

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA  
FACULDADE DE ENGENHARIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Maria Eduarda Silva Bastos

Estratégia de Controle de um Conversor CC-CC Bidirecional Intercalado  
Aplicado a um Banco de Baterias de um Sistema de Propulsão Elétrico de  
Aeronave

Juiz de Fora  
2021

Maria Eduarda Silva Bastos

**Estratégia de Controle de um Conversor CC-CC Bidirecional Intercalado  
Aplicado a um Banco de Baterias de um Sistema de Propulsão Elétrico de  
Aeronave**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Orientadora: Prof<sup>ª</sup>. Ph.D. Janaína Gonçalves de Oliveira

Coorientador: Prof. Dr. Eng. Pedro Santos Almeida

Juiz de Fora

2021

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

Bastos, Maria Eduarda Silva.

Estratégia de Controle de um Conversor CC-CC Bidirecional Intercalado Aplicado a um Banco de Baterias de um Sistema de Propulsão Elétrico de Aeronave / Maria Eduarda Silva Bastos. – 2021.

154 f. : il.

Orientadora: Janaína Gonçalves de Oliveira

Coorientador: Pedro Santos Almeida

Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2021.

1. Propulsão Aeronáutica. 2. Aeronave Híbrida. 3. Conversor CC-CC Bidirecional Intercalado. 4. Carregador de Bateria. 5. Microcontrolador. de Oliveira, Janaína Gonçalves, orient. II. Almeida, Pedro Santos, coorient. III. Título.

Maria Eduarda Silva Bastos

**Estratégia de Controle de um Conversor CC-CC Bidirecional Intercalado Aplicado a um Banco de Baterias de um Sistema de Propulsão Elétrico de Aeronave**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Juiz de Fora como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Sistemas Eletrônicos.

Aprovada em: 08 de Setembro de 2021

BANCA EXAMINADORA



---

**Prof<sup>a</sup>. Ph.D. Janaína Gonçalves de Oliveira**  
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF  
Orientadora



---

**Prof. Dr. Eng. Pedro Santos Almeida**  
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF  
Coorientador



---

**Prof. Dr. Eng. José Antenor Pomilio**  
Universidade Estadual de Campinas, UNICAMP



---

**Prof. Dr. Eng. Márcio do Carmo Barbosa  
Poncilio Rodrigues**  
Instituto Federal do Sudeste de Minas Gerais, IF  
Sudeste MG



---

**Prof. Dr. Eng. André Augusto Ferreira**  
Universidade Federal de Juiz de Fora, UFJF

*Dedico este trabalho à Deus e a minha família.*

## AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, a Deus, por me possibilitar essa conquista e por estar comigo em todos os momentos, me sustentando e guiando o meu caminho.

Agradeço também a minha família, que sempre acredita e torce por mim e que me apoia em todas as decisões tomadas. Em especial, a minha mãe, irmão, avós, tios e primos. Vocês fazem todos os esforços valerem a pena. Amo vocês.

Agradeço profundamente aos meus orientadores, professores Janaína Gonçalves de Oliveira e Pedro Santos Almeida, por me apresentarem com esse projeto e por confiarem em mim para o desenvolver. Obrigada por toda dedicação, tempo dispendido, paciência e por todos os ensinamentos. Meus sinceros agradecimentos pela orientação neste trabalho.

Aos meus amigos do programa de pós-graduação, que compartilharam comigo os desafios e as alegrias do caminho, também registro o meu agradecimento. Em especial ao meu amigo de longa data Otávio Rodrigues Gomes, que compartilhou essa jornada comigo, me apoiando e incentivando em todos os momentos. Muito obrigada pela amizade, torcida e disponibilidade em sempre me ajudar.

Agradeço, também, a equipe envolvida no projeto do LAPHE, em especial ao professor Márcio do Carmo Barbosa Poncilio Rodrigues, por todas as ideias compartilhadas e auxílio concedido.

Aos demais professores do programa de pós graduação, que contribuíram fortemente para a minha formação, e aos colaboradores da UFJF pelo apoio prestado.

Deixo também meus sinceros agradecimentos aos professores do Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, Matusalém Martins Lanes e Luís Cláudio Gambôa Lopes, por toda prontificação em nos ajudar no desenvolvimento do trabalho.

Por fim, agradeço ao CNPq, à CAPES, à FAPEMIG, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica (PPEE) e à Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), pelo suporte financeiro concedido durante o desenvolvimento da dissertação, pela estrutura física, equipamentos e pelo ensino gratuito e de qualidade.

“A persistência é o caminho do êxito.”  
(Charles Chaplin)

“Consagre ao senhor tudo o que você faz, e os seus planos serão  
bem-sucedidos”  
(Provérbios 16:3)

## RESUMO

Com o crescente aumento dos impactos das emissões de gases causadores do efeito estufa, a utilização de tecnologias que minimizem a degradação do meio ambiente tem se tornado cada vez mais importante. Com relação ao setor de transportes, os veículos híbridos/elétricos são uma alternativa interessante por possibilitarem a redução das emissões de poluentes e um uso mais eficiente das fontes de energia disponíveis. Além dos veículos terrestres, como os carros elétricos leves e os de transporte público de passageiros e de cargas, as tecnologias de propulsão elétrica vêm sendo também investigadas para aplicações aeronáuticas. A fim de impulsionar a expansão da eletrificação das aeronaves, diversos projetos de pesquisa estão em andamento com o intuito de melhorar as tecnologias e metodologias atualmente aplicadas. Nesse sentido, este trabalho aborda o estudo de um subsistema de armazenamento de energia pertencente a um banco de ensaios para propulsão aeronáutica, com topologia híbrida série, em desenvolvimento no Laboratório de Propulsão Híbrido-Elétrica da UFJF. O projeto intitulado como “Montagem de um Banco de Ensaios para Propulsão Aeronáutica Híbrido-elétrica” (APQ-03593-17) é uma parceria entre a UFJF, Embraer e FAPEMIG e busca ampliar a base de conhecimento nacional acerca de sistemas de propulsão de aeronaves. Assim, o presente trabalho apresenta a modelagem e controle de um conversor CC-CC bidirecional intercalado responsável pela interconexão de um banco de baterias com o sistema de propulsão de aeronave. A modelagem realizada é baseada nas técnicas de modelo médio no espaço de estados e linearização por pequenos sinais. E a estratégia de controle proposta é investigada por meio de modelos de controle no MATLAB/Simulink e a implementação de rotinas de controle embarcadas no microcontrolador TMS320F28379D da Texas Instruments. Por intermédio da técnica *processor-in-the-loop* o código embarcado no TMS320F28379D para controle do conversor é validado, onde uma planta virtual desenvolvida no MATLAB/Simulink é controlada através de controladores calculados no TMS320F28379D. Resultados de simulação, co-simulação e de ensaios envolvendo a captura de sinais nas rotinas embarcadas são utilizados para validar a estratégia de controle proposta.

Palavras-chave: Propulsão Aeronáutica. Aeronave Híbrida. Conversor CC-CC Bidirecional Intercalado. Carregador de Bateria. Microcontrolador.



## ABSTRACT

With the increasing impact of greenhouse gas emissions, the use of technologies that minimize environmental degradation has become increasingly important. Regarding the transportation sector, hybrid/electric vehicles are an interesting alternative as they enable the reduction of pollutant emissions and a more efficient use of available energy sources. In addition to land vehicles, such as light electric cars and public transport for passengers and cargo, electric propulsion technologies have also been investigated for aeronautical applications. In order to stimulate the expansion of aircraft electrification, several research projects are underway with the aim of improving currently applied technologies and methodologies. In this context, this work deals with the study of an energy storage subsystem belonging to a test bench for aeronautical propulsion, with series hybrid topology, under development at the UFJF's Hybrid-Electric Propulsion Laboratory. The project entitled "Assembling a Test Bench for Hybrid-Electric Aeronautical Propulsion" (APQ-03593-17) is a partnership between UFJF, Embraer and FAPEMIG and seeks to expand the national knowledge base about aircraft propulsion systems. Thus, this work presents the modeling and control of an interleaved bidirectional DC-DC converter responsible for the interconnection of a battery pack with the aircraft propulsion system. The modeling performed is based on state-space averaging model techniques and small-signal linearization. And the proposed control strategy is investigated by using control models in MATLAB/Simulink and the implementation of control codes embedded in Texas Instruments TMS320F28379D microcontroller. By means of the processor-in-the-loop technique, code embedded in the TMS320F28379D to control the converter is validated, where a virtual plant developed in MATLAB/Simulink is controlled through controllers calculated in the TMS320F28379D. Simulation, co-simulation and test results involving the capture of signals in the embedded codes are used to validate the proposed control strategy.

Keywords: Aeronautical Propulsion. Hybrid aircraft. Interleaved Bidirectional CC-CC Converter. Battery charger. Microcontroller.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Configuração híbrida série. . . . .	24
Figura 2 – Configuração híbrida paralela. . . . .	24
Figura 3 – Perfil de carga do método corrente constante. . . . .	29
Figura 4 – Perfil de carga do método tensão constante. . . . .	29
Figura 5 – Perfil de carga do método corrente constante - tensão constante. . . . .	30
Figura 6 – Visão geral de um conversor CC-CC bidirecional. . . . .	30
Figura 7 – Arquitetura de um conversor CC-CC bidirecional. . . . .	31
Figura 8 – Arquitetura de um conversor CC-CC bidirecional intercalado. . . . .	32
Figura 9 – Correntes em cada fase e corrente resultante de um conversor CC-CC bidirecional intercalado. . . . .	33
Figura 10 – Arquitetura de um conversor CC-CC bidirecional em ponte completa. . . . .	34
Figura 11 – Visão geral do sistema de propulsão híbrido-elétrico. . . . .	35
Figura 12 – Módulo semicondutor SKiiP39AC12F4V19. . . . .	36
Figura 13 – Driver SKYPER 32R. . . . .	37
Figura 14 – Microturbina Capstone C30. . . . .	37
Figura 15 – Máquina EMRAX 228. . . . .	38
Figura 16 – Células TSWB-LYP40AHA que compõem o banco de baterias. . . . .	39
Figura 17 – Kit de desenvolvimento LAUCHXL-TMS320F28379D. . . . .	40
Figura 18 – Conversor CC-CC bidirecional intercalado. . . . .	42
Figura 19 – Formas de onda do conversor operando como abaixador de tensão. . . . .	44
Figura 20 – Formas de onda do conversor operando como elevador de tensão. . . . .	45
Figura 21 – Circuito equivalente para o conversor <i>buck</i> . . . . .	49
Figura 22 – Circuito equivalente do modo <i>buck</i> para um braço do conversor: $S_1$ em condução e $S_4$ em bloqueio. . . . .	50
Figura 23 – Circuito equivalente do modo <i>buck</i> para um braço do conversor: $S_1$ em bloqueio e $S_4$ em condução. . . . .	51
Figura 24 – Comparação entre as saídas do conversor em modo <i>buck</i> no modelo simulado e no modelo matemático desenvolvido. . . . .	55
Figura 25 – Circuito equivalente para o conversor <i>boost</i> . . . . .	55
Figura 26 – Circuito equivalente do modo <i>boost</i> para um braço do conversor: $S_4$ em condução e $S_1$ em bloqueio. . . . .	56
Figura 27 – Circuito equivalente do modo <i>boost</i> para um braço do conversor: $S_4$ em bloqueio e $S_1$ em condução. . . . .	57
Figura 28 – Comparação entre as saídas do conversor em modo <i>boost</i> no modelo simulado e no modelo matemático desenvolvido. . . . .	61
Figura 29 – Diagrama de blocos para controle de tensão do conversor operando como <i>buck</i> . . . . .	63

