No modo *Buck*, ocorre a carga do banco de baterias. Para que isso seja possível, o sistema supervisor da aeronave envia para o controlador o valor de corrente de carga, sendo essa a referência da lei de controle. Nesse trabalho, foi escolhido um valor mínimo de de 30% carga, garantindo maior vida útil do banco de baterias.

Com o objetivo de obter um desempenho satisfatório para o controle do conversor *Buck*, optou-se pelo uso de um controlador PI discreto para cada braço do conversor, cujos ganhos foram ajustados utilizando ferramentas computacionais do MATLAB®.

A escolha do controlador PI se justifica pela natureza do sistema, pois a função de transferência de conversores *Buck* em modo de condução contínua pode ser simplificada para um sistema de primeira ordem (13), e a adição de um termo integral se mostra suficiente para garantir a estabilidade e eliminar o erro em regime permanente.

Um dos desafios ao projetar o controlador utilizando ferramentas computacionais é a dificuldade de linearizar o modelo devido à sua natureza descontínua e não linear. Diante dessa limitação, optou-se por empregar a técnica de estimativa da resposta em frequência (*Frequency Response Estimation* – FRE), a qual permite obter uma representação linear invariante no tempo aproximada do conversor, a partir da injeção de perturbações senoidais de pequena amplitude no sistema, em uma faixa de frequências, ao redor do ponto de operação estacionário.

Para modelar o sistema operando em modo *Buck*, uma fonte de tensão representa o barramento CC já em regime permanente quando começam os ciclos de carga e descarga. O modelo equivalente das baterias anteriormente representado por uma fonte de tensão em série com uma resistência foi substituído por uma versão mais completa. Para isso, foi utilizado o bloco *Battery (Table-Based)* do Simscape, que permite inserir dados tabulados do banco de baterias, considerando as variações de tensão durante os ciclos de carga e descarga, de acordo com o estado de carga do banco.

Os valores de tensão em função do estado de carga e descarga foram obtidos a partir dos gráficos fornecidos pelo fabricante (1), mostrados na Figura 32.

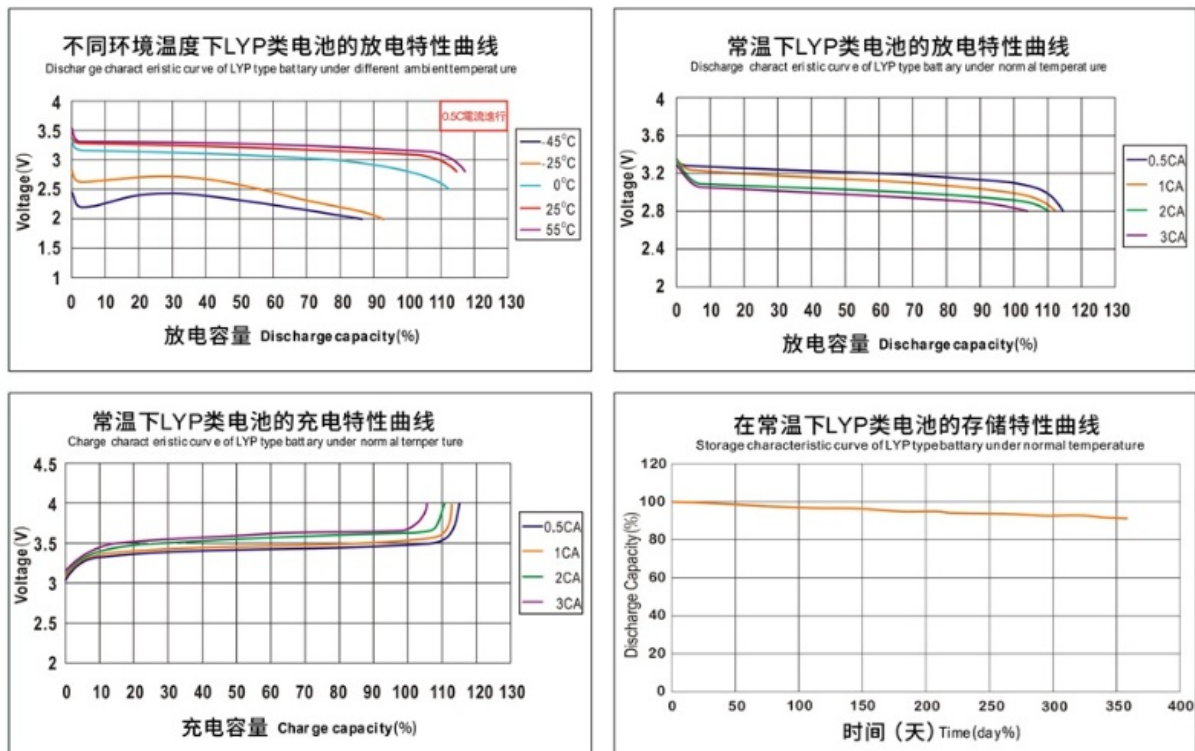


Figura 32 – Gráficos da tensão em função do estado de carga da bateria para uma célula.
Fonte: Winston (2021)

Para extrair os dados de forma precisa, foi utilizada a ferramenta **Graph Importer** do MATLAB® (Figura 33). Essa ferramenta permite que o usuário clique diretamente nos pontos do gráfico de forma a ajustar a curva que define o comportamento da tensão no banco de baterias, obtendo as coordenadas correspondentes aos eixos x e y . Os dados digitalizados foram então salvos em formato tabular, possibilitando sua utilização direta no bloco *Battery (Table-Based)*.

A corrente de referência escolhida foi de 100 A, correspondente a 2,5 CA, o que garante rapidez na carga do banco de baterias, estando dentro de um limite operacional seguro. Já a corrente de descarga depende da demanda da carga, e foi simulada como 100 A para entender o comportamento da tensão em função do estado de carga.

O comportamento da tensão ao longo do tempo é mostrado na Figura 34, obtido a partir da simulação de um ciclo completo de descarga, seguido de um ciclo completo de carga, partindo de 30%.

Pode-se observar que, no modo *Boost*, a tensão do conversor decresce monotonicamente entre aproximadamente 222 V e 255 V. No modo *Buck*, a tensão varia entre 265 V e 290 V.

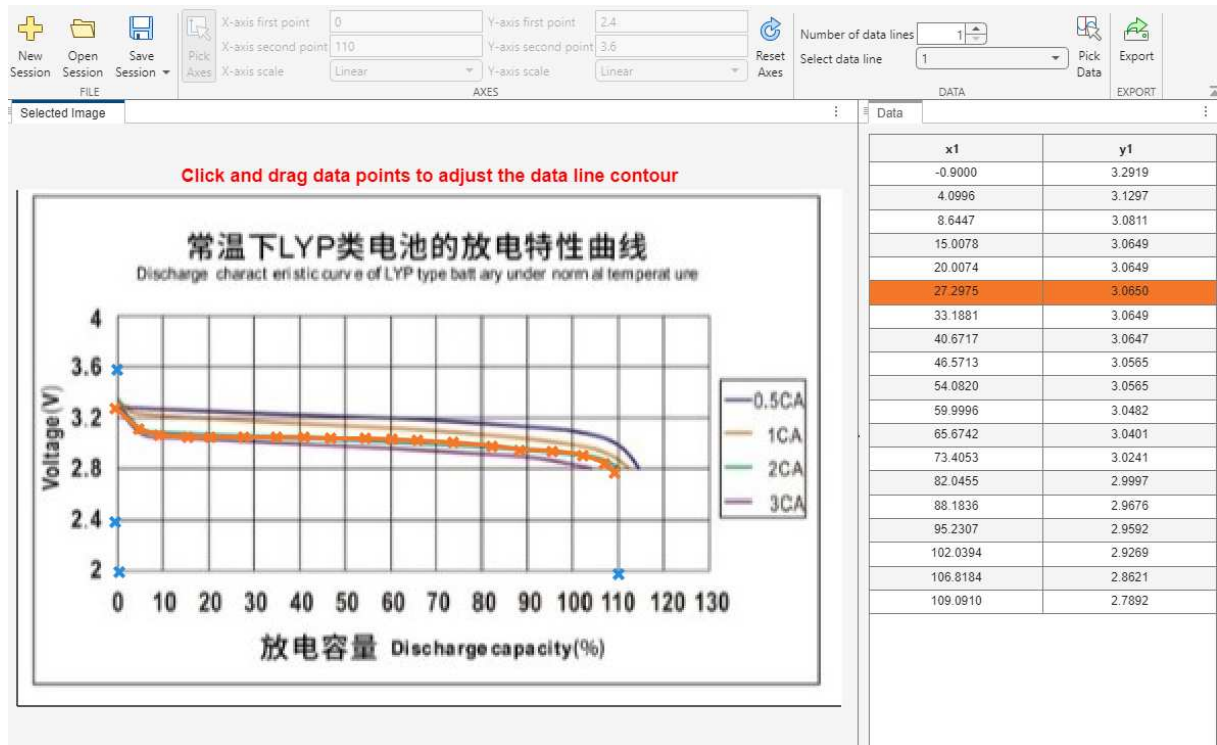


Figura 33 – Exemplo de utilização do Graph Importer no MATLAB. Fonte: autoria própria

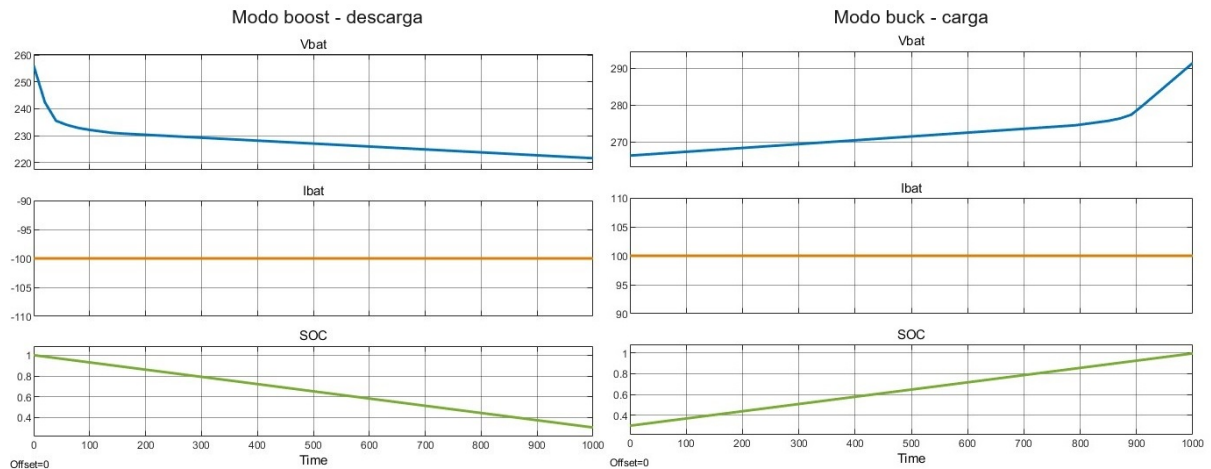


Figura 34 – Gráficos de descarga e carga do banco de baterias assumindo corrente constante de 100 A. Fonte: autoria própria

O modelo final do conversor CC-CC operando em modo *Buck* está representado na Figura 35.

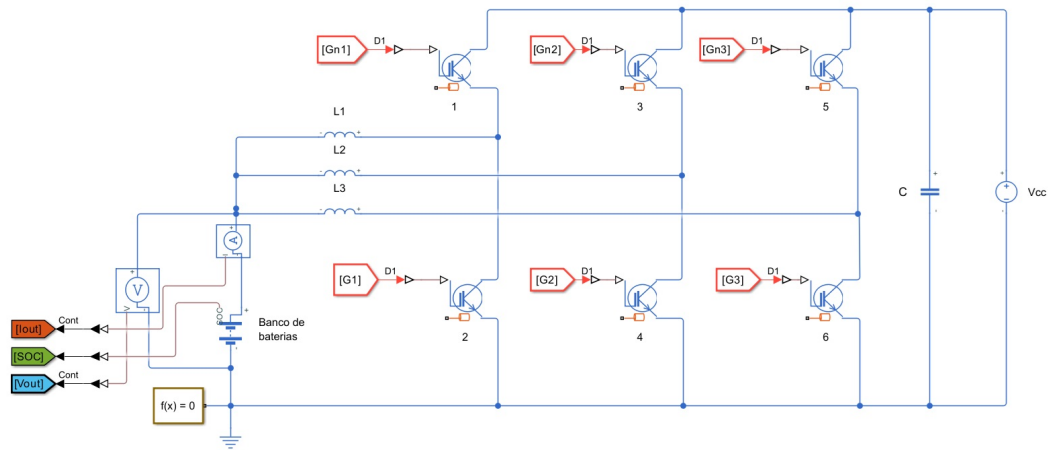


Figura 35 – Sistema modelado do conversor *Buck-Boost* operando em modo *Buck*. Fonte: autoria própria

Para obter a resposta em frequência do sistema em malha aberta, é gerado um PWM que recebe como parâmetro a razão cíclica, calculada anteriormente. É possível então obter o comportamento do sistema operando em regime permanente, e guardar o valor de todas as variáveis do sistema nesse estado. Isso é feito gerando um **snapshot** (Figura 36) no Simulink®, que será utilizado posteriormente como condição inicial do sistema.