Figura 30 – Diagrama de blocos para controle de corrente do conversor operando como <i>buck</i> . . . . .	63
Figura 31 – Diagrama de Bode da função de transferência da corrente no indutor de um braço do conversor em malha aberta no modo <i>buck</i> . . . . .	64
Figura 32 – Diagrama de Bode das funções de transferência da corrente no indutor em malha aberta não compensada ( $G_{iL}$ ), do compensador ( $C_{iL}$ ) e da malha aberta compensada ( $G_{iLc}$ ) no modo <i>buck</i> . . . . .	65
Figura 33 – Resposta ao degrau unitário da malha de corrente compensada em malha fechada no modo <i>buck</i> . . . . .	66
Figura 34 – Diagrama de Bode da função de transferência para regulação de tensão em malha aberta ( $G_{Zo}$ ) no modo <i>buck</i> . . . . .	67
Figura 35 – Resposta ao degrau unitário da malha de tensão não compensada em malha fechada no modo <i>buck</i> . . . . .	67
Figura 36 – Diagrama de Bode das funções de transferência de tensão em malha aberta não compensada ( $G_{Zo}$ ), do compensador ( $C_{Zo}$ ) e da malha aberta compensada ( $G_{Zoc}$ ) no modo <i>buck</i> . . . . .	68
Figura 37 – Resposta ao degrau unitário da malha de tensão compensada em malha fechada no modo <i>buck</i> . . . . .	69
Figura 38 – Diagrama de blocos para controle do conversor operando como <i>boost</i> . . . . .	69
Figura 39 – Diagrama de Bode da função de transferência da corrente no indutor de um braço do conversor em malha aberta no modo <i>boost</i> . . . . .	70
Figura 40 – Diagrama de Bode das funções de transferência da corrente no indutor em malha aberta não compensada ( $G_{iL}$ ), do compensador ( $C_{iL}$ ) e da malha aberta compensada ( $G_{iLc}$ ) no modo <i>boost</i> . . . . .	71
Figura 41 – Resposta ao degrau unitário da malha de corrente compensada em malha fechada no modo <i>boost</i> . . . . .	71
Figura 42 – Diagrama de Bode da função de transferência para regulação de tensão em malha aberta ( $G_{Zo}$ ) no modo <i>boost</i> . . . . .	72
Figura 43 – Diagrama de Bode das funções de transferência de tensão em malha aberta não compensada ( $G_{Zo}$ ), do compensador ( $C_{Zo}$ ) e da malha aberta compensada ( $G_{Zoc}$ ) no modo <i>boost</i> . . . . .	73
Figura 44 – Resposta ao degrau unitário da malha de tensão compensada em malha fechada no modo <i>boost</i> . . . . .	73
Figura 45 – Anti <i>windup</i> : <i>back calculation and tracking</i> . . . . .	74
Figura 46 – Visão geral da rotina implementada no TMS320F28379D. . . . .	76
Figura 47 – Representação da rotina implementada para controle das variáveis do conversor. . . . .	81
Figura 48 – Aproximação da integral pelo método da integração trapezoidal. . . . .	83
Figura 49 – Esquema PIL implementado. . . . .	85

Figura 50 – Ilustração do Bloco S-Function utilizado no PIL. . . . .	86
Figura 51 – Visão geral da rotina implementada na S-Function para o PIL. . .	87
Figura 52 – Esquemático básico do UART. . . . .	88
Figura 53 – Esquema básico de controle da comunicação assíncrona. . . . .	88
Figura 54 – Visão geral da rotina implementada no microcontrolador para o PIL.	89
Figura 55 – Representação da rotina implementada para cálculo das saídas de controle no PIL. . . . .	91
Figura 56 – Circuito equivalente do modelo de bateria. . . . .	94
Figura 57 – Características típicas de descarga de uma bateria recarregável.	94
Figura 58 – Circuito de simulação do conversor CC-CC operando no modo totalmente elétrico. . . . .	96
Figura 59 – Diagrama de controle simulado para o modo de operação totalmente elétrico. . . . .	96
Figura 60 – Operação do conversor no modo totalmente elétrico: tensão do barramento CC. . . . .	97
Figura 61 – Operação do conversor no modo totalmente elétrico: SoC, corrente e tensão terminal do modelo de bateria. . . . .	98
Figura 62 – Operação do conversor no modo totalmente elétrico: correntes. . .	99
Figura 63 – Operação do conversor no modo totalmente elétrico: correntes com indutores iguais e distintos. . . . .	100
Figura 64 – Demanda de potência de propulsão considerada para a avaliação da estratégia de controle no modo totalmente elétrico (escala de tempo: 1 : 360). . . . .	100
Figura 65 – Operação do conversor no modo totalmente elétrico considerando perfil de potência requerido em voo: tensão do barramento CC. . . . .	101
Figura 66 – Operação do conversor no modo totalmente elétrico considerando perfil de potência requerido em voo: SoC, corrente e tensão terminal do modelo de bateria. . . . .	101
Figura 67 – Operação do conversor no modo totalmente elétrico considerando perfil de potência requerido em voo: correntes nos braços do conversor.	102
Figura 68 – Circuito de simulação do conversor CC-CC operando no modo híbrido. . . . .	102
Figura 69 – Diagrama de controle simulado para o modo de operação híbrido.	103
Figura 70 – Operação do conversor no modo híbrido: SoC, corrente e tensão terminal do modelo de bateria. . . . .	104
Figura 71 – Operação do conversor no modo híbrido: correntes nos braços do conversor e no modelo de bateria. . . . .	105

Figura 72 – Demanda de potência de propulsão considerada para a avaliação da estratégia de controle no modo híbrido (escala de tempo: 1 : 360): motor elétrico, turbogerador e conjunto de baterias. . . . .	106
Figura 73 – Operação do conversor no modo híbrido considerando perfil de potência requerido em voo: SoC, corrente e tensão terminal do modelo de bateria. . . . .	106
Figura 74 – Operação do conversor no modo híbrido considerando perfil de potência requerido em voo: correntes nos braços do conversor. . . . .	107
Figura 75 – Operação do conversor no modo híbrido considerando perfil de corrente requerido em voo: SoC, corrente e tensão terminal do modelo de bateria. . . . .	108
Figura 76 – Sinais PWM com razão cíclica de 50% e frequência de 16 kHz. . . . .	109
Figura 77 – Sinais PWM configurados com tempo morto de 1 $\mu$ s. . . . .	109
Figura 78 – Tempo dispendido na rotina de leitura das variáveis e cálculo das saídas de controle no modo de operação <i>boost</i> . . . . .	110
Figura 79 – Especificações TSWB-LYP40AHA. . . . .	151
Figura 80 – Curvas típicas de carga e descarga das células TSWB-LYP40AHA. . . . .	152
Figura 81 – Sensor de corrente CKSR 50-NP. . . . .	153
Figura 82 – CI AMC1306M05. . . . .	154

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do modelo híbrido ( <i>buck</i> ). . . . .	54
Tabela 2 – Parâmetros do modelo totalmente elétrico ( <i>boost</i> ). . . . .	60
Tabela 3 – Conversão das variáveis do conversor da escala real para a digital .	87
Tabela 4 – Conversão das saídas de controle da escala digital para a real. .	88
Tabela 5 – Conversão das variáveis do conversor da escala digital para a real.	90
Tabela 6 – Conversão das saídas de controle da escala real para a digital. .	90
Tabela 7 – Dados para cálculo das ondulações de corrente e tensão do conversor CC-CC bidirecional intercalado. . . . .	119

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Conversor Analógico Digital ( <i>Analog Digital Converter</i> )
BMS	Sistema de Gerenciamento de Bateria ( <i>Battery Management System</i> )
CA	Corrente Alternada
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CC	Corrente
CI	Circuito Integrado
CNPq	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DSP	Processador Digital de Sinais ( <i>Digital Signal Processor</i> )
EOC	Fim de Conversão ( <i>End of Conversion</i> )
ePWM	Modulador de Largura de Pulso Aprimorado ( <i>Enhanced Pulse Width Modulator</i> )
FAPEMIG	Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Minas Gerais
GE	Gerador Elétrico
GPIO	Entrada/Saída de Propósito Geral ( <i>General Purpose Input/Output</i> )
HIL	<i>Hardware-in-the-loop</i>
HRPWM	Modulador de Largura de Pulso de Alta Resolução ( <i>High Resolution Pulse Width Modulator</i> )
IEEE	Instituto de Engenharia Elétrica e Eletrônica ( <i>Institute of Electrical and Electronics Engineering</i> )
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada ( <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> )
LAPHE	Laboratório de Propulsão Híbrido-Elétrica
ME	Motor Elétrico
MCI	Motor de Combustão Interna
MIL	<i>Model-in-the-loop</i>
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo de Óxido de Metal Semicondutor ( <i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i> )
MSIP	Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes
PI	Proporcional-Integral
PIL	<i>Processor-in-the-loop</i>
PPEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
RMS	( <i>Root Mean Square</i> )
RPM	Rotações por Minuto
PWM	Modulação por Largura de Pulso
SAR	Registro de Aproximação Sucessiva ( <i>Successive Approximation Register</i> )
SCI	Interface de Comunicação Serial ( <i>Serial Communications Interface</i> )
SIL	<i>Software-in-the-loop</i>
SoC	Estado de Carga ( <i>State of Charge</i> )
SOC	Início de Conversão ( <i>Start of Conversion</i> )
S/H	Amostra e Retenção ( <i>Sample-and-hold</i> )

UART	Receptor/Transmissor Universal Assíncrono ( <i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitte</i> )
UFJF	Universidade Federal de Juiz de Fora
UPS	Fonte de Alimentação Ininterrupta ( <i>Uninterruptible Power Supply</i> )
VE	Veículo Elétrico
VHE	Veículo Híbrido-Elétrico



## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>18</b>
1.1	IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA E MOTIVAÇÃO	19
1.2	OBJETIVOS	20
1.2.1	<b>Objetivos Gerais</b>	20
1.2.2	<b>Objetivos Específicos</b>	20
1.3	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	21
1.4	PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA	22
1.4.1	Artigo Publicado em Congresso Nacional	22
1.4.2	Artigos Aceito para Publicação em Periódico Internacional	22
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTOS TEÓRICOS</b>	<b>23</b>
2.1	PROPULSÃO HÍBRIDO-ELÉTRICA	23
2.1.1	<b>Topologia Híbrida Série</b>	23
2.1.2	<b>Topologia Híbrida Paralela</b>	24
2.2	BATERIAS EM SISTEMA DE PROPULSÃO HÍBRIDA	25
2.2.1	<b>Baterias de Íon-lítio</b>	27
2.2.2	<b>Métodos de Carregamento de Baterias</b>	28
2.2.2.1	<i>Corrente Constante</i>	28
2.2.2.2	<i>Tensão Constante</i>	29
2.2.2.3	<i>Corrente Constante - Tensão Constante</i>	29
2.3	CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS EMPREGADOS EM SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA DE VHEs	30
2.3.1	<b>Conversor CC-CC Bidirecional <i>Half-bridge</i></b>	31
2.3.2	<b>Conversor CC-CC Bidirecional Intercalado</b>	32
2.3.3	<b>Conversor CC-CC Bidirecional Dual Active Bridge</b>	33
2.4	SUMÁRIO DO CAPÍTULO	34
<b>3</b>	<b>DESCRIÇÃO DO SISTEMA</b>	<b>35</b>
3.1	MÓDULOS SEMICONDUTORES	36
3.2	TURBOGERADOR	37
3.3	MOTOR DE PROPULSÃO	38
3.4	BANCO DE BATERIAS	38
3.5	KIT DE DESENVOLVIMENTO LAUNCHXL-TMS320F28379D	40
3.6	SUMÁRIO DO CAPÍTULO	41
<b>4</b>	<b>CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL INTERCALADO</b>	<b>42</b>
4.1	MODELAGEM MATEMÁTICA	46
4.1.1	<b>Modo Buck</b>	49
4.1.1.1	<i>Validação do Modelo Generalizado</i>	53
4.1.2	<b>Modo Boost</b>	55