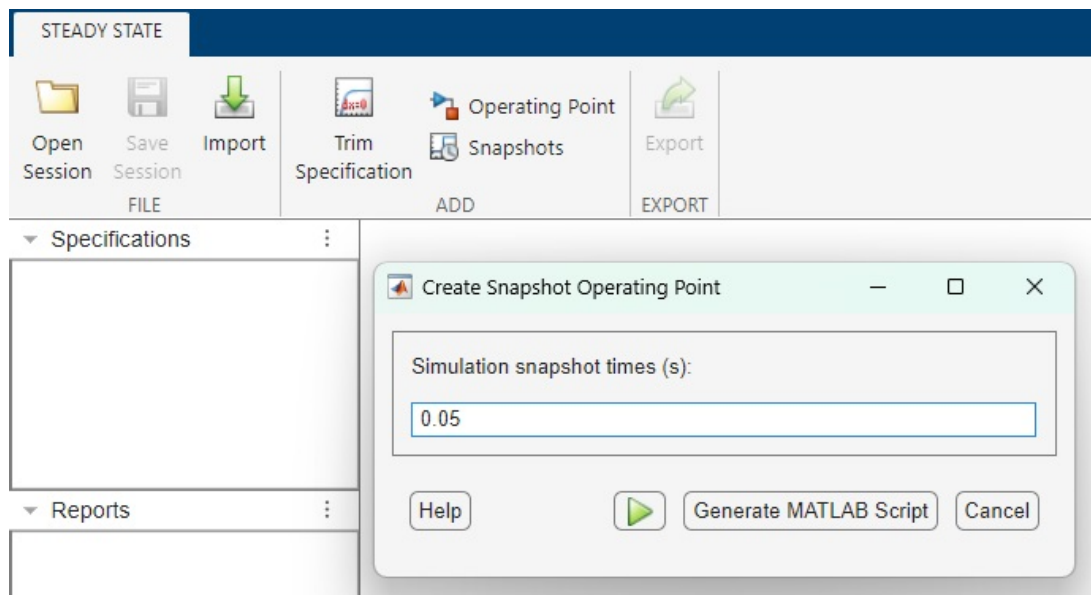


Figura 36 – Janela de **snapshot** no Simulink®. Fonte: autoria própria

Como a variável a ser controlada é a corrente de carga do banco de baterias, definiu-se os pontos de análise: a perturbação sendo injetada na entrada do ciclo de trabalho, e a medição da saída sendo realizada na corrente no indutor em um dos três braços.

Através do *Model Linearizer*, foi criado um sinal do tipo **sinestream** com tempo de

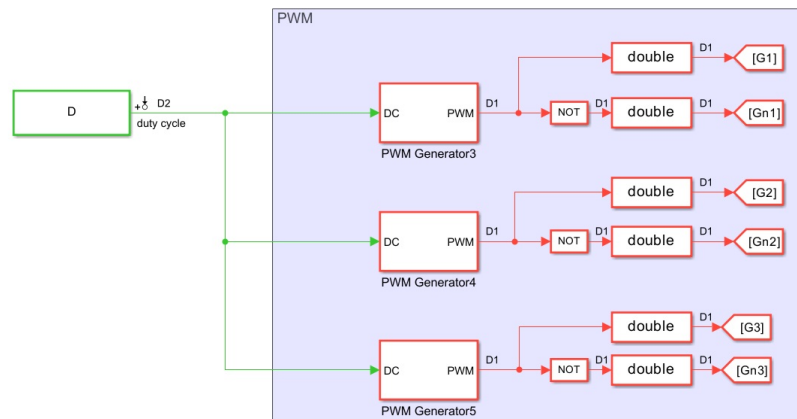


Figura 37 – PWM gerado a partir da razão cíclica com sistema operando em malha aberta.
Fonte: autoria própria

amostragem fixo. Foram inseridas 30 frequências diferentes entre 50 a 5000 Hz, escolhidas com o objetivo de capturar a dinâmica relevante do conversor, que assume frequências mais baixas que a de chaveamento. A amplitude da perturbação foi definida como 0,02, de forma a garantir que o valor seja grande o suficiente para que a saída seja medida sem interferência de ruídos, e pequeno o suficiente para que o sistema permaneça operando em torno do regime linear (28). O MATLAB® ajusta essas 30 frequências dentro da faixa de valores definida, encontrando os melhores pontos para obter dados relevantes do sistema. São enviados 4 períodos em cada frequência, e obtido o valor médio de amplitude e fase para cada uma delas.

A simulação foi então executada, e os dados resultantes foram utilizados para gerar um objeto contendo a resposta em frequência estimada. Este objeto foi exportado para o ambiente de trabalho do MATLAB®.

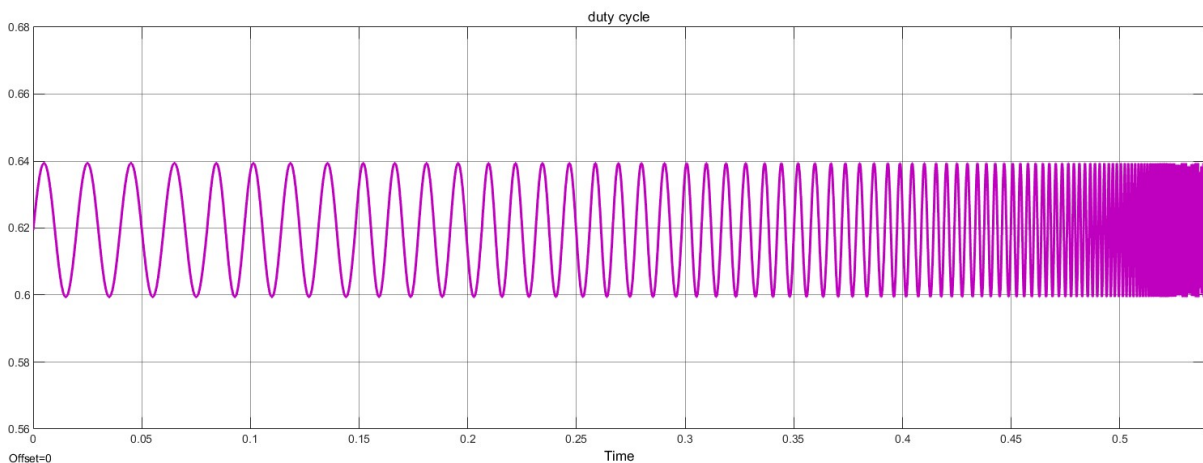


Figura 38 – Razão cíclica inserida no sistema com a perturbação. Fonte: autoria própria

Após inserir a perturbação na entrada do sistema, a saída pode ser observada na Figura 39, onde a tensão de saída do conversor e a corrente do indutor são ondas senoidais

com amplitude e defasagem diferentes do sinal de entrada. Como o sistema opera em malha aberta, ele não possui realimentação para corrigir desequilíbrios. Devido a pequenas não linearidades e assimetrias no modelo de simulação, as correntes nos três braços não se distribuem de maneira perfeitamente uniforme, onde o sistema não atinge o regime permanente em um primeiro momento. Entretanto, durante o projeto do controlador, ela não causou impactos significativos. Uma nova análise, já com o controlador implementado, pode ser realizada para se obter uma maior precisão na resposta do sistema.

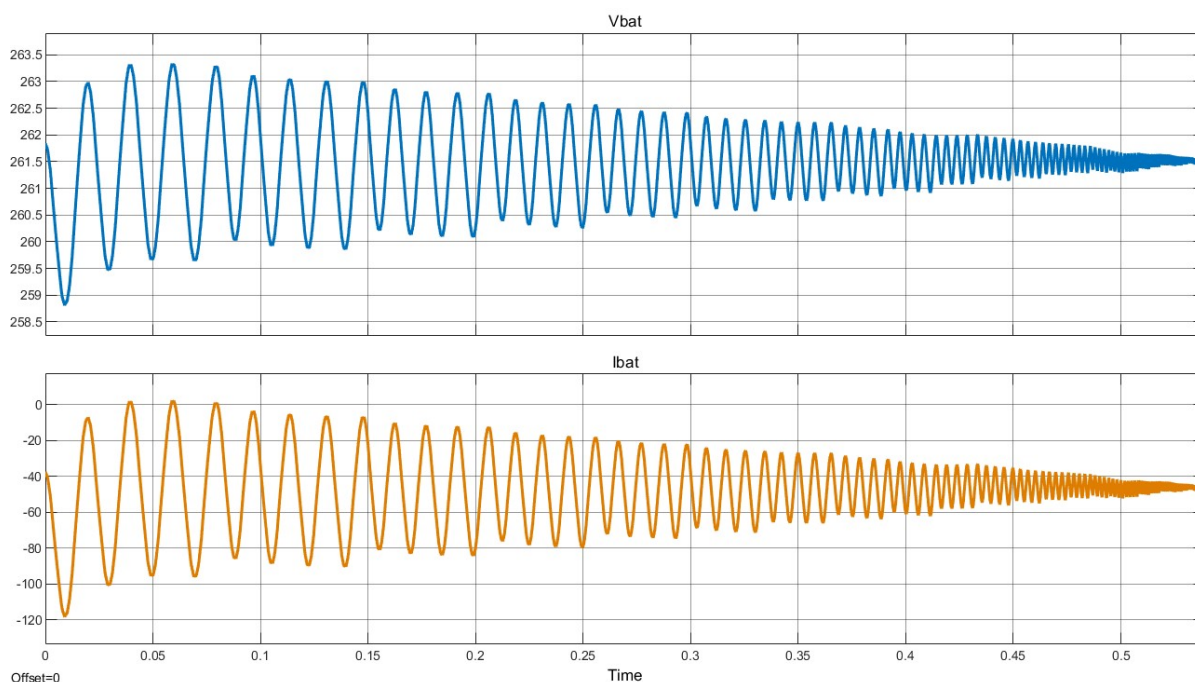


Figura 39 – Saída de tensão e corrente do sistema após aplicar a perturbação. Fonte: autoria própria

A partir desses dados, é possível traçar o diagrama de Bode do sistema operando em malha aberta.

Com o modelo obtido, reconfigurou-se o sistema para operação em malha fechada, inserindo um controlador PI por braço, e a realimentação. A planta obtida foi importada para o aplicativo **PID Tuner** do MATLAB®, para projetar o controlador (29).

3.3.2.1 Discretização do sistema

Para a implementação do controlador digital, o sistema foi discretizado, convertendo sinais analógicos de tensão e corrente em valores digitais processáveis pelo microcontrolador. Para isso, foram utilizados conversores A/D (ADC), configurados com frequência de amostragem de 20 kHz, igual à frequência de chaveamento do conversor. Essa sincronia, além de reduzir o tempo de simulação e esforço computacional, permite que o controlador adquira as amostras sempre no mesmo ponto do ciclo de chaveamento, simplificando a lógica de controle e a medição dos valores médios. O sinal discretizado é então processado

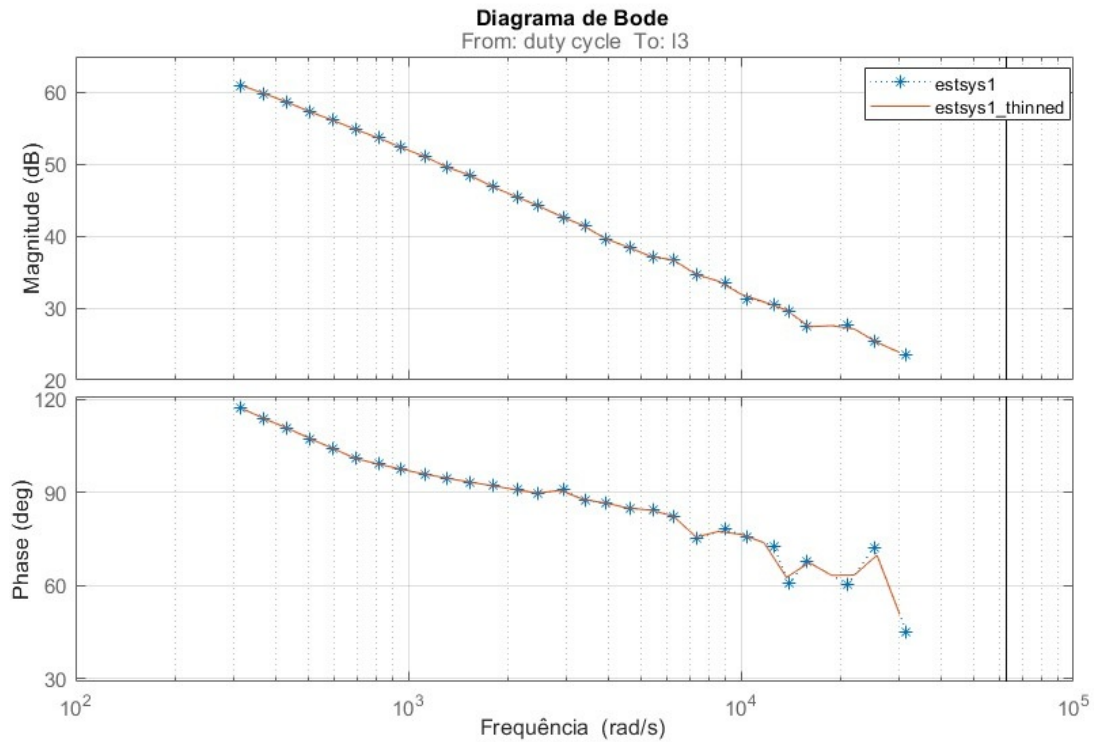


Figura 40 – Diagrama de Bode do conversor operando em modo *Buck* em malha aberta.
Fonte: autoria própria

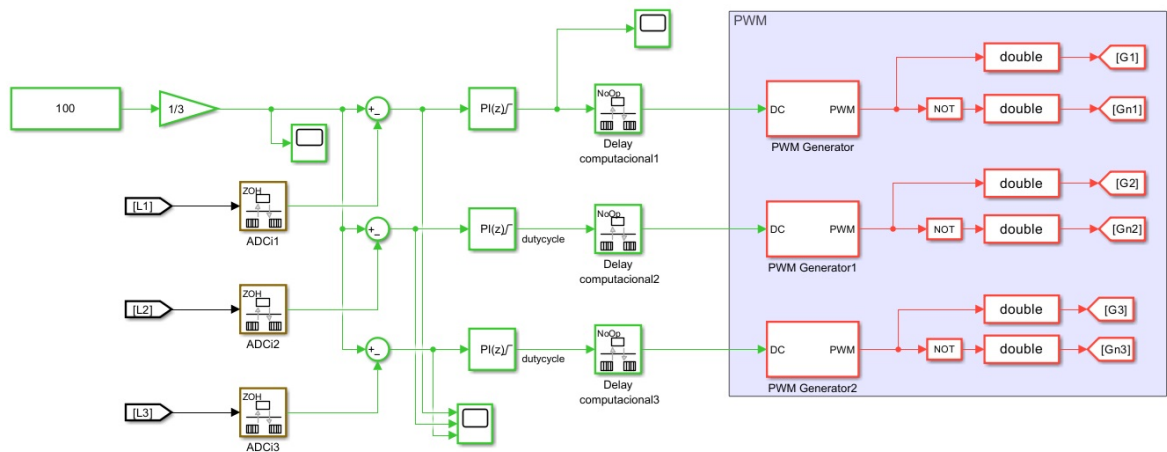


Figura 41 – Malha de controle do conversor operando em modo *Buck*. Fonte: autoria própria

pelo controlador PI digital, que calcula o novo valor da razão cíclica e o envia ao gerador PWM do conversor.

A sintonia do controlador foi realizada no domínio da frequência. Pelo teorema de Nyquist, a frequência de amostragem deve ser no mínimo o dobro da maior frequência contida no sinal para evitar o fenômeno de *aliasing*, garantindo a fidelidade do sinal (19). O sistema foi iterativamente simulado com diferentes larguras de banda menores que

a frequência de Nyquist, e ajustado para encontrar o melhor compromisso entre uma resposta rápida e a ausência de sobressinal, chegando a um valor de 2500 Hz. Por fim, a margem de fase foi ajustada para 60° para garantir uma resposta amortecida, estável e com desempenho dinâmico adequado. A partir desses valores, o PID Tuner gerou os ganhos otimizados para o controlador.

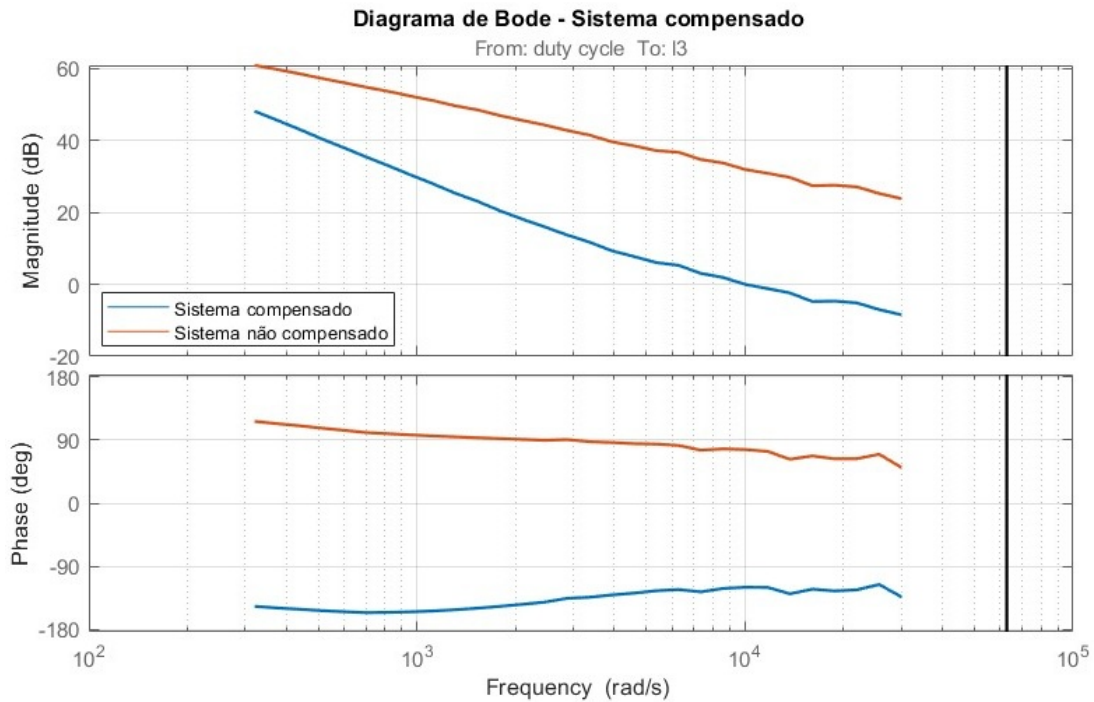


Figura 42 – Design do controlador a partir do diagrama de bode do sistema no PID Tuner.
Fonte: autoria própria

Os novos ganhos foram obtidos, onde $K_p = -0,026$ e $K_i = -73,2$, e o sistema foi simulado novamente. Após a implementação do PI, observa-se redução do ganho em baixas frequências, com alta atenuação em altas frequências, controlando ruídos e oscilações. A fase, por sua vez, apresenta um avanço adequado próximo à frequência de crossover, alcançando a margem de fase desejada de aproximadamente 60° , o que garante estabilidade e resposta amortecida do conversor. Para garantir uma operação segura, foram ativados os limites de saturação de saída da razão cíclica entre 0,15 e 0,85, escolhidos para evitar que o controlador exija valores fisicamente impossíveis de serem alcançados pelos dispositivos de chaveamento, e evitando a saturação dos mesmos, além da estratégia de anti-windup, que limita a ação do integrador quando o sinal de controle atinge os limites de saturação, garantindo uma resposta mais estável.

3.3.3 Modo *Boost*

Similar ao sistema operando em modo *Buck*, o conversor é simulado em malha aberta a fim de encontrar o ponto de operação em regime permanente. Porém, ao operar no

modo *Boost*, é preciso controlar a tensão do barramento CC-CC que é a variável controlada desse sistema, que terá como fonte de energia o banco de baterias. Para isso, é necessário adicionar uma malha de controle de tensão ao sistema.

3.3.3.1 Controle em cascata

O sistema utiliza controle em cascata, em que a malha de corrente é controlada internamente, e serve como subsistema para a malha de tensão que é implementada externamente. Isso permite maior estabilidade e desacoplamento dinâmico entre as duas variáveis (8).

A malha de corrente deve ser significativamente mais rápida que a de tensão — tipicamente 5 a 10 vezes — garantindo que o controlador de tensão veja o sistema de corrente como “instantâneo”.

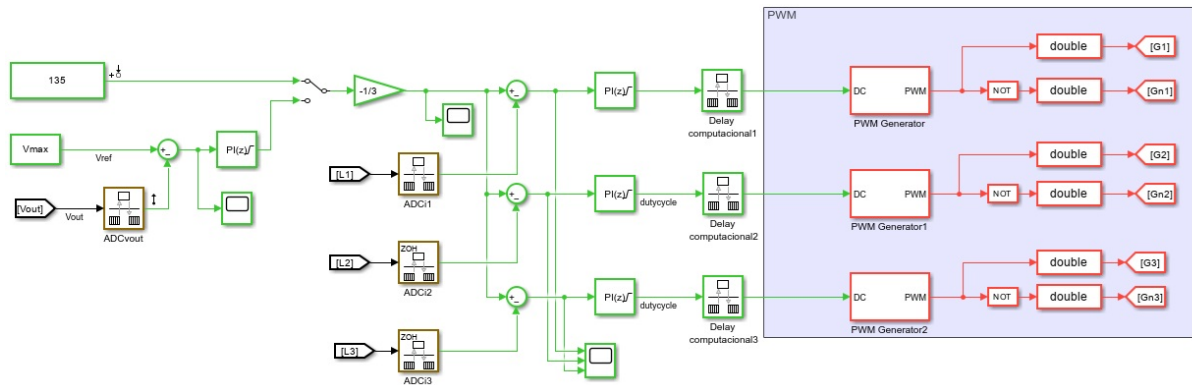


Figura 43 – Malha de controle implementada. Fonte: autoria própria

Ao operar em malha aberta, a entrada do sistema continua sendo a razão cíclica, que gera o PWM para cada um dos braços do conversor, utilizando malha de controle similar a da Figura 37. De maneira similar ao modo *Buck*, é possível obter o valor de todas as variáveis do sistema operando em regime permanente para definir o ponto de operação do sistema, e usá-lo como condição inicial para obter a resposta em frequência do modelo.

A perturbação utilizada no modo *Boost* tem amplitude de 0,04, sobre uma razão cíclica média de 0,62, o que garante um equilíbrio entre evitar instabilidades e manter boa relação sinal/ruído. As frequências analisadas foram escolhidas similarmente ao modo *Buck*, de forma a cobrir toda a faixa dinâmica do sistema, com 30 pontos distribuídos entre 50 Hz e 5.000 Hz.

Em um primeiro momento, é desejado projetar o controlador da malha interna do sistema. Portanto, o sinal de saída da resposta em frequência é a corrente em um dos indutores, similar ao simulado no modo *Buck*.

Com os dados coletados, obtém-se o diagrama de Bode da função de transferência entre a razão cíclica e a corrente do sistema. Esse gráfico é essencial para definir a largura

de banda e o projeto do controlador de corrente.

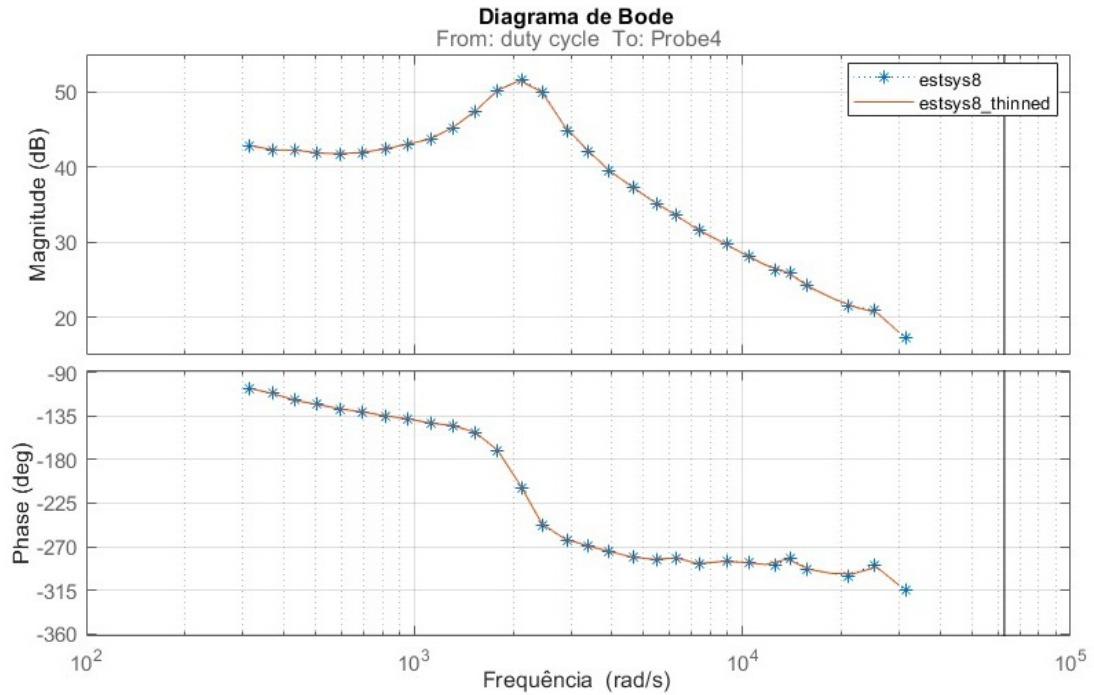


Figura 44 – Diagrama de Bode da função de transferência entre razão cíclica e corrente.
Fonte: autoria própria

A frequência de Nyquist de um sistema é aproximadamente metade da frequência de amostragem (19), sendo esta definida igual à frequência de chaveamento do sistema. Para garantir uma resposta estável e segura, a largura de banda do controlador de corrente deve ser definida, no máximo, como cerca de metade da frequência de Nyquist, isto é, abaixo de 31.250 rad/s.