4.1.2.1	<i>Validação do Modelo Generalizado</i> . . . . .	60
4.2	ESTRATÉGIA DE CONTROLE . . . . .	61
4.2.1	Modo Híbrido . . . . .	62
4.2.2	Modo Totalmente Elétrico . . . . .	68
4.2.3	Anti Windup da Ação Integral . . . . .	72
4.3	SUMÁRIO DO CAPÍTULO . . . . .	75
<b>5</b>	<b>ALGORITMO EMBARCADO NO TMS320F28379D</b> . . . . .	<b>76</b>
5.1	COMUTAÇÃO DOS DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES . . . . .	77
5.2	AQUISIÇÃO DOS SINAIS DE CORRENTE . . . . .	78
5.3	AQUISIÇÃO DOS SINAIS DE TENSÃO . . . . .	80
5.4	ROTINA DE CONTROLE . . . . .	80
5.5	PROCESSOR-IN-THE-LOOP . . . . .	84
5.5.1	Algoritmo Implementado na S-Function Baseado na Simulação	85
5.5.2	Rotina de Controle no Microcontrolador . . . . .	89
5.6	SUMÁRIO DO CAPÍTULO . . . . .	92
<b>6</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÃO</b> . . . . .	<b>93</b>
6.1	SIMULAÇÕES E TESTES PIL . . . . .	93
6.1.1	PIL do modo totalmente elétrico com a tensão do barramento CC como referência . . . . .	95
6.1.2	PIL do modo híbrido com referência de tensão do conjunto de baterias . . . . .	102
6.1.3	PIL do modo híbrido com referência de potência solicitada pelo conjunto de propulsão . . . . .	104
6.1.4	PIL do modo híbrido com referência de corrente solicitada pelo conjunto de propulsão . . . . .	107
6.2	RESULTADOS DA ROTINA EMBARCADA PARA CONEXÃO COM O BANCO DE ENSAIOS . . . . .	108
6.3	SUMÁRIO DO CAPÍTULO . . . . .	110
<b>7</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS</b> . . . . .	<b>112</b>
7.1	TRABALHOS FUTUROS . . . . .	112
	<b>REFERÊNCIAS</b> . . . . .	<b>114</b>
	<b>APÊNDICE A – COMPONENTES PASSIVOS DO CONVER-</b> <b>SOR CC-CC BIDIRECIONAL INTERCA-</b> <b>LADO</b> . . . . .	<b>119</b>
	<b>APÊNDICE B – CONFIGURAÇÕES DO TMS320F28379D</b> .	<b>122</b>
	<b>APÊNDICE C – ROTINA DE CONTROLE NO TMS320F28379128</b>	
	<b>APÊNDICE D – CÓDIGOS PARA IMPLEMENTAÇÃO DO</b> <b>PIL</b> . . . . .	<b>133</b>
	<b>ANEXO A – FOLHA DE DADOS DA BATERIA WB-LYP40AHA151</b>	

ANEXO B – TRANSDUTOR DE EFEITO HALL CKSR 50- NP . . . . .	153
ANEXO C – CI AMC1306M05 . . . . .	154

## 1 INTRODUÇÃO

A redução do consumo de combustíveis fósseis é uma preocupação atual do setor de transportes. Apesar de ser limitado, a demanda por petróleo vem aumentando significativamente no setor. Como o uso contínuo de recursos petrolíferos e emissão de gases de efeito estufa estão diretamente relacionados a diversos problemas ambientais, como poluição do ar e aquecimento global, agências e organizações governamentais vêm desenvolvendo padrões mais rígidos para o consumo de combustíveis e emissões dos veículos (CHAN; BOUSCAYROL; CHEN, 2010).

Algumas ações têm sido adotadas pela indústria de transportes a fim de combater esse problema, como a constante busca por aumento de eficiência energética e o crescente investimento na expansão da produção de biocombustíveis, tais como o bioetanol. Todavia, a contribuição dos biocombustíveis com a energia mundialmente demandada ainda é consideravelmente baixa e o aumento de veículos esperado nos próximos anos tornam essas ações insuficientes (CASTRO; FERREIRA, 2010).

A eletrificação de veículos é uma solução promissora para a redução do consumo de combustível e consequente redução das emissões, podendo ser dividida em duas abordagens: a eletrificação total e a parcial. Nos veículos elétricos (VE), a propulsão ocorre por intermédio de um motor elétrico alimentado exclusivamente por um sistema de armazenamento de energia, formado, por exemplo, por supercapacitores e/ou baterias. Os veículos híbrido-elétricos (VHE), por sua vez, são aqueles cujo motor elétrico tem sua alimentação provenientes de duas ou mais fontes de energia, sendo uma delas elétrica (RIBEIRO, 2020). Os VHEs demonstram economia de combustível em comparação aos veículos convencionais e possuem uma maior autonomia do que os VEs (CHAN; BOUSCAYROL; CHEN, 2010).

A indústria automotiva tem obtido bons resultados com as alternativas totalmente elétricas e híbridas. E, recentemente, essas abordagens também estão sendo adotadas para veículos aéreos. O setor aéreo é atualmente responsável por 2% do consumo total de combustíveis no ramo de transportes. E a previsão futura é de um aumento para 11% nas próximas duas décadas, caso alguma solução alternativa à propulsão convencional não seja amplamente adotada (BRAVO; PRALIYEV; VERESS, 2021).

Por necessitarem de elevadas quantidades de energia, os sistemas de propulsão híbridos são usualmente mais interessantes para o setor aéreo, visto que combinam turbinas e motores de combustão com máquinas elétricas (DEL PIZZO; DI NOIA; MARULO, 2016). Atualmente, diversas arquiteturas de tecnologias para aeronaves híbridas são encontradas. A associação de múltiplas fontes de energia com diferentes densidades, como turbogeradores e bancos de baterias, é fundamental para proporcionar o desempenho necessário a esse tipo de aplicação (MELO, 2014). Conversores estáticos realizam a interface dessas fontes de fornecimento de energia e o motor elétrico (TORRES *et al.*, 2019).

## 1.1 IDENTIFICAÇÃO DO PROBLEMA E MOTIVAÇÃO

Embora já estabelecidos no setor automotivo, os sistemas de propulsão híbrido-elétrica estão nos primeiros estágios de desenvolvimento no setor da aviação. Esses sistemas aproveitam as vantagens dos motores de combustão interna e motores elétricos, proporcionando economia de combustível, menor degradação ao meio ambiente, redução de níveis de ruído aerodinâmico, redução de custos operacionais e maior potência (FRIEDRICH; ROBERTSON, 2015a).

Apesar da redução na queima de combustível ser um tema importante para o setor de aviação, muitos desafios são encontrados para expansão da aplicação dos sistemas híbridos no setor. Dentre eles, pode-se citar a complexidade de integração dos sistemas que compõem uma aeronave. Os sistemas de propulsão elétrica podem interferir em uma série de outros sistemas importantes das aeronaves, como os de gerenciamento térmico, sendo necessárias adaptações para operação segura desses sistemas. Alguns desafios políticos também são encontrados, algumas normas técnicas e políticas relacionadas à certificação de aeronaves híbridas ainda precisam ser disponibilizadas para orientar o desenvolvimento da tecnologia. Além de um alto investimento necessário para implantação da nova abordagem elétrica, envolvendo custos para desenvolvimento de pesquisas, preços das matérias-primas e custos para treinamento do pessoal operacional e adaptação dos ambientes de manutenção (SCIENCE, 2016).

Uma outra questão é o estado da arte das tecnologias elétricas para propulsão como motores, geradores e armazenadores de energia, bem como, os dispositivos de eletrônica de potência, tais como, inversores, conversores e circuitos de proteção, que devem ser aperfeiçoados para possibilitar o emprego da abordagem no setor aéreo, principalmente em grandes aeronaves (SCIENCE, 2016).

A evolução dos sistemas de armazenamento representa um ponto importante para a implementação da eletrificação das aeronaves. É desejável que o sistema empregado tenha alta densidade de energia, uma vez que essa característica determina a distância e carga que as aeronaves podem voar quando alimentadas eletricamente. Alta densidade de potência também é interessante, principalmente para os momentos de decolagem e subida do voo (MISRA, 2018). Avanços nos materiais que compõem as baterias vêm contribuindo para o desenvolvimento de células com alta densidade de energia e moderada densidade de potência, tornando-as a tecnologia mais utilizada em sistemas de armazenamento de aeronaves (TARIQ *et al.*, 2017). As baterias de íon-lítio são atualmente as mais utilizadas nos veículos aéreos. Além de boas densidade de energia e potência, esse tipo de bateria possui baixa taxa de auto-descarga e número elevado de ciclos. Alguns exemplos de aeronaves que empregam essa tecnologia são as aeronaves Siemens-FlyEco Magnus e-Fusion, Eviation Alice e a nacional Sora-E (COUTINHO; AZEVEDO; MAIA, 2020).

Com relação à eletrônica de potência, os esforços de pesquisa estão voltados ao

desenvolvimento de novos dispositivos semicondutores e topologias de conversores voltadas à eletrificação dos sistemas de propulsão aeronáuticos (FUGARO *et al.*, 2018).

A fim de impulsionar a expansão da eletrificação das aeronaves, diversos projetos de pesquisa estão em andamento com o intuito de melhorar as tecnologias e metodologias atualmente aplicadas (COUTINHO; AZEVEDO; MAIA, 2020). Cada vez mais, mostra-se fundamental a disponibilização de instalações para desenvolvimento de pesquisas e testes em sistemas de propulsão elétrica e o envolvimento da área acadêmica no tema.

Nesse cenário, o presente trabalho aborda o estudo relativo ao controle de carga e descarga de um sistema de armazenamento de um banco de ensaios voltado à propulsão híbrido-elétrica aeronáutica, em construção no Laboratório de Propulsão Híbrido-elétrica (LAPHE) da Universidade Federal de Juiz de Fora (UFJF), que tem o intuito de ampliar a base de conhecimento acerca de sistemas de propulsão de aeronave. O foco é o desenvolvimento de uma estratégia de controle de um conversor CC-CC bidirecional intercalado (ou *interleaved*), responsável por realizar a gestão do fluxo de potência entre o barramento de corrente contínua (CC) do sistema de propulsão e um banco de baterias.

A topologia do conversor é composta por três braços intercalados, que atuam de maneira independente, com um deslocamento temporal de um terço de período. A associação de forma intercalada dos braços do conversor permite que a corrente seja distribuída entre seus indutores, o que possibilita o uso de componentes de menor capacidade nominal e reduz a ondulação de corrente no banco de baterias. Ademais, com esse tipo de estratégia, pode-se alcançar um melhor rendimento diante de potências elevadas (QUEIROZ, 2019). E a característica bidirecional é fundamental para possibilitar o fluxo de potência entre o barramento e o banco de baterias.

## 1.2 OBJETIVOS

Os objetivos gerais e específicos do presente trabalho são descritos nesta seção.

### 1.2.1 Objetivos Gerais

O objetivo geral do trabalho é implementar uma estratégia de controle que possibilite um fluxo bidirecional de potência entre o barramento de corrente contínua (CC) de um banco de ensaios para propulsão aeronáutica e um banco de baterias em construção no LAPHE da UFJF, por meio de um conversor CC-CC bidirecional intercalado.

### 1.2.2 Objetivos Específicos

Pretende-se alcançar o objetivo geral deste trabalho através dos seguintes objetivos específicos:

- i.* Levantar modelos matemáticos do conversor CC-CC bidirecional intercalado operando como conversor abaixador (modo *buck*) e como conversor elevador (modo *boost*);
- ii.* Projetar os controladores das malhas de corrente e tensão;
- iii.* Realizar simulações para entendimento do comportamento do conversor CC-CC e validação dos modelos matemáticos e controladores projetados;
- iv.* Implementar um programa embarcado no microcontrolador TMS320F28379D da Texas Instruments para controle do conversor CC-CC do banco de ensaios de propulsão aeronáutica do LAPHE;
- v.* Validar a rotina de controle embarcada utilizando a técnica *processor-in-the-loop*, por meio de uma co-simulação entre o MATLAB/Simulink e o TMS320F28379D, e por intermédio de capturas de sinais digitais com um analisador lógico.

### 1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

O presente trabalho está estruturado em 6 outros capítulos, além do capítulo de introdução, resumidos da seguinte maneira:

No Capítulo 2, uma revisão sobre conceitos importantes para o desenvolvimento deste trabalho é apresentada, abrangendo a definição de propulsão híbrido-elétrica, uma introdução às baterias utilizadas em sistemas de propulsão, além da apresentação de topologias de conversores CC-CC bidirecionais tipicamente empregadas em veículos elétricos híbridos.

O banco de ensaios para propulsão aeronáutica em construção no LAPHE é apresentado no capítulo 3, com uma breve descrição dos seus subsistemas, inclusive o sistema de armazenamento de energia em foco neste trabalho.

O Capítulo 4 apresenta a topologia CC-CC bidirecional empregada e relata as etapas para implementação da estratégia de controle adotada, envolvendo a modelagem matemática da planta e projeto dos controladores de corrente e tensão.

No Capítulo 5 a implementação da rotina de controle embarcada no microcontrolador TMS320F28379D para controle do conversor CC-CC é abordada, bem como, a descrição dos procedimentos executados para sua validação por intermédio da técnica *processor-in-the-loop*.