Para o controle de corrente, buscou-se reduzir o alto pico de magnitude da resposta do sistema para obter um sistema mais amortecido, com menor sobressinal e menos propenso a oscilações. Porém, busca-se também que o sistema responda de forma rápida na malha de corrente, aproximadamente 10× mais rápido que a malha externa de tensão, encontrando um equilíbrio entre velocidade/sobressinal mantendo a banda passante alta e o pico de magnitude baixo. Após testar e simular diferentes valores, foi escolhido utilizar uma largura de banda de 22500 rad/s, atingindo assim o comportamento desejado, e uma margem de fase de 60°, como pode ser observado na Figura 45. O sistema compensado apresenta menor pico de magnitude e uma largura de banda que possibilita resposta rápida.

No sistema sem compensação, a margem de ganho é quase nula, e a margem de fase é infinita. Já no sistema compensado, a margem de ganho é infinita, e a margem de fase é 60°, de acordo com o projetado. Os ganhos PI, obtidos pela ferramenta PID Tuner, foram aplicados nos 3 controladores do sistema, um em cada braço. Na Figura 46,

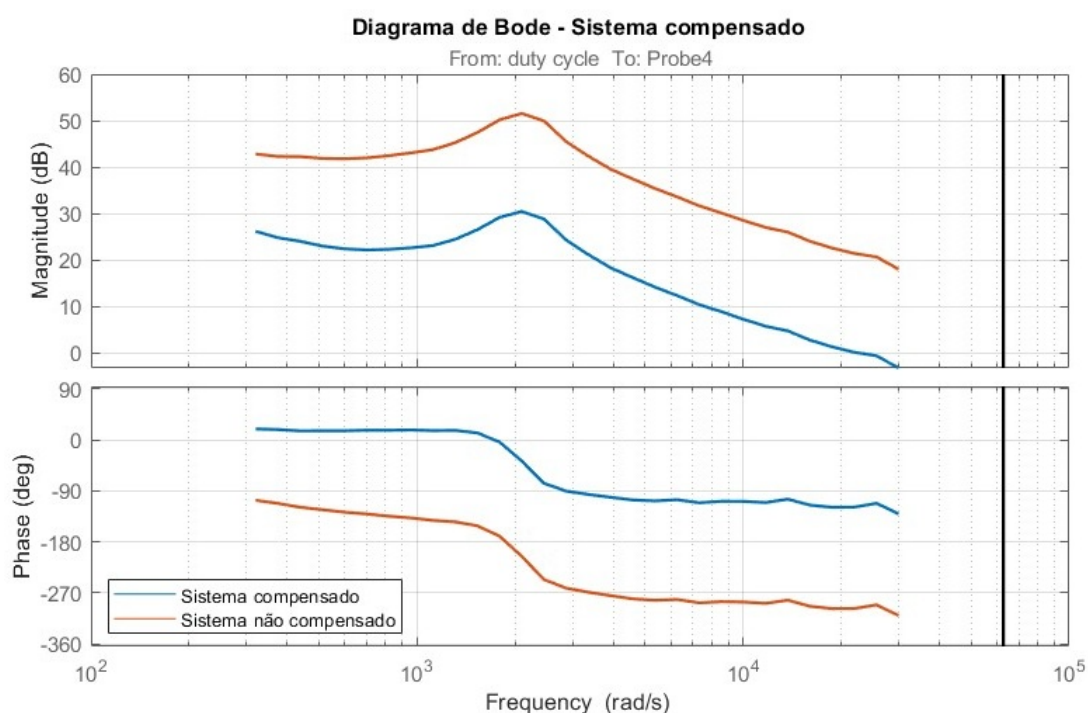


Figura 45 – Sistema compensado. Fonte: autoria própria

pode ser observado o erro de corrente do sistema controlado, onde a entrada é um valor de corrente fixo.

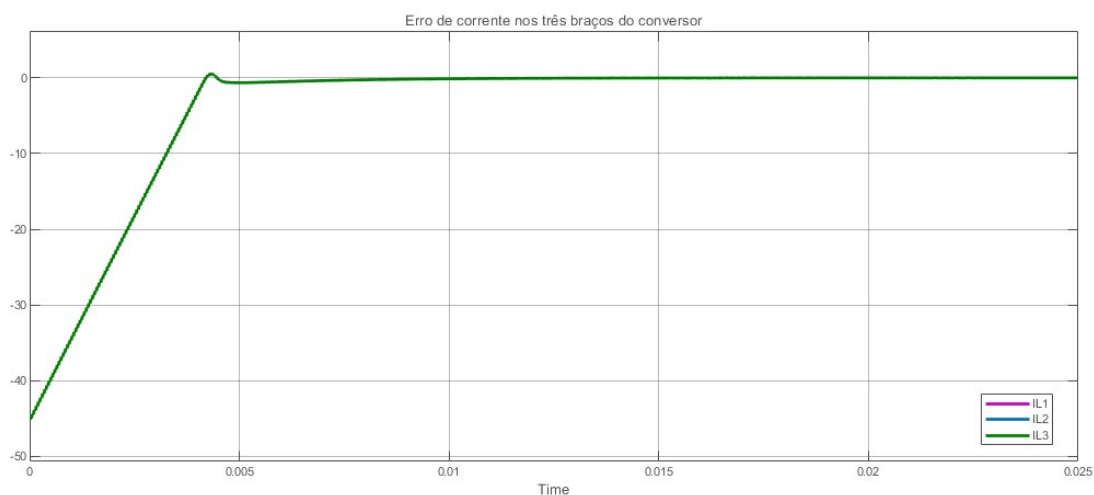


Figura 46 – Erro da corrente de saída com controlador PI. Fonte: autoria própria

Com a malha de corrente estabilizada, é possível ajustar os ganhos da malha externa do sistema. Para isso, realiza-se a estimação da função de transferência entre a referência de corrente e a tensão de saída, aplicando uma perturbação senoidal de 6 A sobre a referência de corrente de 100 A, e medindo a resposta na tensão de saída. Foram utilizadas 30 frequências entre 50 a 6000 Hz, de forma a cobrir toda a faixa dinâmica do sistema.

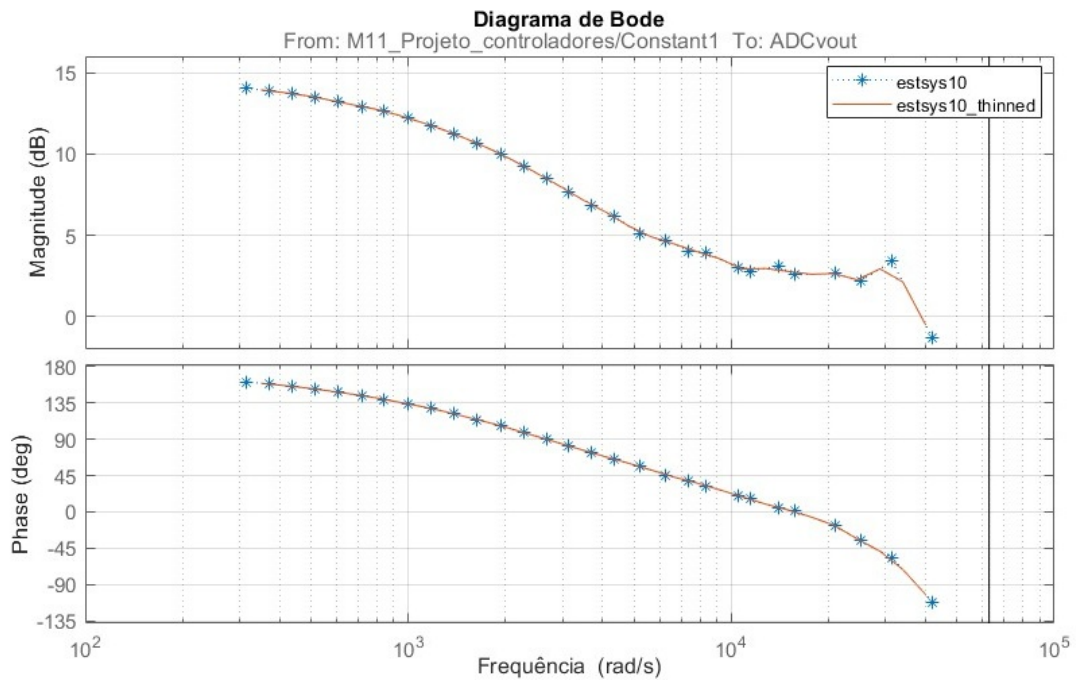


Figura 47 – Diagrama de Bode da função de transferência entre corrente e tensão. Fonte: autoria própria

É possível então obter a resposta em frequência do sistema com a malha de tensão (Figura 47). Com esses dados, projeta-se o controlador de tensão de forma que sua largura de banda seja de $1/5$ a $1/10$ da malha de corrente, garantindo o desacoplamento adequado entre os dois níveis do controle em cascata. Foi então definida uma largura de banda de 2500 rad/s , e uma margem de fase de 60° . No controlador PI de tensão, foi definida uma saída máxima de corrente de 30 A para proteger o sistema, e no controlador PI de corrente foi usada a técnica de saturação e anti-windup, assim como o controlador do modo *Buck*. Os diagramas de Bode do sistema compensado e não compensado podem ser vistos na Figura 48, onde a margem de ganho do sistema compensado é de 10 dB , e a margem de fase é de 60° . O sistema compensado atenua altas frequências para melhorar estabilidade e reduzir ruído.

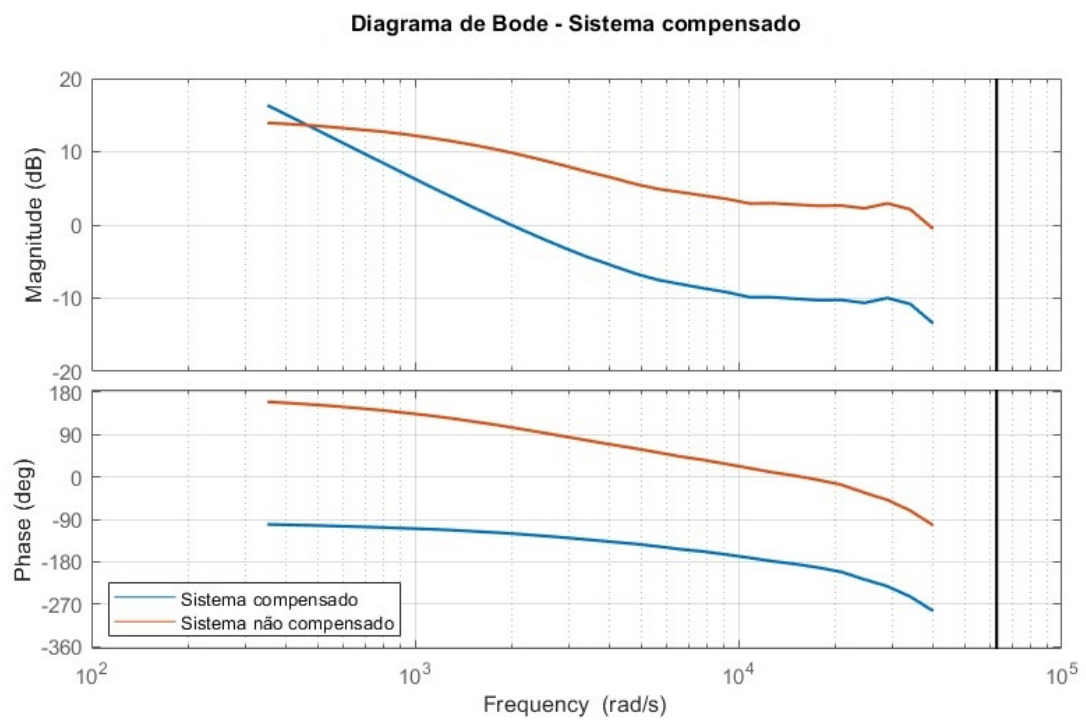


Figura 48 – Sistema compensado em comparação com o sistema não compensado. Fonte: autoria própria

4 RESULTADOS

4.1 MODO *BUCK*

Após a etapa de projeto e ajuste do controlador, foram definidos os parâmetros que atendem aos requisitos de estabilidade e desempenho do conversor. Com os ganhos estabelecidos, o conversor pôde ser simulado sob diferentes condições, permitindo avaliar a resposta dinâmica do sistema em diferentes situações de operação. A Tabela 9 apresenta os valores de ganho adotados para o modo *Buck*. A relação entre a tensão de saída e a razão cíclica foi dada anteriormente em (2.13), para o conversor *Buck-Boost*. Pode-se observar que a saída possui polaridade invertida em relação à entrada, o que explica os ganhos negativos do controlador.

Tabela 9 – Parâmetros do controlador com o conversor operando em modo *Buck*

Ganho	Valor
K_p	−0,026
K_i	−73,199

Inicialmente, o sistema foi simulado considerando que todos os componentes estão descarregados e a corrente no indutor é zero (Figura 49), representando as condições de partida do conversor. Para preservar a vida útil das baterias, foi estabelecido um limite de descarga máximo de 30%, que garante maior durabilidade das células.

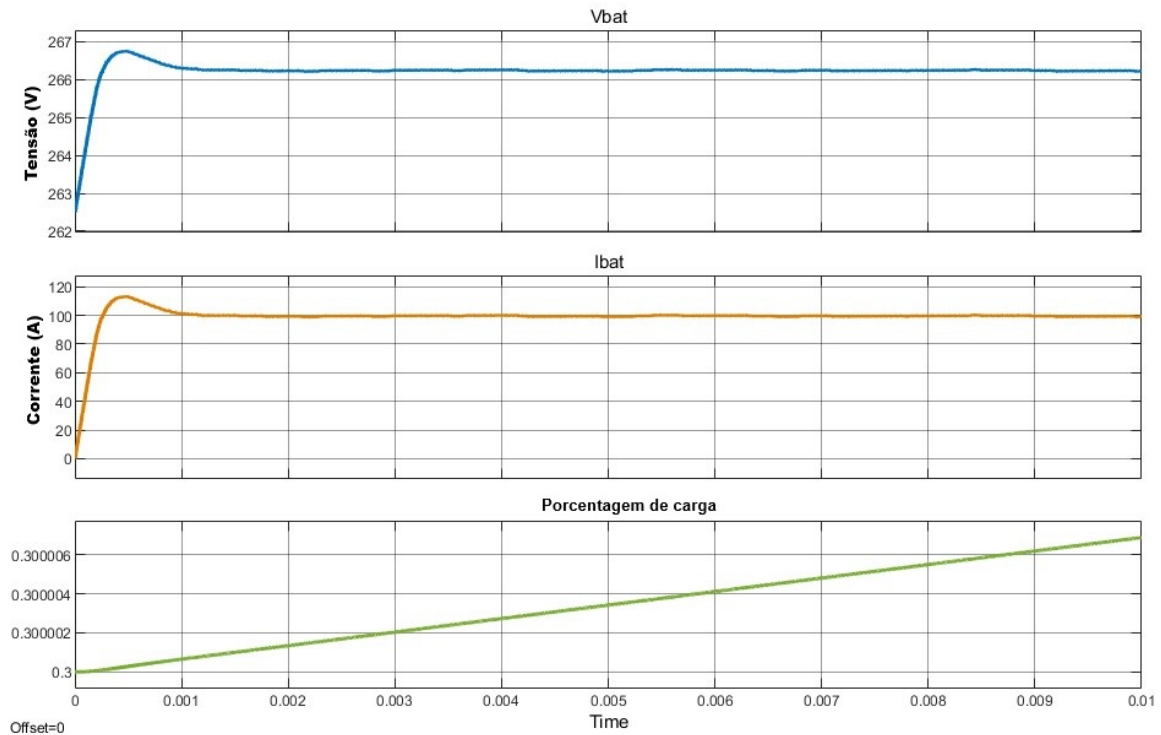


Figura 49 – Inicialização do conversor. Fonte: autoria própria

Observa-se que, com o conversor operando em modo *Buck*, tanto o sobressinal de tensão quanto de corrente apresentam valores aceitáveis. O sobressinal de tensão é menor que 1%, e o sobressinal de corrente durante a inicialização é de aproximadamente 15%. Este comportamento é esperado devido à inércia do indutor, que se opõe a variações rápidas da corrente, e à dinâmica do controlador. Para mitigar esse sobressinal inicial, uma excelente ideia é a utilização de um tipo de *soft start*, que consiste em uma rampa suave na referência de corrente para inicializar o sistema de forma controlada.

Para avaliar o comportamento do conversor em diferentes estados de carga, o sistema foi simulado considerando o banco de baterias quase totalmente carregado, com 90% de carga (Figura 50). Foi utilizada uma leve rampa de corrente para inicializar o sistema para carregar o indutor de forma suave, garantindo baixo sobressinal. Nessa condição, a tensão do banco se encontra em seu valor mais elevado, exigindo uma saída de razão cíclica distinta do controlador. Mesmo sob essa situação, a resposta do sistema mostrou-se satisfatória, com controle eficaz da corrente de carga, demonstrando a robustez do projeto do conversor considerando diferentes estados de carga do banco de baterias.

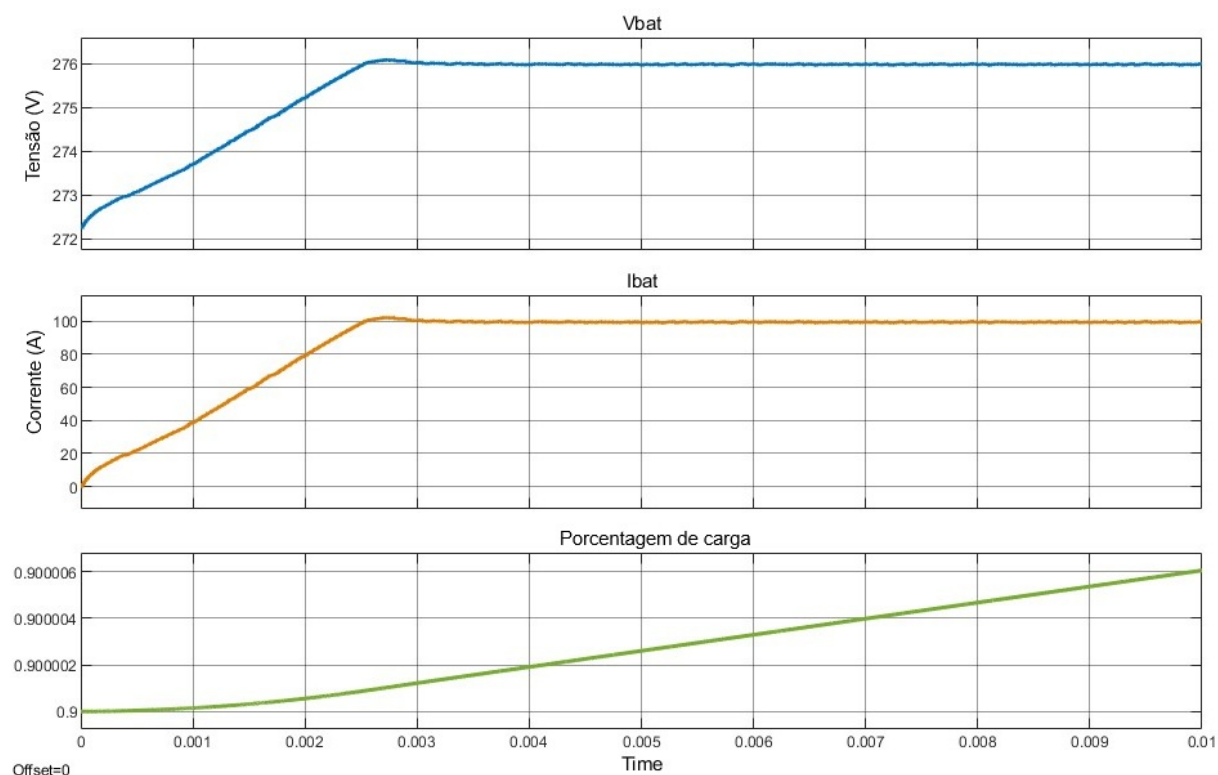


Figura 50 – Inicialização do conversor operando em modo *Buck* quando o estado de carga do banco de baterias é de 90%. Fonte: autoria própria

Foram definidas diferentes condições de perturbação no barramento CC para avaliar a robustez do controlador projetado. As simulações consideraram variações lineares de tensão, mudanças abruptas de $\pm 20\%$ no valor nominal e a inclusão de componentes senoidais representando a presença de harmônicos, com o objetivo de reproduzir cenários

realistas de operação. A tensão e a corrente na bateria podem ser observadas na Figura 51, onde o sistema conseguiu rejeitar os diferentes tipos de perturbação com sucesso, obtendo um sobressinal máximo de 5%.

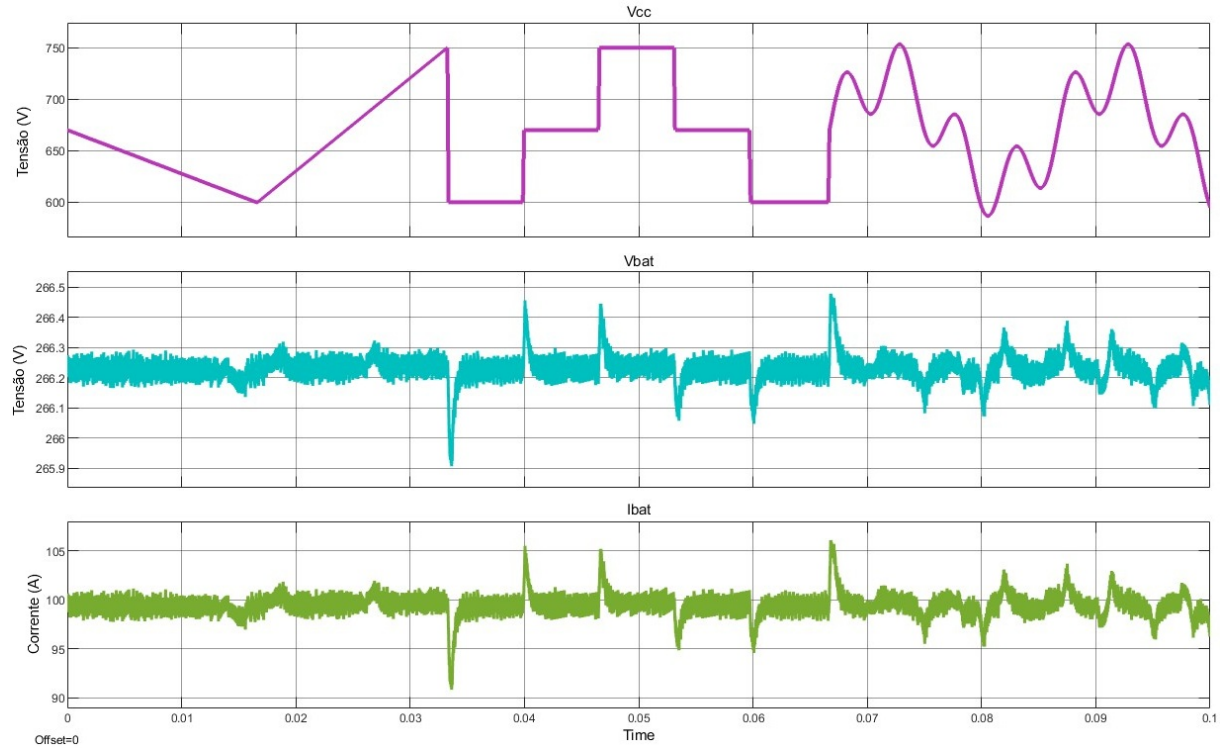


Figura 51 – Resposta a diferentes tipos de perturbação no barramento CC. Fonte: autoria própria

O erro máximo de corrente frente às perturbações foi de 3 A, um valor relativamente baixo em relação à corrente nominal do sistema, estando dentro de limites seguros sem oferecer riscos aos componentes ou à estabilidade do sistema.