A validação da estratégia de controle é relatada no Capítulo 6, onde são apresentados resultados de simulações desenvolvidas no *software* MATLAB/Simulink e de execuções da rotina de controle.

Por fim, o Capítulo 7 contém as principais conclusões deste trabalho, assim como, sugestões para trabalhos futuros.

Ademais, uma análise a respeito dos componentes passivos do conversor é apresentada no Apêndice A. Com relações aos anexos, algumas informações fornecidas na folha de dados das baterias empregadas são disponibilizadas no Anexo A, enquanto o Anexo B e o Anexo C descrevem os sensores utilizados para leitura de corrente e tensão do conversor.

#### 1.4 PRODUÇÃO BIBLIOGRÁFICA

Como resultado das pesquisas realizados durante o período de desenvolvimentos desta dissertação, os seguintes trabalhos foram produzidos:

##### 1.4.1 Artigo Publicado em Congresso Nacional

1. **BASTOS, MARIA E. S.** ; TORRES, VITOR C. S.; ALMEIDA, MATHEUS S.; RENDÓN, MANUEL A.; RODRIGUES, MÁRCIO C. B. P.; ALMEIDA, PEDRO S.; DE OLIVEIRA, JANAINA G. *Estratégia de Controle de um Conversor CC-CC Bidirecional Intercalado Aplicado a um Banco de Baterias de um Sistema de Propulsão Híbrido*. In: XXIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2020, Congresso Virtual. p. 1-8.; DOI :10.48011/asba.v2i1.1735

##### 1.4.2 Artigos Aceito para Publicação em Periódico Internacional

1. **BASTOS, MARIA E. S.** ; NASCIMENTO, SAULO O.; TORRES, VITOR C. S.; ALMEIDA, MATHEUS S.; RENDÓN, MANUEL A.; RODRIGUES, MÁRCIO C. B. P.; ALMEIDA, PEDRO S.; DE OLIVEIRA, JANAINA G. *Control Strategy for an Interleaved Bidirectional DC-DC Converter applied to Battery Management in a Hybrid Aircraft Propulsion System*. In: Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 2021



## 2 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

O presente capítulo aborda conceitos importantes para o entendimento e desenvolvimento do trabalho, tais como, a definição de propulsão híbrido-elétrica e as suas configurações mais comuns, baterias utilizadas em sistemas de propulsão elétrica e as topologias de conversores CC-CC bidirecionais usualmente empregados em VHEs.

### 2.1 PROPULSÃO HÍBRIDO-ELÉTRICA

Um veículo elétrico possui um ou mais motores elétricos de propulsão, além de sistemas de armazenamento de energia. Já um veículo elétrico híbrido possui motores elétricos que são acionados por duas ou mais fontes de energia, sendo uma delas elétrica. Os modelos mais comuns combinam um MCI (motor de combustão interna) com algum tipo de bateria para o acionamento do ME (motor elétrico) (BALDASSI, 2015).

Os sistemas de propulsão híbrido-elétricos são conjuntos energeticamente mais eficientes, que reúnem vantagens dos veículos elétricos e convencionais. Eles oferecem economia de combustível, quando comparados com os veículos convencionais, e têm maior autonomia do que os VEs. Por consequência, os VHEs emitem menos gases poluentes, podendo obter zero emissões de poluentes quando acionados no modo totalmente elétrico (CHAN; BOUSCAYROL; CHEN, 2010).

Existem diversas configurações possíveis para se combinar as fontes de energia em aplicações de propulsão híbrido-elétrica. Dentre elas, pode-se destacar as topologias híbrida série e híbrida paralela.

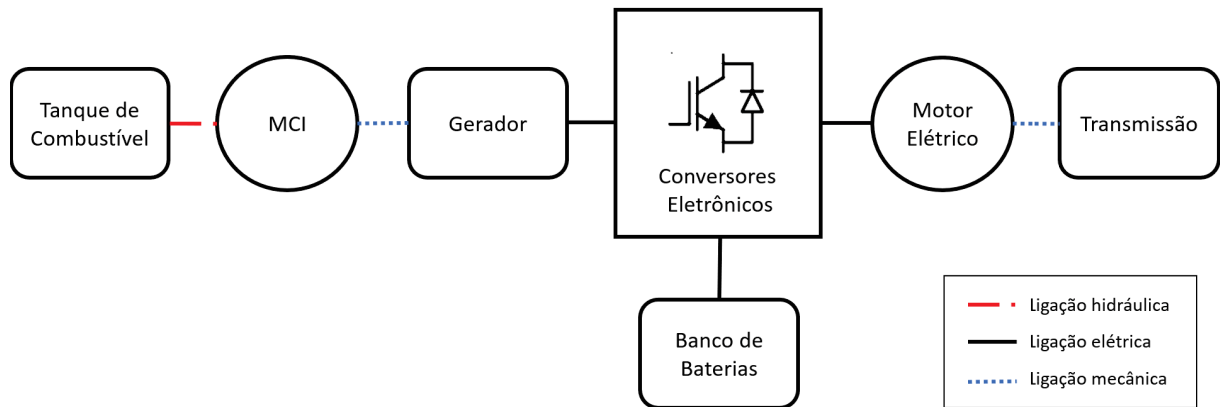
#### 2.1.1 Topologia Híbrida Série

Nessa configuração, ilustrada na Figura 1, não existe ligação mecânica entre o motor de combustão interna e o elemento propulsor (rodas ou hélices). Um motor elétrico é utilizado como máquina propulsora. De maneira geral, um conjunto motor de combustão e gerador alimenta um barramento elétrico, responsável por proporcionar a energia necessária para o acionamento do motor elétrico. Além do conjunto gerador, usualmente conecta-se um banco de baterias ao barramento, flexibilizando a operação do sistema e melhor atendendo a potência demandada pelo motor (RIBEIRO, 2020).

O conjunto de baterias pode ser carregado pelo MCI ou, ainda, durante a desaceleração do motor elétrico em um processo de frenagem regenerativa. Essa topologia possibilita, ainda, que o sistema funcione de maneira totalmente elétrica, desde que a energia armazenada nas baterias seja suficiente para alimentar o motor elétrico.

Tipicamente, os componentes eletrônicos de potência de um sistema híbrido série são um retificador para converter a saída do gerador em CC e um inversor para converter

Figura 1 – Configuração híbrida série.



Fonte: Adaptada de (FRIEDRICH; ROBERTSON, 2015b)

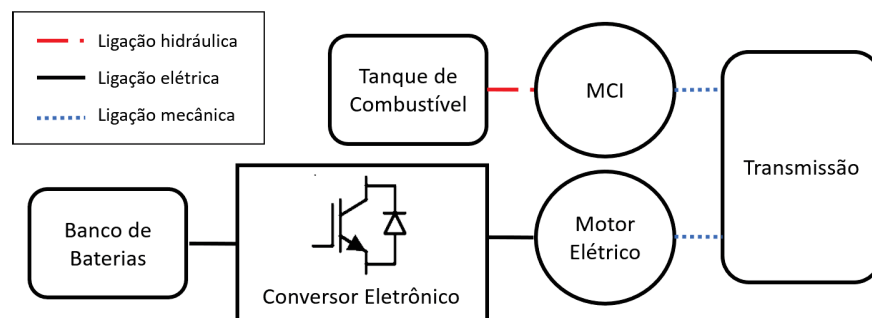
a saída do barramento em CA para o acionamento do motor de propulsão. Um conversor CC-CC também faz-se necessário para carregar o conjunto de baterias (EMADI; LEE; RAJASHEKARA, 2008).

Nessa topologia, o MCI pode operar com uma boa combinação de velocidade e torque, possibilitando alta eficiência e uma redução do consumo de combustível. Em relação ao setor aéreo, o motor elétrico conectado à hélice ajuda a diminuir significativamente os ruídos e garante uma resposta rápida da potência em diversas condições de operação (BRAVO; PRALIYEV; VERESS, 2021). Todavia, existem perdas de energia devido ao processo de conversão envolvendo mais de um estágio (EMADI *et al.*, 2005).

### 2.1.2 Topologia Híbrida Paralela

Na topologia paralela, ambos os motores, isto é, MCI e ME, são interligados mecanicamente por meio de um sistema de transmissão. Assim, os motores podem ser usados isoladamente ou em conjunto para impulsionar o VHE (EMADI; LEE; RAJASHEKARA, 2008). Na Figura 2 é ilustrado de maneira simplificada essa configuração.

Figura 2 – Configuração híbrida paralela.



Fonte: Adaptada de (FRIEDRICH; ROBERTSON, 2015b).

Uma estratégia de controle frequentemente adotada nessa configuração é a de utilizar isoladamente o motor elétrico em baixas velocidades e o MCI em altas velocidades. Quando a potência requerida é superior à potência disponibilizada individualmente por cada um dos motores, ambos são utilizados em conjunto (EMADI *et al.*, 2005).

O motor elétrico pode, ainda, operar como gerador, alimentando as baterias a partir da energia excedente proveniente do MCI ou por meio de regeneração durante a frenagem (CHAN; BOUSCAYROL; CHEN, 2010).

Uma grande vantagem da configuração paralela é que são necessários menos estágios de conversão de energia, em comparação com a topologia série, o que acarreta em menor perda de energia (EMADI *et al.*, 2005). Além disso, pode-se empregar motores menores para obter o mesmo desempenho dinâmico. Todavia, essa arquitetura exige maior complexidade mecânica e o MCI não consegue operar constantemente em sua região ideal, por conta de sua conexão mecânica com o elemento propulsor (CHAN; BOUSCAYROL; CHEN, 2010).

Por exigir uma menor quantidade de componentes, a arquitetura paralela tende a ser mais leve do que a série, o que é interessante nas aplicações aeronáuticas. Todavia, a maioria das aeronaves atuais com propulsão híbrida são de arquitetura série, principalmente por conta de sua flexibilidade de projeto (FERREIRA, 2019).

## 2.2 BATERIAS EM SISTEMA DE PROPULSÃO HÍBRIDA

As baterias são fundamentais para os sistemas de propulsão híbrida, possibilitando a redução de emissões de poluentes e do uso de combustíveis fósseis. De maneira geral, uma célula de bateria é composta por eletrodos (ânodo e cátodo), separadores, terminais, eletrólito e a caixa que envolve o sistema, formando um dispositivo que converte energia química em energia elétrica por meio de uma reação eletroquímica (SOUZA, 2010).

Para que a reação ocorra é necessário que o cátodo e o ânodo estejam ligados por um eletrólito condutor e que haja transferência de elétrons entre eles (SERÔDIO, 2018).

O eletrólito pode ser em forma líquida, gel ou material sólido. Algumas baterias como as de chumbo e níquel-cádmio usam eletrólito líquido. Outras, como as de chumbo seladas, as de níquel hidreto metálico (NiMH) e as de íons-lítio (Li-ion) utilizam eletrólitos em forma de gel, pasta ou resina. Por outro lado, as baterias lítio-polímero utilizam eletrólito na forma sólida (SOUZA, 2010).

Características como energia e potência específica, ciclo de vida, manutenção exigida, custos e segurança, são importantes em baterias empregadas em veículos elétricos e híbridos (MADEIRAS, 2015).

Energia específica é capacidade de energia por unidade de massa da bateria ( $Wh/kg$ ). Potência específica, por sua vez, é a máxima potência por unidade de massa da célula e depende da sua resistência interna. Alta energia específica resulta em redução de peso das

baterias (MATOS, 2011).

Já o ciclo de vida trata-se do número de vezes que uma bateria pode ser descarregada e carregada durante sua vida. Vários fatores influenciam o número de ciclos de uma célula, tais como sua capacidade, temperatura, profundidade de descarga, idade, entre outros. Onde, capacidade trata-se da quantidade de carga que uma bateria consegue fornecer, expressa em Ampère-hora (Ah), e profundidade de descarga (DoD, do inglês, *Depth of Discharge*) refere-se a porcentagem da capacidade da bateria retirada durante o processo de descarga a partir do seu estado de carga plena (SERÔDIO, 2018).

Outros parâmetros também são importantes para descrever o desempenho e a caracterização de uma bateria.