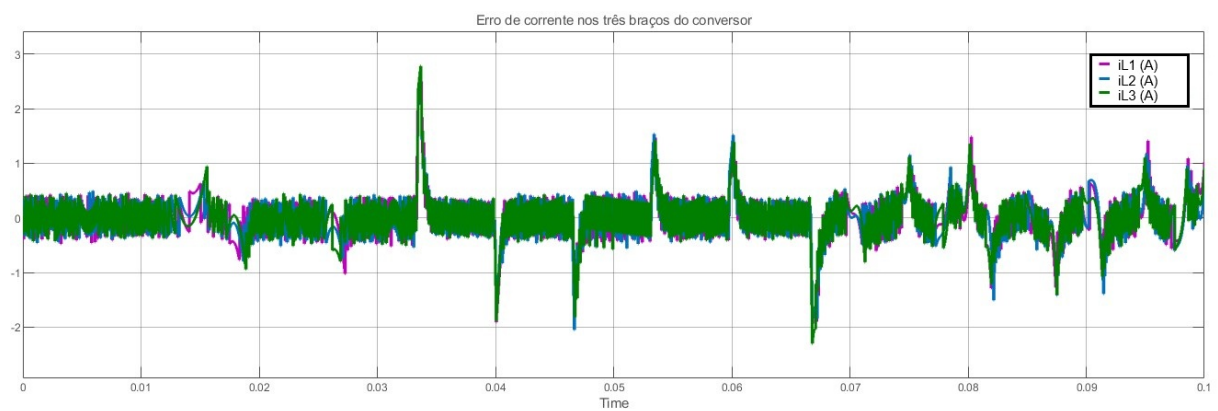


Figura 52 – Erro de corrente frente a perturbações no sistema. Fonte: autoria própria

4.2 MODO *BOOST*

Após analisar a resposta do conversor em modo *Buck*, o sistema foi avaliado operando no modo *Boost*. Além de controlar a corrente de descarga do banco de baterias, o modelo também controla a tensão do barramento CC utilizando controle em cascata, e os parâmetros ajustados estão disponíveis na Tabela 10. Assim como no modo *Buck*, o ganho assume valores negativos.

Tabela 10 – Parâmetros do controlador com o conversor operando em modo *Boost*

Ganho	Malha de corrente	Malha de tensão
K_p	-0,0873	-0,237
K_i	-38,096	-453,869

Em um primeiro momento, foi simulada a inicialização do conversor, em um estado onde todos os componentes estão descarregados. Tanto a tensão do barramento quanto a corrente na carga apresentaram baixos níveis de ondulação e seguiram a referência de maneira satisfatória.

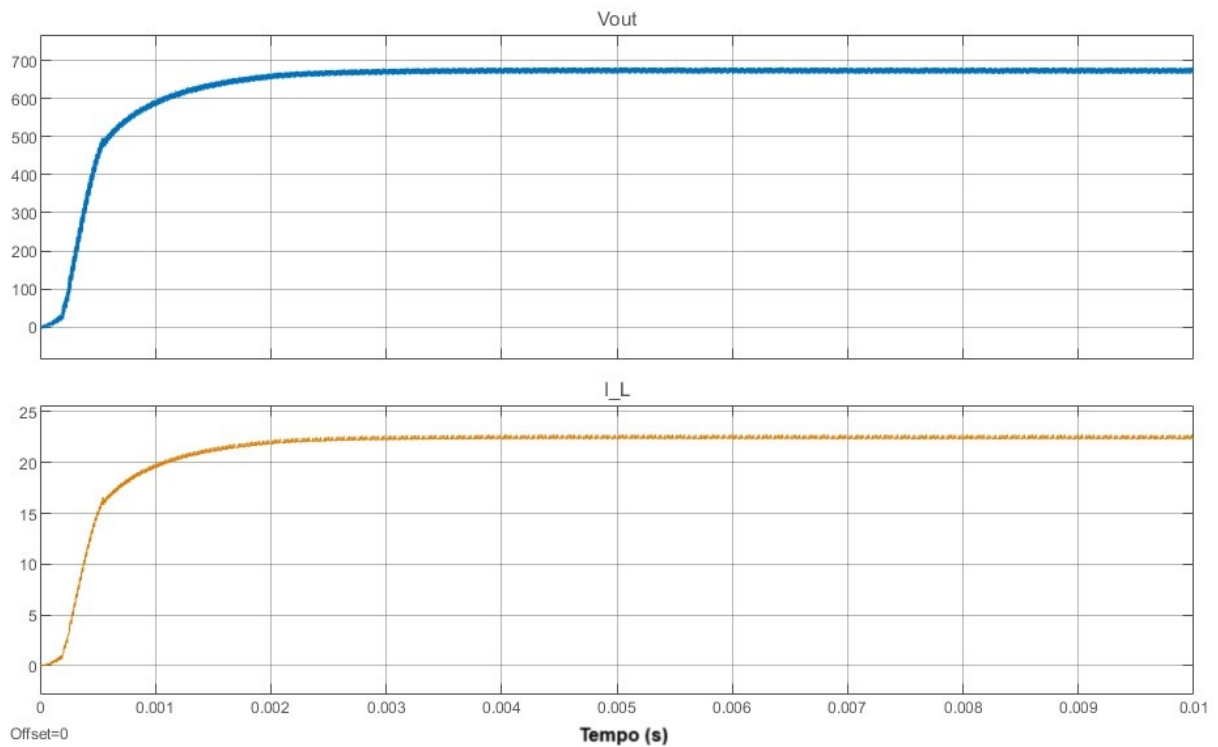


Figura 53 – Inicialização do conversor operando no modo *Boost*. Fonte: autoria própria

Para modelar as variações de carga e variações de tensão no banco de baterias, o sistema foi modificado com os blocos *Voltage Controlled Source* e *Variable Resistor* (Figura 54). Com o bloco *From Workspace* é possível enviar comandos via workspace do MATLAB® com as formas de onda desejadas na entrada do bloco.

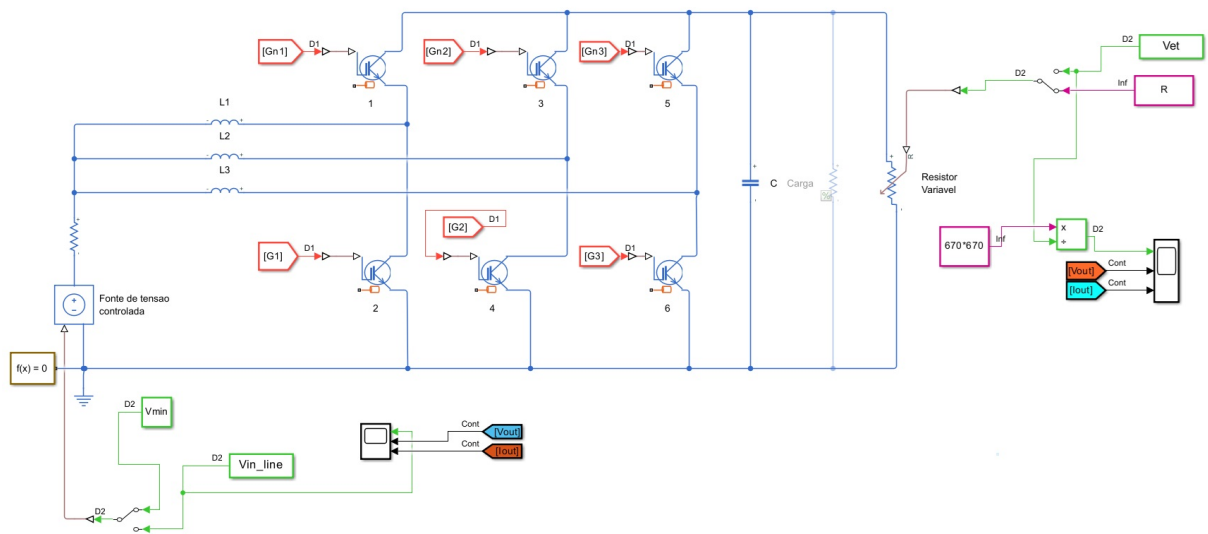


Figura 54 – Modificações na simulação no modo *Boost*. Fonte: autoria própria

4.2.1 Resposta a variações de carga

Para avaliar a robustez do controlador, foram realizadas simulações considerando variações na carga do conversor. Inicialmente, a carga aumentou de forma gradual, e o sistema apresentou desempenho satisfatório, seguindo a referência sem apresentar sobressinal ou undershoot significativos, conforme ilustrado na Figura 55.

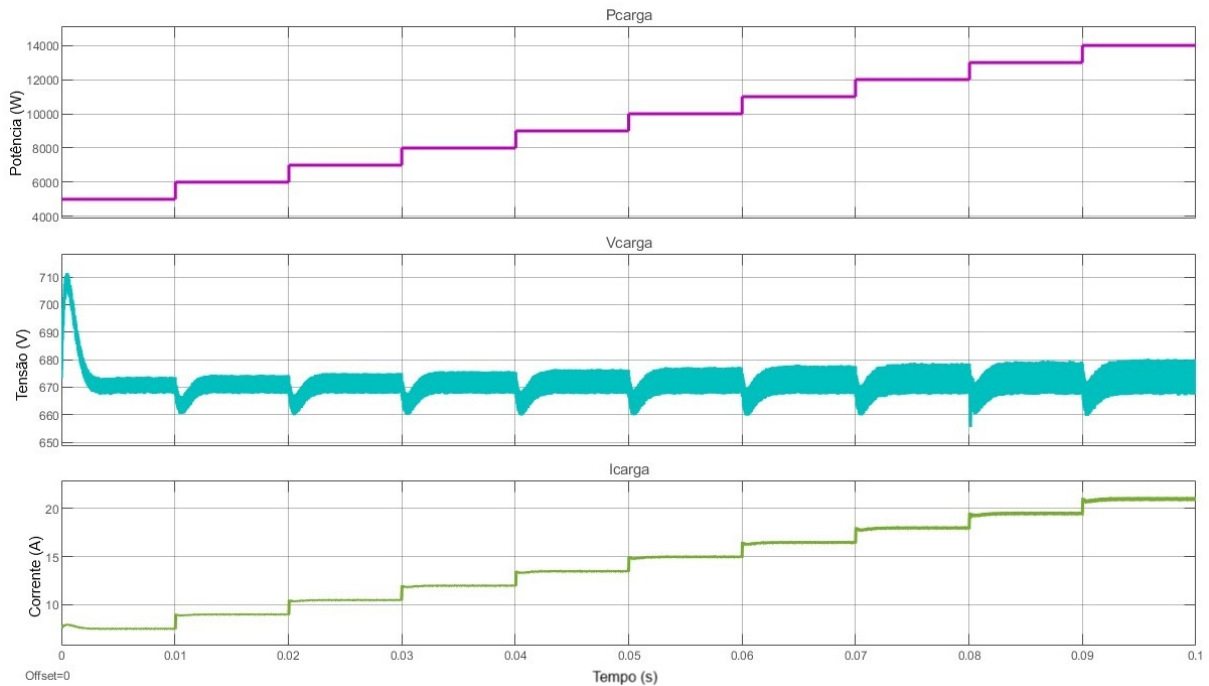


Figura 55 – Resposta do controlador em função do aumento da carga. Fonte: autoria própria

Em seguida, o controlador foi testado frente a mudanças abruptas de carga, variando

instantaneamente entre valores de 6.000 a 15.000 W, representando aproximadamente 50% de variação em torno do valor nominal, com o objetivo de verificar a capacidade do sistema de manter a corrente ou tensão do barramento no valor de referência e medir o sobressinal, undershoot e tempo de acomodação (Figura 56).

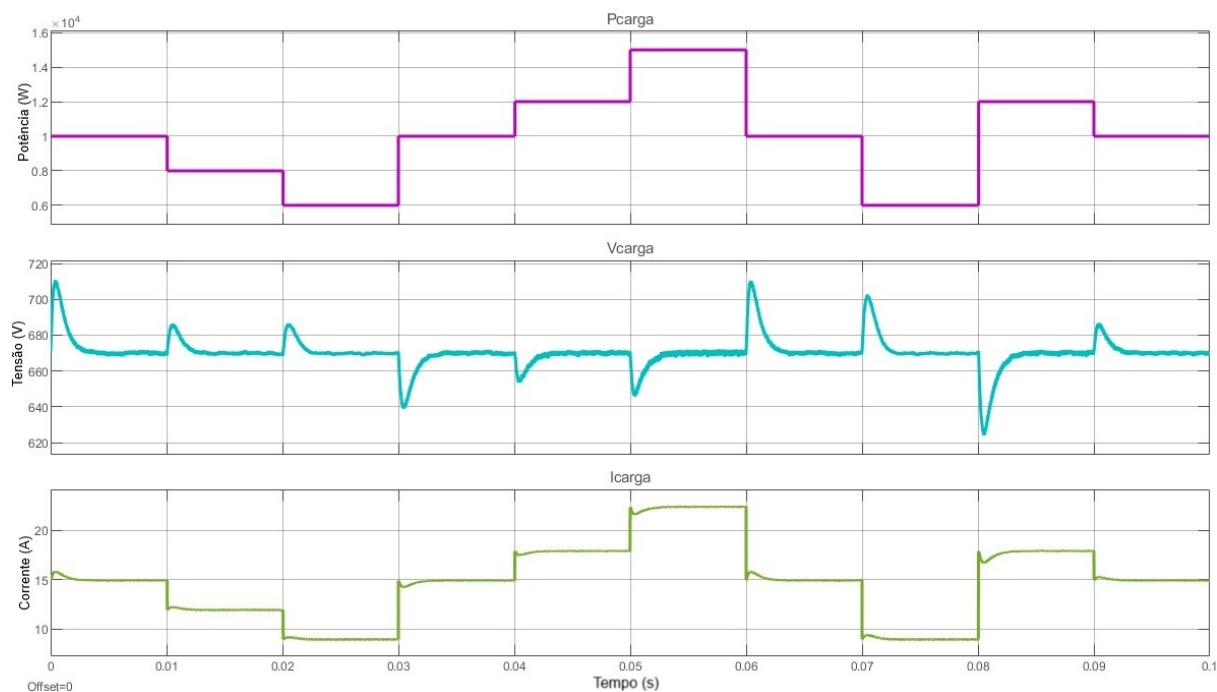


Figura 56 – Resposta a variações de carga. Fonte: autoria própria

O maior erro de tensão encontrado foi de 40 V, representando 6% do valor nominal, em uma situação pessimista onde a carga passa de 6000 para 12000 W instantaneamente.

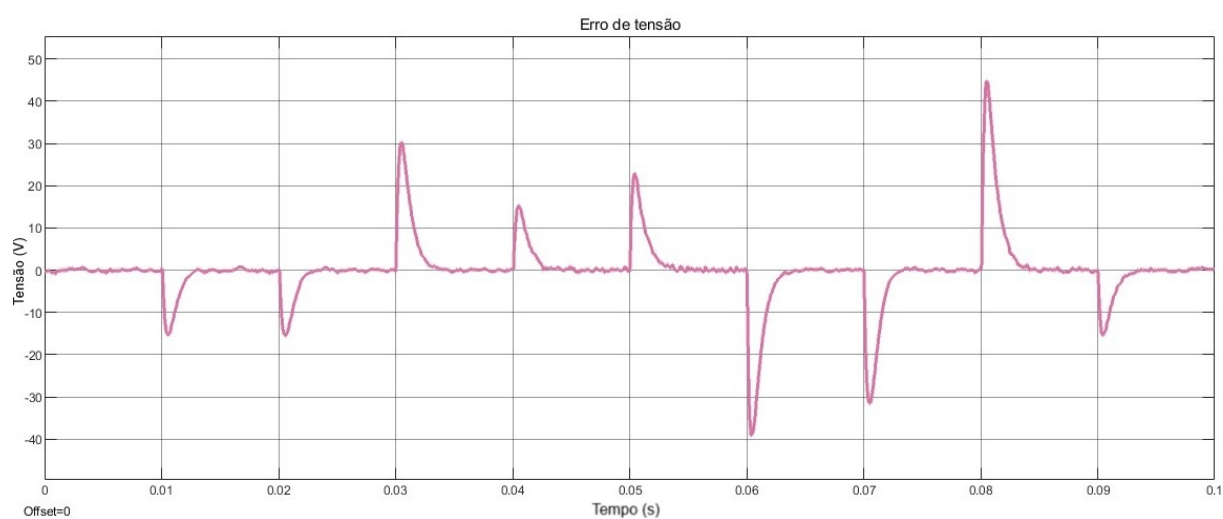


Figura 57 – Erro de tensão frente às variações de carga. Fonte: autoria própria

4.2.2 Variações na tensão de entrada

Após obter a resposta do sistema em relação a variações de carga, foi obtida a resposta em relação a variações da tensão no banco de baterias, que opera em tensões distintas dependendo do estado de carga do mesmo. Para isso, o sistema foi simulado com uma fonte de tensão variável representando o banco de baterias, onde foram aplicados distintos valores de tensão.

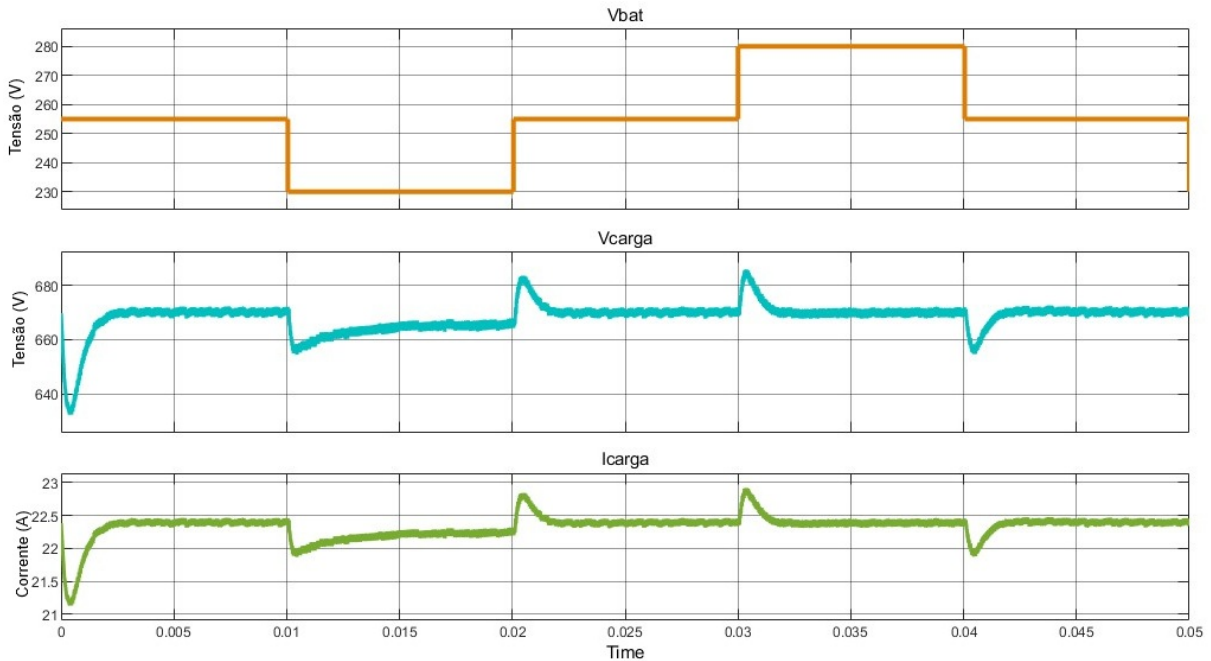


Figura 58 – Resposta do sistema frente a diferentes valores de tensão no banco de baterias.

Fonte: autoria própria

O sistema conseguiu seguir a referência com sucesso e rapidez, apresentando baixo sobressinal. O sinal da razão cíclica enviado pelo controlador de corrente, de acordo com as diferentes tensões de entrada, pode ser visto na Figura 59.

4.3 EFICIÊNCIA

Após projetar e garantir o funcionamento dos controladores, é possível medir a eficiência final do sistema operando em modo *Buck* e operando em modo *Boost*.

Para a determinação da eficiência do conversor, foram obtidas as tensões e correntes, tanto no banco de baterias quanto no barramento CC. A eficiência foi calculada a partir da razão entre a potência de saída e a potência de entrada, conforme $\eta = P_{\text{saída}}/P_{\text{entrada}}$. A Figura 60 representa a potência de entrada e saída do sistema para variações de carga entre 5000 e 15000 W, com um passo de 1000 W.

Após obter os resultados, é possível obter a curva de eficiência do modelo operando em modo *Boost* em função da carga no conversor.

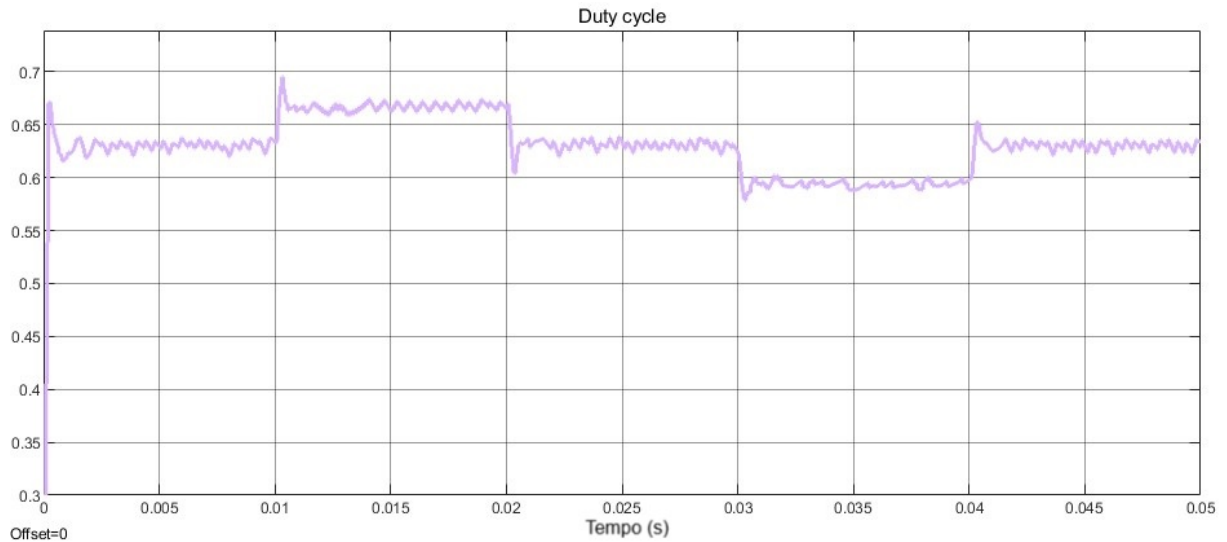


Figura 59 – Razão cíclica do sistema frente a variações na tensão de entrada. Fonte: autoria própria

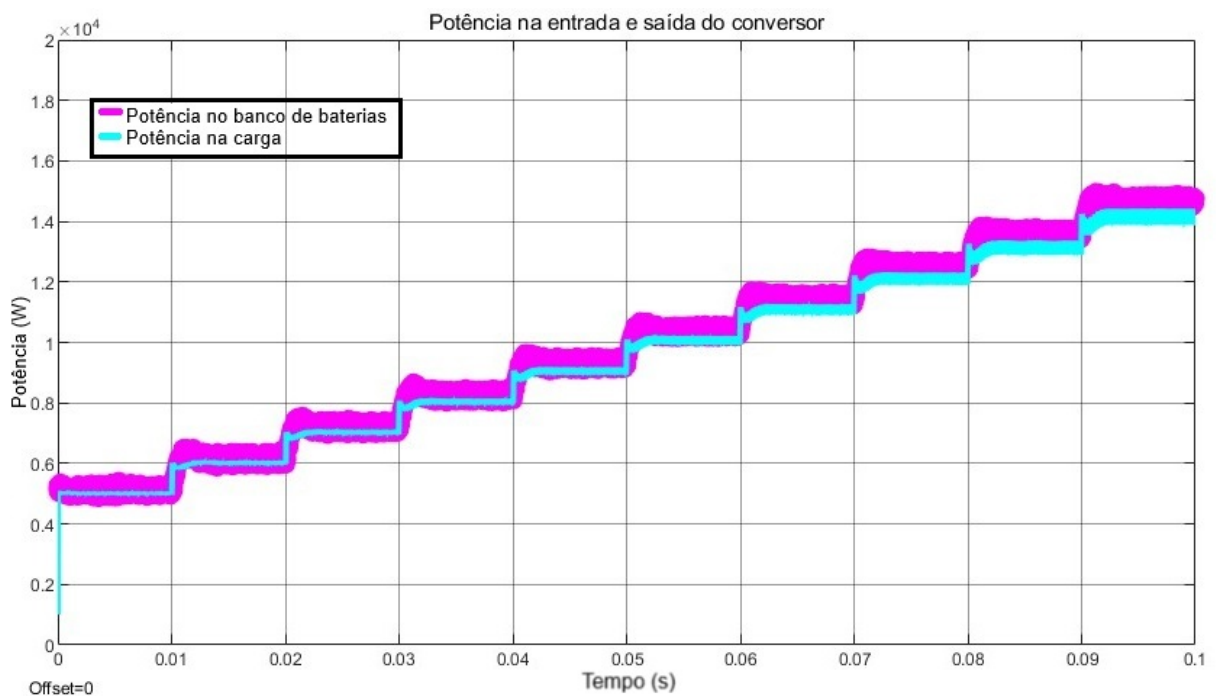


Figura 60 – Potência medida na carga e na entrada do conversor variando os valores de resistência de carga. Fonte: autoria própria

Para o sistema operando em modo *Buck*, foram realizadas diferentes medições variando o nível de carga do banco de baterias de 10% a 100%, e com isso foi obtida a curva da eficiência em função do nível de carga.