A taxa C é a medida da taxa à qual a bateria é carregada ou descarregada com relação à sua capacidade nominal. Ao descarregar uma bateria de 10 Ah a uma taxa de 1 C, por exemplo, a bateria fica totalmente descarregada em 1 hora com uma corrente de descarga de 10 A. Por outro lado, se a descarga ocorrer a uma taxa de 2 C, a bateria fica totalmente descarregada em meia hora com uma corrente de descarga de 20 A. Uma descarga com taxa de 0,5 C, por sua vez, proporciona uma descarga mais lenta. Nesse caso, a bateria descarrega totalmente em 2 horas com uma corrente de descarga de 5 A.

O estado da carga (SoC, do inglês, *state of charge*) indica a porcentagem de carga disponível em uma bateria em um dado momento com relação à sua carga nominal. Este valor é complementar à profundidade de descarga e é fundamental para evitar sobrecarga e sobredescarga das células. Uma bateria totalmente descarregada possui SoC de 0% e uma bateria totalmente carregada possui SoC de 100%.

A resistência interna de uma célula é caracterizada como a oposição ao fluxo de corrente dentro da bateria. Esse valor é alterado ao longo de um processo de carga ou descarga e é influenciado pela temperatura da célula. A eficiência de uma bateria está ligada a sua resistência interna, que é reduzida à medida que a resistência interna aumenta (SERÔDIO, 2018).

A autodescarga, por sua vez, é um fenômeno de perda espontânea, em que ocorre o descarregamento gradual da bateria sem que haja qualquer carga recebendo sua energia (POLANCZYK, 2017). A taxa de autodescarga é especificada em termos da porcentagem de sua capacidade nominal. Não é instantâneo, mas ocorre ao longo do tempo e depende da idade e tipo de material da bateria (SERÔDIO, 2018).

A associação de diversas células em série e/ou paralelo é bastante comum e visa disponibilizar a tensão e/ou a capacidade de corrente desejadas.

Dentre as tecnologias de armazenamento de energia, as baterias a base de lítio vêm ganhando destaque por apresentarem bons níveis de densidade de potência e energia, capacidade de carga rápida, elevado número de ciclos de carga e bom nível de segurança,

sendo amplamente empregadas em diversas aplicações, incluindo os veículos elétricos e híbridos (FERREIRA, 2019).

### 2.2.1 Baterias de Íon-lítio

Na década de 80, a primeira bateria de lítio recarregável foi desenvolvida, com ânodo de lítio metálico. Dentro os metais, o lítio é o que possui menor peso atômico e, ainda, apresenta boas características eletroquímicas. Porém, verificou-se que quando usado em sua forma metálica em uma bateria recarregável, sua reatividade poderia provocar explosões e chamas, tornando-o perigoso. Como alternativa, foi detectado que o lítio em sua forma iônica apresentava maior segurança (MATOS, 2011). Assim, as baterias de íon-lítio foram introduzidas no mercado na década de 90 e desde então são utilizadas e comercializadas em larga escala nas mais variadas aplicações (RIBEIRO, 2020).

Nesse tipo de bateria, os íons de lítio estão presentes no eletrólito na forma de sais dissolvidos em solventes não aquosos e os materiais ativos em ambos os eletrodos possuem compostos com propriedades de intercalação iônica. Os íons de lítio são inseridos e extraídos reversivelmente dos dois eletrodos. A intercalação de um íon de lítio em um eletrodo requer a intercalação de um elétron. O eletrodo que recebe o íon intercalante e, por consequência, um elétron é reduzido. Por outro lado, o eletrodo que doa um íon intercalante e um elétron é oxidado. Assim, os íons de lítio não sofrem processos de oxidação e redução, eles somente são inseridos e extraídos dos materiais dos eletrodos. A oxidação e redução ocorre somente nos outros componentes que compõem os materiais dos eletrodos (MARTINS *et al.*, 2011).

Na carga, uma corrente elétrica é aplicada e íons de lítio são extraídos do material catódico, se difundem através do eletrólito e são inseridos no material anódico. Na descarga, ocorre o procedimento inverso (SERÔDIO, 2018).

Os materiais ativos devem possuir estruturas cristalinas abertas para que existam espaços vazios para a inserção e extração dos íons. O cátodo é composto por materiais a base de óxido metálico de lítio, tais como, óxido de lítio-cobalto (LCO), lítio-manganês espinel (LMO) e lítio-ferro-fosfato (LFP). Já no ânodo, o principal material utilizado é o grafite (BERMUDEZ-RODRÍGUEZ; CONSONI, 2020).

O LCO é o cátodo mais encontrado nas baterias de íon-lítio. Porém, seu custo é superior ao de outros metais de transição como manganês e níquel. O LFP é uma opção com menor custo e maior estabilidade, sendo considerado a tecnologia de íons de lítio mais promissora em baterias de grandes formatos, principalmente por conta de sua longa vida útil e de boas características de segurança (FERRO; BARBI, 2018). Este tipo de bateria pode ser recarregada mais rapidamente, aceitando taxas de até “3C” (RODRIGUES *et al.*, 2014).

Deve-se adotar alguns procedimentos de segurança para carga e descarga das

baterias de íons de lítio. É importante garantir que a tensão e corrente na célula não ultrapasse os limites recomendados. Quando várias células são associadas, formando um banco de baterias, podem, ainda, existir diferenças nas características individuais de cada célula. Podem existir algumas células com maior capacidade, por exemplo. Assim, faz-se necessário um sistema de proteção externo, conhecido como sistema de gerenciamento da bateria (BMS, do inglês, *battery management system*), que monitora a operação de cada célula e as protege individualmente contra condições de risco como excesso de descarga e sobrecarga, curto-circuitos, correntes excessivas e temperaturas elevadas (SANTOS, 2018).

O BMS monitora a temperatura das células, interrompendo o processo de carga ou descarga em casos de temperaturas excessivas. Por meio do BMS, quando uma célula está com uma tensão fora dos limites especificados, a célula pode ser ignorada ou o processo de carga/descarga pode ser interrompido. Outra função do BMS é fazer a equalização de tensão das células, evitando o desequilíbrio de tensão na bateria, causado por diferenças na capacidade celular, resistência interna, degradação e temperatura celular durante a carga ou descarga. O balanço de tensão pode ser feito por meio de resistências de balanceamento que descarregam as células com tensões mais elevadas ou por meio de capacitores ou indutores, que transferem energia de uma célula para outra, não dissipando energia em resistências (FERRO; BARBI, 2018).

## 2.2.2 Métodos de Carregamento de Baterias

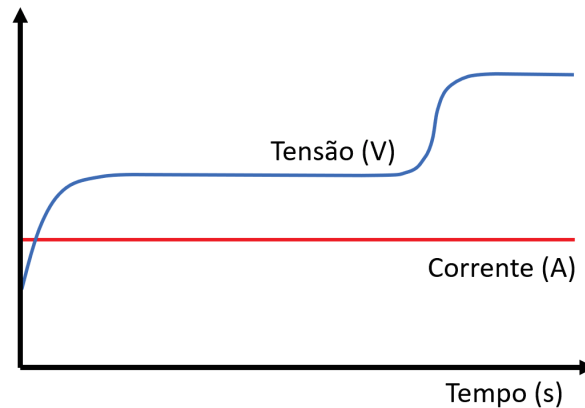
Os métodos de recarga de um banco de baterias de um VHE variam de acordo com o tipo de bateria empregado. É importante garantir a segurança do banco, evitando que as células tenham suas vidas úteis reduzidas. Independente do tipo de bateria utilizado, é necessário um monitoramento constante da tensão e corrente nas células, de modo a evitar que se extrapole os limites de segurança estabelecidos pelo fabricante durante os processos de carga e descarga (RODRIGUES *et al.*, 2014).

A seguir são apresentados os métodos de carregamento de baterias mais comumente empregados.

### 2.2.2.1 Corrente Constante

Com esse método, representado na Figura 3, a bateria é carregada por meio de uma fonte de corrente constante até que se atinja a tensão limite da célula. Quanto maior for a intensidade da corrente aplicada, menor é o tempo demandado no carregamento. Todavia, a aplicação de uma corrente elevada acarreta um aumento de temperatura da célula, podendo levar a degradação da vida útil da bateria. A técnica exige carregadores relativamente simples e de baixo custo. Porém, não otimiza o desempenho da bateria e deve ser evitada em baterias pouco sensíveis a sobrecargas (SERÔDIO, 2018).

Figura 3 – Perfil de carga do método corrente constante.

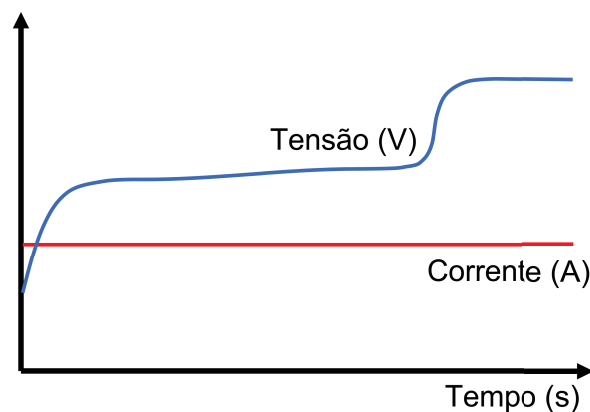


Fonte: Adaptado de (SERÔDIO, 2018).

#### 2.2.2.2 Tensão Constante

Neste método, ilustrado na Figura 4, uma tensão constante é aplicada nos terminais da bateria e a corrente decresce progressivamente até o carregamento total da bateria. A corrente é elevada no início do processo de carga e vai diminuindo até atingir valores relativamente baixos na finalização do processo (SERÔDIO, 2018).

Figura 4 – Perfil de carga do método tensão constante.



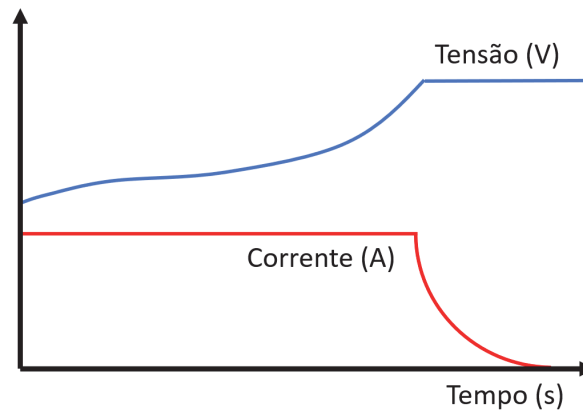
Fonte: Adaptado de (SERÔDIO, 2018).

#### 2.2.2.3 Corrente Constante - Tensão Constante

O método corrente constante - tensão constante (CC-CV), representado na Figura 5, é o mais empregado no carregamento de baterias de íon-lítio e é composto por duas etapas. A primeira etapa consiste em uma aplicação de corrente constante até a célula atingir a tensão de carga desejada. Já na segunda etapa, a tensão é mantida constante e a corrente decresce até se tornar nula, visando manter a tensão no valor desejado. Quanto maior for

o valor da corrente usada na primeira etapa, menor é o tempo de carregamento, todavia deve-se respeitar os limites estabelecidos pelos fabricantes (FERRO; BARBI, 2018).

Figura 5 – Perfil de carga do método corrente constante - tensão constante.

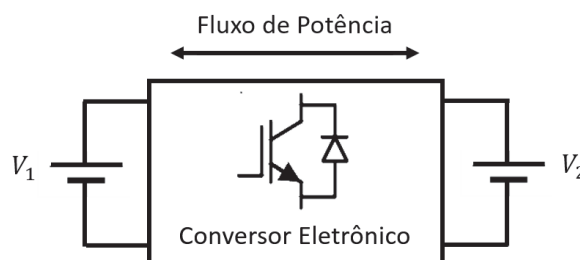


Fonte: Adaptado de (FERRO; BARBI, 2018)

### 2.3 CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS EMPREGADOS EM SISTEMAS DE ARMAZENAMENTO DE ENERGIA DE VHEs

Os conversores aplicados nos processos de carga e descarga de sistemas de armazenamento de energia de VHEs devem ter a capacidade de operar com fluxo bidirecional de corrente, possibilitando um fluxo de energia em ambas as direções e adequação dos níveis de tensão entre o barramento CC e os acumuladores de energia. Faz-se, então, necessário o emprego de conversores CC-CC bidirecionais, cuja arquitetura é ilustrada na Figura 6.

Figura 6 – Visão geral de um conversor CC-CC bidirecional.



Fonte: Elaborada pela autora.

Os conversores CC-CC, incluindo os bidirecionais, podem ser classificados como não isolados ou isolados. Na primeira opção não existe isolamento elétrico entre a entrada e a saída do circuito. Nos conversores isolados, por sua vez, um transformador de alta frequência proporciona isolamento galvânico entre a entrada e a saída do circuito. Dependendo do ganho gerado pela relação de transformação dos enrolamentos primário



e secundário do transformador, esses circuitos de potência operam como elevadores ou abaixadores de tensão (MELO, 2014).

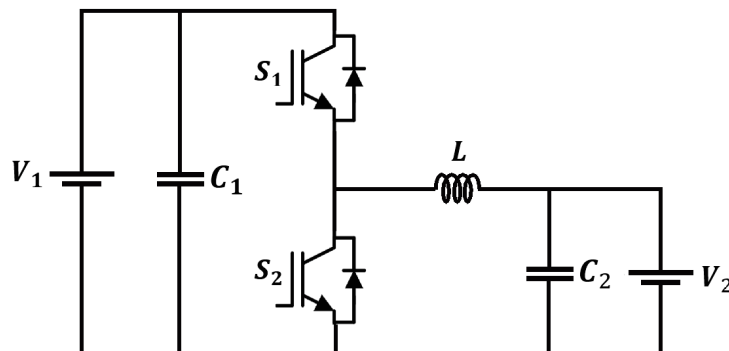
Por meio dos conversores isolados é possível obter elevadas relações de transformação a partir da adequação das tensões das fontes através dos enrolamentos de seus transformadores. Os conversores não isolados, por sua vez, são relativamente mais simples de implementar e controlar e são indicados para aplicações que não necessitam de grandes relações de transformação de nível de tensão entre a entrada e a saída (SILVA, 2013).

Nesta seção, topologias de conversor CC-CC bidirecionais não isolados e isolados comumente adotadas em aplicações de armazenamento de energia são revisadas.

### 2.3.1 Conversor CC-CC Bidirecional *Half-bridge*

Essa topologia, também conhecida como meia-ponte, é uma combinação dos conversores *buck* e *boost*, resultando em um conversor que opera em ambos os sentidos (Figura 7). Diferente dos tradicionais *buck* e *boost*, a topologia possui dois semicondutores, possibilitando um controle em ambos os modos de operação (SERÔDIO, 2018).

Figura 7 – Arquitetura de um conversor CC-CC bidirecional.



Fonte: Elaborada pela autora.

Quando empregado nos sistemas de armazenamento, o conversor geralmente opera como *buck* durante o processo de carga e como *boost* durante o processo de descarga, transferindo energia para o barramento CC, uma vez que o banco de baterias possui tensão menor do que a do barramento (CHIRKIN *et al.*, 2018).

Os interruptores geralmente são comandados de maneira complementar. Na operação em modo *buck*, o semicondutor  $S_1$  é considerado o dispositivo primário e o dispositivo  $S_2$  atua de maneira complementar para gerar um funcionamento idêntico ao conversor CC-CC unidirecional *buck*. De maneira similar, quando operando em modo *boost*, o semicondutor  $S_2$  é o interruptor primário, proporcionando uma operação idêntica ao conversor CC-CC unidirecional *boost* (SERÔDIO, 2018).

A topologia permite, ainda, uma operação no modo de condução contínua forçado. Por conta da presença dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ , o sentido da corrente no indutor pode ser invertido, mas ela nunca se manterá em zero (MELO, 2014). Sempre existe uma tensão aplicada ao indutor, uma vez que o transistor complementar assume a corrente quando o diodo desliga devido à inversão de sentido de condução.

Outra característica interessante da topologia é sua fácil implementação com módulos pré-fabricados em meia ponte. Vários módulos podem ser facilmente conectados em paralelo, empregando a técnica de intercalamento (*interleaving*) (DAMASCENO, 2008).

### 2.3.2 Conversor CC-CC Bidirecional Intercalado

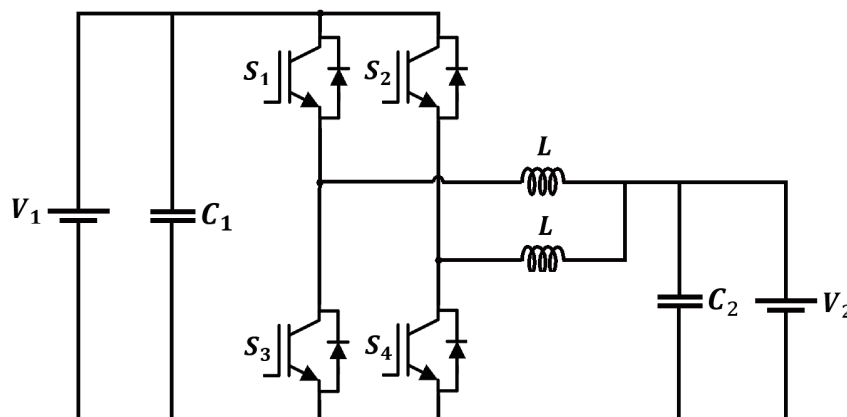
Essa topologia emprega a técnica *interleaving*, citada na Subseção 2.3.1, na qual conversores CC-CC *half-bridge* não isolados são conectados de maneira paralela formando um conversor de múltiplos braços. O acionamento dos interruptores é realizado com uma defasagem temporal ( $\theta$ ) que segue a relação mostrada em 2.1.

$$\theta = \frac{T}{N_f} \quad (2.1)$$

onde  $T$  é o período de comutação e  $N_f$  é o número de conversores conectados em paralelo.

Um conversor na configuração com dois braços é ilustrado na Figura 8. A técnica *interleaving* mostra-se interessante em aplicações com elevadas potências. A corrente de entrada é dividida entre as diversas fases do conversor, proporcionando a utilização de elementos de armazenamento de menor volume e custo, projetados para suportar menores correntes. (SERÔDIO, 2018) (MAYER, 2019).

Figura 8 – Arquitetura de um conversor CC-CC bidirecional intercalado.

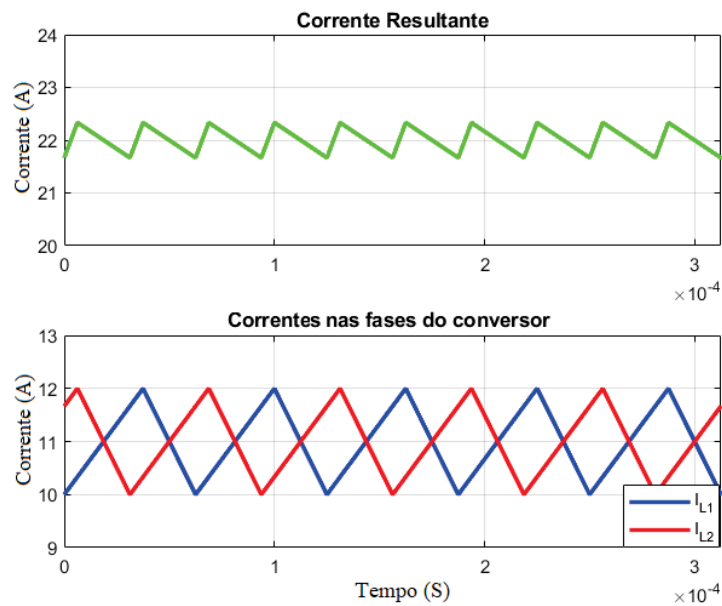


Fonte: Elaborada pela autora.

Outra vantagem da topologia é a redução das ondulações de corrente e tensão do conversor. No exemplo apresentado na Figura 8, a comutação dos interruptores ocorre com um deslocamento temporal de meio ciclo entre os braços do conversor. Assim, a

corrente de entrada é dividida pelos dois braços do conversor, gerando uma redução parcial da ondulação da corrente de saída do conversor. A Figura 9 exemplifica essa redução. Quanto maior o número de fases, maior é a redução da ondulação da corrente resultante. A frequência da corrente de saída também depende do número de fases, na exemplificação, a ondulação tem o dobro da frequência da ondulação das correntes  $I_{L1}$  e  $I_{L2}$  (WENK, 2019).

Figura 9 – Correntes em cada fase e corrente resultante de um conversor CC-CC bidirecional intercalado.



Fonte: Elaborada pela autora.

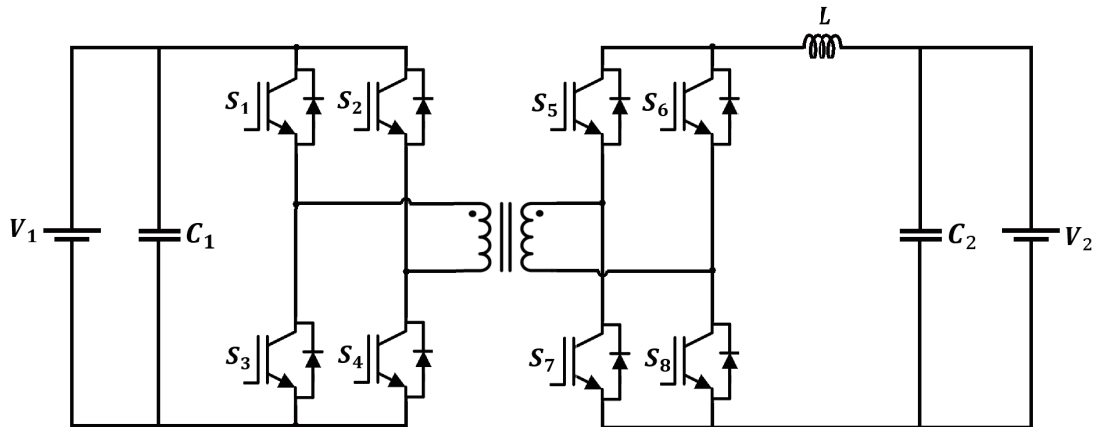
Com relação ao controle da topologia, os circuitos de controle são relativamente mais complexos, uma vez que um maior número de semicondutores são empregados. Todavia, as técnicas de controle não se diferenciam muito das utilizadas nas topologias de fase única (SERÔDIO, 2018) (WENK, 2019).

### 2.3.3 Conversor CC-CC Bidirecional Dual Active Bridge

Em aplicações com cargas sensíveis e críticas, que necessitem de um isolamento com relação à entrada do circuito, uma alternativa é o emprego do conversor bidirecional DAB (dual active bridge). Essa topologia, mostrada na Figura 10, utiliza quatro interruptores em ponte no lado de baixa tensão e quatro interruptores em ponte no lado de alta tensão. Um transformador fornece isolamento entre os lados de baixa e alta tensão (CHIRKIN *et al.*, 2018).

O emprego de duas pontes completas possibilita o fluxo bidirecional. A depender do sentido do fluxo de corrente, um lado do isolamento opera como inversor e o outro como retificador. Quando aplicados em sistemas de armazenamento, a bateria geralmente

Figura 10 – Arquitetura de um conversor CC-CC bidirecional em ponte completa.



Fonte: Elaborada pela autora.

é conectada ao lado de baixa tensão. Durante o modo de carregamento o conversor opera como um conversor *buck*. A ponte do lado de alta tensão atua como um inversor e a ponte do lado de baixa tensão atua como um retificador. Por outro lado, durante a descarga, sua operação é inversa e o conversor atua como um conversor *boost* (CHIRKIN *et al.*, 2018).

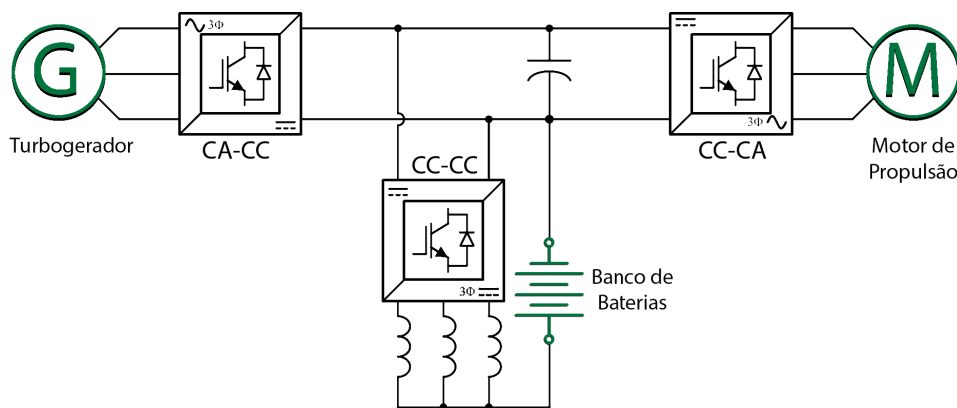
## 2.4 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram abordados conceitos teóricos importantes para o desenvolvimento e entendimento deste trabalho. Inicialmente abordou-se uma discussão a respeito de propulsão híbrido-elétrica, descrevendo sua definição e topologias mais comuns. Em seguida, dissertou-se sobre baterias em sistemas de propulsão híbrida, com um foco na tecnologia de íon-lítio, empregada neste trabalho. Além do funcionamento das baterias de íon-lítio, os métodos de carga e descarga mais utilizados em VHEs foram resumidamente apresentados. Por fim, apresentou-se os conversores CC-CC bidirecionais tipicamente empregados em sistemas de armazenamento de energia de VHEs, incluindo o conversor CC-CC bidirecional intercalado empregado neste trabalho.