Anteriormente, os valores de eficiência foram obtidos em condições de pior caso, porém a potência média da carga em estado de cruzeiro é de 10 kW. Considerando que a carga mínima desejada no banco de baterias é de 30%, a eficiência do conversor *Buck-Boost*

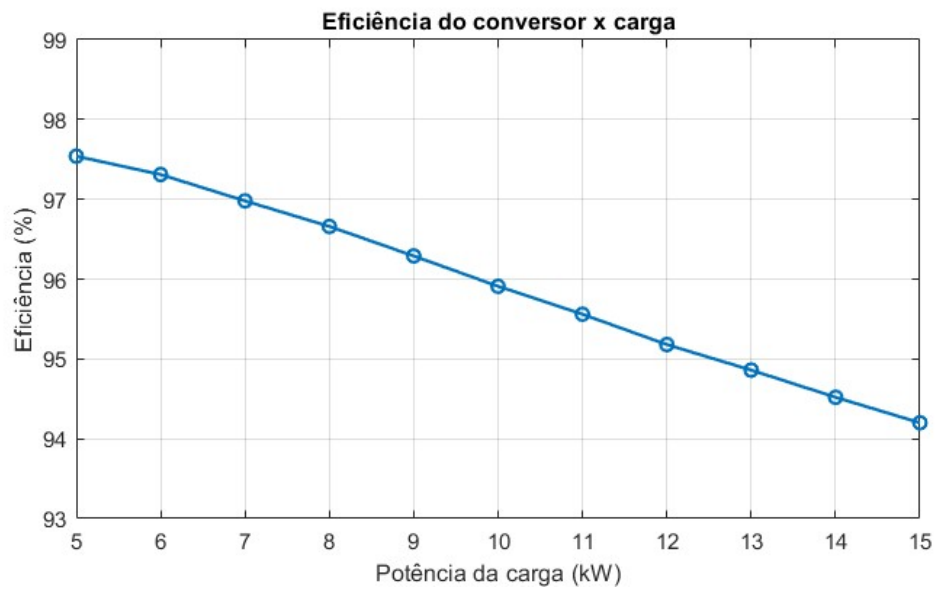


Figura 61 – Eficiência do conversor operando em modo *Boost*. Fonte: autoria própria

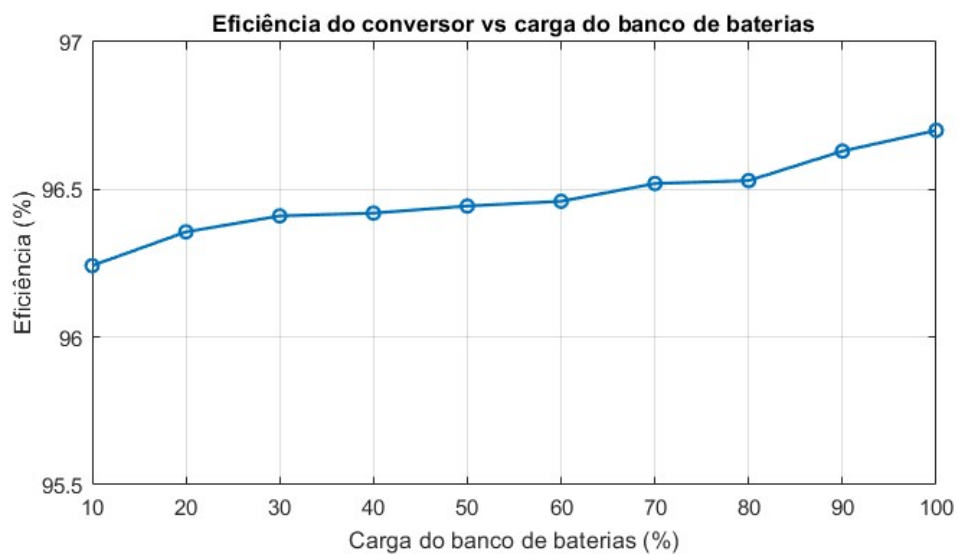


Figura 62 – Eficiência do conversor operando em modo *Buck*. Fonte: autoria própria

se encontra de 95,5 a 96,8% na fase de cruzeiro.

5 CONCLUSÃO

Este trabalho propôs o desenvolvimento e a análise de um conversor CC-CC bidirecional do tipo *Buck-Boost* para um sistema de propulsão híbrido-elétrico de uma aeronave. Através de simulações em MATLAB®/Simulink®, foi possível dimensionar os componentes do filtro LC, projetar e sintonizar os controladores em malha fechada, e realizar uma análise do impacto no uso de mais braços no conversor.

Os resultados obtidos demonstram que a estrutura escolhida apresentou eficiência satisfatória para operar na fase de cruzeiro, a de maior tempo durante o voo, sendo crítica para aplicações aeronáuticas. Observou-se que as perdas por chaveamento foram maiores que as resistivas, onde o aumento no número braços de chaves semicondutoras resultou em um aumento dessas perdas com relação às resistivas. A divisão de corrente entre os braços reduziu drasticamente as perdas por condução nos indutores e capacitor, resultando em um aumento na eficiência. Além disso, a frequência de chaveamento escolhida apresentou uma porcentagem de perdas por chaveamento satisfatórias, assim como o tamanho dos componentes do filtro LC. Reduzir a frequência de chaveamento, embora possa reduzir as perdas de comutação, pode resultar em indutores e capacitores mais pesados.

A comparação entre as topologias estudadas mostrou que, embora o conversor de dois braços tenha uma configuração mais simples que pode facilitar a implementação e reduzir custos, o conversor de três braços se destacou como a solução mais equilibrada e promissora. As perdas de chaveamento, que foram as maiores obtidas no sistema, aumentaram com o número de dispositivos, mas a divisão de corrente entre os braços reduziu drasticamente as perdas de condução nos indutores e capacitores, resultando em um aumento líquido da eficiência. A topologia de três braços também apresentou menor ondulação de corrente, o que é vantajoso para a operação do sistema e para a vida útil dos componentes. Uma outra grande vantagem foi a possibilidade de reduzir o tamanho dos componentes do filtro LC, o que é um fator crítico em aplicações aeronáuticas. Dessa forma, a escolha da topologia ideal considerou não apenas o desempenho elétrico, mas também aspectos de viabilidade construtiva e operacional, como a redução de peso e a modularidade da topologia.

Como trabalhos futuros, sugere-se a avaliação de outros dispositivos de chaveamento baseados em novas tecnologias, como os de carbeto de silício (SiC), que podem oferecer perdas de comutação ainda menores. Recomenda-se também um estudo variando as frequências de chaveamento tanto acima quanto embaixo dos 20 kHz estudados nesse trabalho. Calcular as perdas em cada caso, assim como os valores e pesos das indutâncias e capacitâncias requeridas, permite encontrar um ponto ótimo entre o aumento na eficiência do conversor e o aumento no peso do filtro LC.

REFERÊNCIAS

- 1 Winston, TSWB-LYP40AHA,
<https://en.winston-battery.com/?cnxdc/318.html>, accessed in 08/30/2021
 (2021).
- 2 Semikron Danfoss, Skiip 37nab12t4v1 datasheet (2021).
 URL <https://www.semikron-danfoss.com/service-support/downloads/detail/semikron-datasheet-skiip-37nab12t4v1-25231570.html>
- 3 H. Umegami, T. Harada, K. Nakahara, Performance comparison of si igt and sic mosfet power module driving ipmsm or im under wltc, World Electric Vehicle Journal 14 (4) (2023). doi:10.3390/wevj14040112.
 URL <https://www.mdpi.com/2032-6653/14/4/112>
- 4 D. Sziroczak, I. Jankovics, I. Gal, D. Rohacs, Conceptual design of small aircraft with hybrid-electric propulsion systems, Energy 204 (2020) 117937.
 doi:<https://doi.org/10.1016/j.energy.2020.117937>.
 URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0360544220310446>
- 5 X. Ding, F. Chen, M. Du, H. Guo, S. Ren, Effects of silicon carbide mosfets on the efficiency and power quality of a microgrid-connected inverter, Applied Energy 201 (2017) 270–283. doi:<https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2016.10.011>.
 URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0306261916314350>
- 6 M. Alam, K. Kumar, V. Dutta, Comparative efficiency analysis for silicon, silicon carbide MOSFETs and IGBT device for DC–DC boost converter, SN Applied Sciences 1 (12) (2019) 1700. doi:10.1007/s42452-019-1778-4.
 URL <https://doi.org/10.1007/s42452-019-1778-4>
- 7 F. A. Pongelupe, A. F. Cupertino, H. A. Pereira, Aplicação de módulo semicondutores híbridos em acionamentos elétricos, Eletrônica de Potência 26 (3) (2021) 250–259.
 doi:10.18618/REP.2021.3.0063.
 URL <https://journal.sobraep.org.br/index.php/rep/article/view/319>
- 8 K. Ogata, Engenharia de Controle Moderno, 5th Edition, Pearson Education do Brasil, São Paulo, 2010.
- 9 D. Hart, Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos, McGraw Hill Brasil, 2016.
 URL <https://books.google.at/books?id=-b5TDQAAQBAJ>
- 10 ROHM Semiconductor, Power loss and thermal design of diodes, acesso em: 3 fev. 2025 (2024).
 URL https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/discrete/diodes/power_loss_and_thermal_design_of_diodes_an-e.pdf
- 11 N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, Wiley, 1995.
 URL <https://books.google.com.br/books?id=KbkQAQAAMAAJ>

- 12 J. Lutz, H. Schlangenotto, U. Scheuermann, R. De Doncker, Semiconductor Power Devices: Physics, Characteristics, Reliability, Springer Berlin Heidelberg, 2011.
URL <https://books.google.at/books?id=345uBEHneEgC>
- 13 R. W. Erickson, D. Maksimović, Fundamentals of Power Electronics, 3rd Edition, Springer International Publishing, Cham, 2020. doi:10.1007/978-3-030-43881-4.
- 14 C. A. Petry, Eletrônica de Potência, CEFET-SC, 2016.
URL <https://professorpetry.com.br>
- 15 N. C. Braga, Comparação entre mosfets e igbts (2025).
URL <https://newtoncbraga.com.br>
- 16 M. K. Kazimierczuk, Pulse-Width Modulated DC–DC Power Converters, 1st Edition, John Wiley & Sons, Chichester, UK, 2008. doi:10.1002/9780470694640.
- 17 F. H. Gerent, Metodologia de projeto de inversores monofásicos de tensão para cargas não-lineares, Monografia (pós-graduação em engenharia elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, SC (2005).
- 18 R. C. Dorf, R. H. Bishop, Sistemas de Controle Modernos, 13th Edition, Pearson, São Paulo, 2017.
- 19 G. F. Franklin, J. D. Powell, A. Emami-Naeini, Feedback Control of Dynamic Systems, 8th Edition, Pearson, Boston, MA, 2014.
- 20 R. S. Burns, Advanced Control Engineering, Butterworth-Heinemann, 2001.
- 21 Aircraft hybrid-electric environment for analysis and design (ahead) applied on a fixed-wing drone, Results in Engineering 25 (2025) 104206.
doi:<https://doi.org/10.1016/j.rineng.2025.104206>.
- 22 M. A. Rendón, G. Buffara, D. M. Esther, C. de Oliveira Cunha, Electric subsystem model of a hybrid-electric powertrain for a fixed-wing drone, https://www.sba.org.br/papers/paper_516, publicado na Sociedade Brasileira de Automática (SBA) (2024).
- 23 M. A. Rendón, P. H. Hallak, G. Buffara, R. Marcomini, D. de Almeida Fernandes, R. G. P. Delmonte, J. L. F. de Sousa, C. de Oliveira Cunha, B. S. Freitas, D. P. Gonçalves, D. M. Esther, Preliminary design of fuel cell hybrid-electric power-train for a fixed-wing drone, in: 2024 International Conference on Control, Automation and Diagnosis (ICCAD), 2024, pp. 1–6. doi:10.1109/ICCAD60883.2024.10553707.
- 24 Stella Tecnologia, Ficha técnica atobá, <http://www.stellatecnologia.com/wp-content/uploads/2022/09/Ficha-tecnica-Atoba.pdf>, acessado em 18 de maio de 2025 (2022).
- 25 MundoGEO, Maior drone fabricado no Brasil é exposto ao público pela primeira vez, uRL <https://mundogeo.com/2022/01/13/maior-drone-fabricado-no-brasil-sera-exposto-ao-publico-pela-primeira-vez/>. Accessed: 2024-05-01 (2022).
- 26 A. I. Pressman, K. Billings, T. Morey, Switching Power Supply Design, 3rd Edition, McGraw-Hill Education, New York, 2009.

- 27 MathWorks, Frequency response, acesso em: 2 ago. 2025 (2025).
URL <https://www.mathworks.com/discovery/frequency-response.html>
- 28 A. Riccobono, A. Turevskiy, Estimating the frequency response of a power electronics model, MathWorks Technical Articles Acesso em: Jun. 2025 (2025).
- 29 MathWorks, Design controller for power electronics model using frequency response data, <https://www.mathworks.com/help/slcontrol/ug/design-controller-for-power-electronics-model-using-frequency-response-data.html>, acesso em: Jun. 2025 (2025).