### 3 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

Este trabalho é a respeito de um conversor CC-CC bidirecional que conecta um banco de baterias ao barramento CC de um sistema de propulsão de arquitetura híbrida série em construção no LAPHE da UFJF. O banco de ensaios, esquematizado na Figura 11, é composto por um motor elétrico alimentado por duas diferentes fontes de energia, um gerador elétrico movido a uma turbina a gás e o banco de baterias.

Figura 11 – Visão geral do sistema de propulsão híbrido-elétrico.



Fonte: Adaptado de relatório técnico interno (2021).

O banco de ensaios trata-se de um trabalho de pesquisa da UFJF na chamada FAPEMIG de Pesquisas em parceria com a Embraer, que visa desenvolver tecnologias nacionais de propulsão híbrido-elétrica para aeronaves. E possui um financiamento de R\$ 496.156,50. Além disso, foram investidos aproximadamente R\$ 400.000 por parte da UFJF para construção do LAPHE.

A ideia do projeto intitulado “Montagem de um Banco de Ensaios para Propulsão Aeronáutica Híbrido-elétrica” (APQ-03593-17) é ampliar a base de conhecimento acerca de sistemas de propulsão de aeronaves e envolve o estudo de diferentes áreas, tais como, acionamentos eletrônicos de potência, conversores CA-CC e CC-CC, algoritmos de controle de fluxo de potência e torque do motor elétrico e aerodinâmica de hélices.

A equipe técnica do projeto é composta por professores e alunos de graduação e de pós-graduação das engenharias elétrica e mecânica da UFJF. Ainda, têm-se o apoio de especialistas de algumas instituições de ensino: Universidade de Mälardalen (MDH - Suécia), Universidade de Uppsala (UU - Suécia) e Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI).

O sistema em desenvolvimento possui três módulos similares, dois deles compõem o subconjunto *back-to-back* (retificador-inversor). A retificação da energia gerada pelo turbogerador é proporcionada por um conversor CA-CC, enquanto que a inversão da

energia para alimentação do motor a partir do barramento CC é realizada por um inversor de frequência (CC-CA). Já o terceiro módulo compõe o conversor CC-CC em estudo neste trabalho. A topologia série possibilita que o motor elétrico seja alimentado a partir de um fornecimento de potência isolado do turbogerador ou banco de baterias, ou ainda, por ambas as fontes de energia.

Ademais, o projeto envolve a implementação de um sistema supervisor responsável por constantemente monitorar as condições de cada subsistema, isto é, a disponibilidade de combustível, estado de carga do banco de baterias e a potência solicitada pelo motor, e analisar a condição de operação emulada (decolagem, subida, cruzeiro, descida ou pouso). Com esses parâmetros, o grau de hibridação ótimo deve ser determinado, seguindo critérios de otimização. Essa informação pode, então, ser utilizada para definir as referências das malhas de controle de cada conversor do sistema, incluindo quando o banco de baterias deve extrair ou injetar potência no barramento CC e quando deve trabalhar de forma isolada ou em conjunto com o turbogerador.

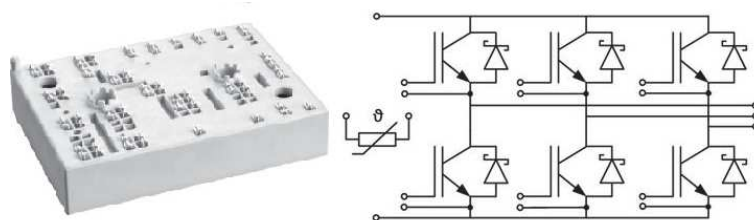
No que tange às atribuições da equipe de engenharia elétrica, atualmente o projeto está com foco na parte de modelagem, controle e simulação de cada subsistema. Uma vez que a parte prática executada em laboratório está temporariamente impedida em decorrência da pandemia mundial do novo coronavírus (SARS-CoV-2) (ORGANIZATIONS, 2019).

As próximas seções descrevem com maiores detalhes os subsistemas do banco de ensaios, inclusive o sistema de armazenamento em foco neste trabalho.

### 3.1 MÓDULOS SEMICONDUTORES

Conforme visto anteriormente, a eletrônica de potência do banco de ensaios é composta por três blocos: retificador CA-CC (gerador), inversor CC-CA (motor) e conversor CC-CC bidirecional (banco de baterias). Cada bloco é montado por meio de um módulo semicondutor SKiiP39AC12F4V19 da SEMIKRON. Este módulo, mostrado na Figura 12, possui três braços com diodos de carbeto de silício (SiC) e IGBTs de 1200 V/150 A (SEMIKRON, 2016).

Figura 12 – Módulo semicondutor SKiiP39AC12F4V19.



Fonte: Site do fabricante (SEMIKRON, 2016).

Cada braço dos módulos IGBT possui um driver meia-ponte isolado SKYPER 32R (Figura 13), também da SEMIKRON, que suporta uma tensão do barramento CC de até 1200 V. Os drivers são utilizados para isolar os módulos IGBTs do processador utilizado para gerar os sinais de comutação.

Figura 13 – Driver SKYPER 32R.

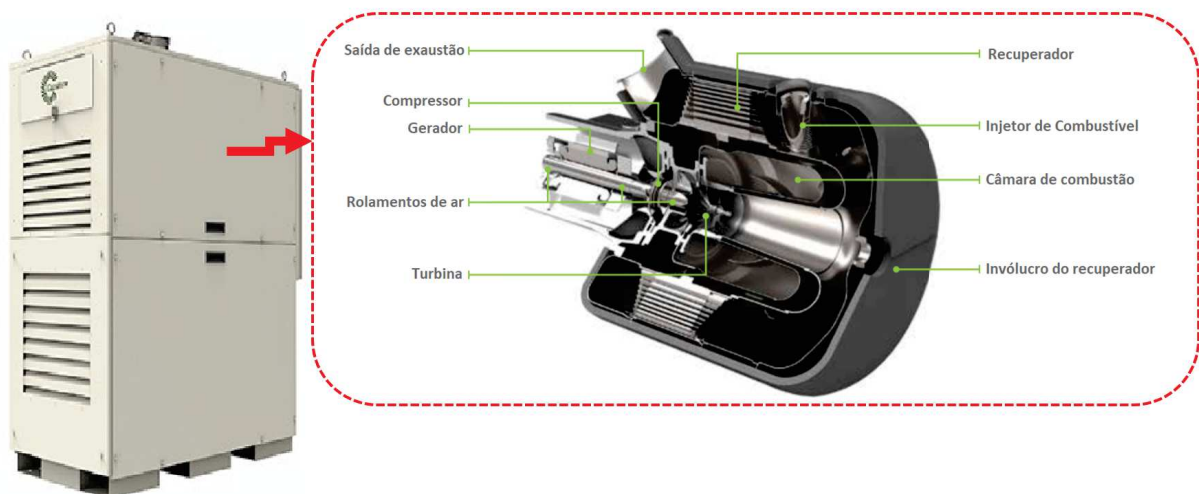


Fonte: Site do fabricante (SEMIKRON, 2016).

### 3.2 TURBOGERADOR

O primeiro conjunto do banco de ensaios é formado por um turbogerador, da marca Capstone e modelo C30, e um retificador trifásico. A microturbina, mostrada na Figura 14, é composta basicamente por um compressor, recuperador, câmara de combustão, turbina, gerador e interface de eletrônica de potência. Possui potência nominal de 30 kW, requer pouca manutenção, produz baixo nível de emissões e é compatível com gás natural, combustíveis líquidos (querosene, combustíveis de aviação, diesel de enxofre ultrabaixo  $n^{\circ}$  2), biogás (aterro, digestor), gás associado, gás ácido e gás propano (CORPORATION, 2020b).

Figura 14 – Microturbina Capstone C30.



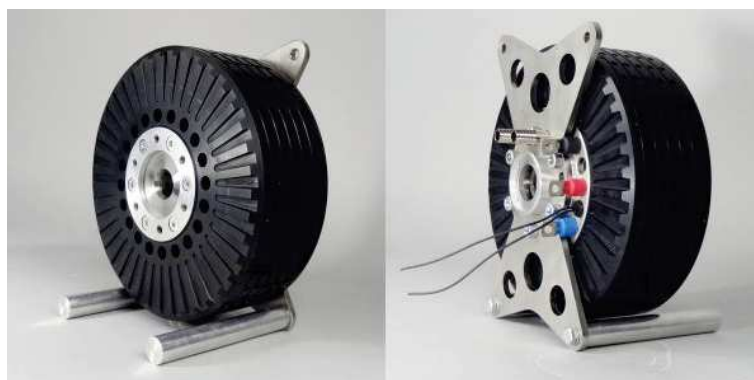
Fonte: Site do fabricante (CORPORATION, 2020a).

O retificador trifásico é responsável por controlar a magnitude da tensão do barramento CC, fornecendo potência ao motor de propulsão por meio das tensões e correntes CA geradas pelo gerador da microturbina C30.

### 3.3 MOTOR DE PROPULSÃO

O segundo subsistema é composto por uma máquina síncrona de ímãs permanentes (MSIP) e um inversor utilizado como driver de acionamento. A MSIP adotada (Figura 15) trata-se do modelo EMRAX 228, da empresa Enstroj Company (Eslovênia). A máquina de até 42 kW de potência contínua e 6500 RPM possui elevada densidade de potência, alto rendimento, boa confiabilidade e baixo ruído.

Figura 15 – Máquina EMRAX 228.



Fonte: Site do fabricante (EMRAX, 2020).

A máquina também pode operar como gerador no modo de operação regenerativa. Ao frear, parte da energia do veículo elétrico pode ser recuperada por meio do processo de frenagem regenerativa. Neste caso, a energia cinética é convertida em energia elétrica, que pode retornar para o sistema de armazenamento (MARTINS, 2015).

O acionamento da MSIP é feito por intermédio do inversor trifásico (conversor CC-CA), cujo controle visa regular a velocidade da máquina.

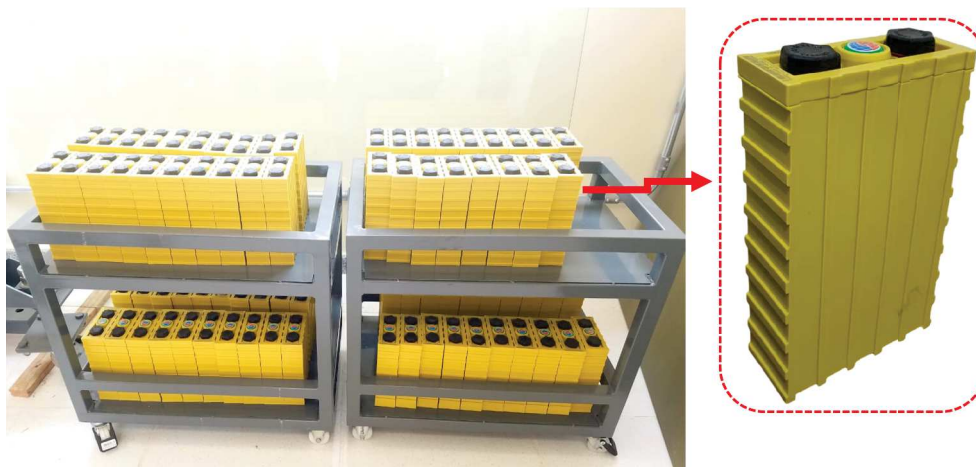
### 3.4 BANCO DE BATERIAS

O banco de baterias é composto por uma associação em série de 78 módulos TSWB-LYP40AHA, da Thunder Sky Winston Battery, mostrados na Figura 16. Essas baterias de lítio-ferro-fosfato (LYP) possuem uma adição de ítrio, que proporciona uma melhora em suas características térmicas e de vida útil (Winston Battery, 2015).

As células possuem uma capacidade nominal de 40 Ah, podendo operar com uma corrente máxima de carga ou descarga contínua de até 3 C em uma temperatura de operação entre  $-45\text{ }^{\circ}\text{C}$  e  $85\text{ }^{\circ}\text{C}$ , sendo adequadas para aplicações de tração, incluindo



Figura 16 – Células TSWB-LYP40AHA que compõem o banco de baterias.



Fonte: Adaptada de relatório técnico interno (2021).

veículos elétricos ou híbridos, e também para aplicações estacionárias, como sistemas fotovoltaicos e UPS (fonte de alimentação ininterrupta, do inglês, *uninterruptible power supply*) (Winston Battery, 2015). Além da tensão nominal de  $249,6\text{ V}$ , a associação das células de bateria fornece uma tensão máxima de carga de  $312\text{ V}$  e de descarga de  $218,4\text{ V}$ . A resistência interna total do banco é aproximadamente  $54,6\text{ m}\Omega$ .

O banco de baterias deve ser capaz de fornecer potência ao sistema de propulsão quando for necessário complementar a potência proporcionada pelo gerador e, também, quando o sistema estiver operando no modo totalmente elétrico, isto é, alimentado apenas pelo conjunto de baterias. Por outro lado, as células devem absorver potência excedente do barramento quando o gerador fornecer uma potência maior que a necessária para a operação da máquina propulsora ou, ainda, quando o motor operar de maneira regenerativa.

Para garantir o correto funcionamento do fluxo bidirecional de potência entre o barramento e o conjunto de baterias, é necessário realizar o sensoriamento da tensão CC no barramento e nos terminais do banco, bem como, o sensoriamento de corrente nos braços do conversor CC-CC. Esses dados são utilizados para controlar a comutação dos semicondutores do conversor e para garantir uma operação dentro dos limites de operação das baterias. O sensoriamento das correntes nos três braços do conversor será realizado por meio de transdutores de efeito Hall CKSR 50-NP. O Anexo B apresenta detalhes a respeito desse transdutor. Por outro lado, o sensoriamento das tensões do barramento e dos terminais da bateria ocorrerá por intermédio de circuitos integrados (CIs) AMC1306M05 (Anexo C).

### 3.5 KIT DE DESENVOLVIMENTO LAUNCHXL-TMS320F28379D

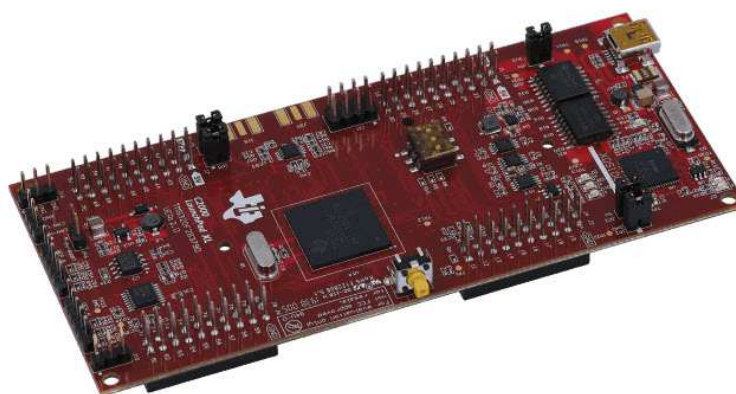
Segundo Junior (2011), microcontroladores são circuitos integrados que possuem processador, memória e portas de entrada e saída. Englobam ainda comparadores de tensões, temporizadores, conversores analógico-digital e digital-analógico, contadores decimais e dispositivos de comunicação. É uma evolução mais versátil e flexível dos controladores de portas lógicas, que substitui os circuitos analógicos por um sistema formado por processador e *software*.

Uma alternativa para se controlar sistemas de maneira simples, eficaz e com baixo custo são as plataformas de *hardware* e *software* livres, tais como, o Arduíno, o Raspberry e as diversas opções fornecidas pela Texas Instruments, cujos esquemas eletrônicos e ambientes de desenvolvimento são facilmente acessíveis para uso e modificações.

Cada bloco conversor, isto é, retificador, inversor e conversor CC-CC bidirecional possui um kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D C2000™ Delfino™ LaunchPad™, da Texas Instruments, para controle de suas plantas.

A LAUNCHXL-F28379D, mostrada na Figura 17, é uma placa de desenvolvimento de baixo custo com toda a estrutura de *hardware* e *software* necessária para o desenvolvimento de aplicações em seu microcontrolador como, por exemplo, avaliação de algoritmos de controle de motores industriais, controle de conversores de potência, inversores solares e veículos elétricos, algoritmos de rastreamento de ponto de máxima potência, processamento digital de sinais, sensoriamento e aplicações de detecção e captura incluindo radar, infravermelho e tempo de voo, entre outras (INSTRUMENTS, 2017).

Figura 17 – Kit de desenvolvimento LAUNCHXL-TMS320F28379D.



Fonte: Site do fabricante (INSTRUMENTS, 2017).

Dentre suas características, pode-se destacar uma arquitetura *dual-core* com duas CPUs de 32 bits com unidade de ponto flutuante, frequência de operação de 200 MHz, vinte e quatro canais PWM, vinte e quatro canais PWM com recursos aprimorados, quatro conversores analógico-digital (ADC) com resolução de 16 ou 12 bits, oito canais de entrada

com filtro sigma-delta e oito comparadores com conversor digital-analógico (DAC) de 12 bits. O kit ainda oferece uma série de periféricos de comunicação, tais como, USB (porta serial universal) 2.0, dois módulos de rede de área do controlador (CAN), três portas SPI (interface periférica serial) de alta velocidade (até 50 MHz), duas portas seriais com buffer multicanal, quatro interfaces de comunicação serial (SCI / UART) e duas interfaces I2C.

### 3.6 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou o sistema de propulsão aeronáutico em construção no LAPHE da UFJF, incluindo sua topologia, funcionamento e principais partes. Inicialmente, os três subsistemas, que compõem o banco de ensaios, foram resumidamente detalhados, incluindo o subsistema de armazenamento, foco deste trabalho. Os principais parâmetros do banco de baterias foram relatados, bem como sua atuação junto ao sistema de propulsão. Além disso, os dispositivos a serem empregados no sensoriamento de corrente e tensão do conversor CC-CC foram apresentados, fornecendo informações importantes para escolha dos periféricos utilizados no microcontrolador empregado para controle da gestão de potência entre o banco de ensaios e o barramento CC. Por fim, o kit de desenvolvimento LAUNCHXL-TMS320F28379D, empregado nos subsistemas para controle de suas variáveis, foi apresentado.

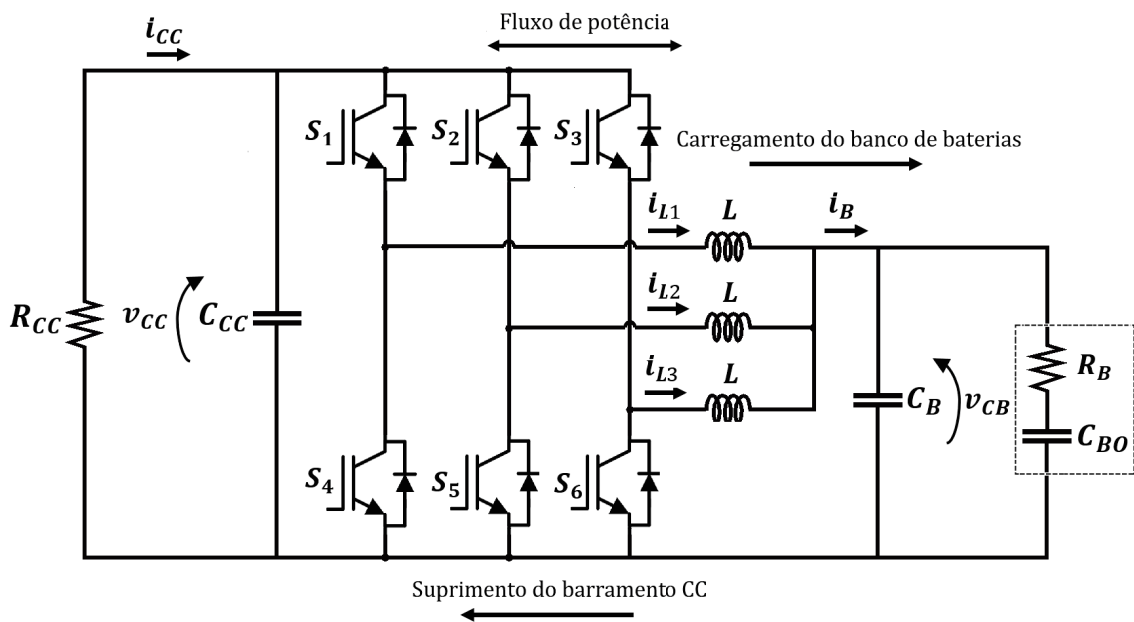
#### 4 CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL INTERCALADO

Para escolha da topologia empregada, adotou-se que o sistema de propulsão, descrito no Capítulo 3, pode operar em dois modos de operação: modo híbrido e modo totalmente elétrico.

Quando o sistema opera em modo híbrido, ou seja, quando a energia do motor é proveniente do turbogerador e do banco de baterias, o retificador é responsável por regular a tensão do barramento CC. Assim, o conversor CC-CC bidirecional opera regulando o nível de tensão nos terminais do banco de baterias. Nesse modo de operação, o conversor impõe o sentido de corrente necessário para carga do banco de baterias ou para alimentação do barramento CC. Por outro lado, quando o sistema opera em modo totalmente elétrico, isto é, quando a energia do motor é proveniente exclusivamente do conjunto de baterias, o conversor CC-CC trabalha regulando a tensão do barramento CC. Neste caso, além de fornecer potência ao barramento CC, ele deve manter sua tensão fixa no valor determinado para o acionamento do motor elétrico.

Na Figura 18 é apresentada a topologia intercalada empregada para conexão do barramento CC e o banco de baterias. A característica bidirecional oferecida por esse modelo, retratado na Subseção 2.3.2, é essencial para o intercâmbio de potência em ambos os sentidos. A técnica *interleaving* mostra-se interessante para aplicações com elevados fluxos de potência, como é o caso do sistema considerado neste trabalho. Além disso, a fácil implementação da topologia por meio dos módulos SKiiP39AC12F4V19 também contribuiu para sua escolha.

Figura 18 – Conversor CC-CC bidirecional intercalado.



Fonte: Elaborada pela autora.

Para correto funcionamento da topologia, é necessário que a fonte de tensão conectada aos interruptores possua valor superior à conectada aos indutores. Dessa forma, o barramento CC do sistema de propulsão é conectado aos interruptores do conversor, uma vez que sua tensão sempre é superior à do conjunto de baterias que, por sua vez, é conectado aos indutores do conversor.

Independentemente do modo de operação do sistema de propulsão, isto é, híbrido ou totalmente elétrico, a topologia pode operar como abaixador ou elevador de tensão, a depender do sentido do fluxo de potência. Todavia, para fins de controle, foi adotado que o conversor será considerado como *buck* síncrono quando o sistema estiver operando em modo híbrido, uma vez que nesse modo objetiva-se a regulação de tensão nos terminais do banco de baterias, que tem uma tensão máxima menor que a do barramento CC. Por outro lado, quando o sistema opera em modo totalmente elétrico, foi considerada a operação do conversor como *boost* síncrono, uma vez que nesse modo objetiva-se a regulação de tensão do barramento CC, o que faz com que o conversor opere como um elevador de tensão.

Assim, os IGBTs  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  são utilizados como interruptores primários no modo híbrido, enquanto que os interruptores  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_6$  operam de maneira complementar. Por outro lado, no modo totalmente elétrico, ocorre a lógica inversa, isto é, os IGBTs  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_6$  são os interruptores primários. O acionamento dos interruptores de cada braço é realizado com uma defasagem temporal de um terço de ciclo, isto é,  $120^\circ$ .

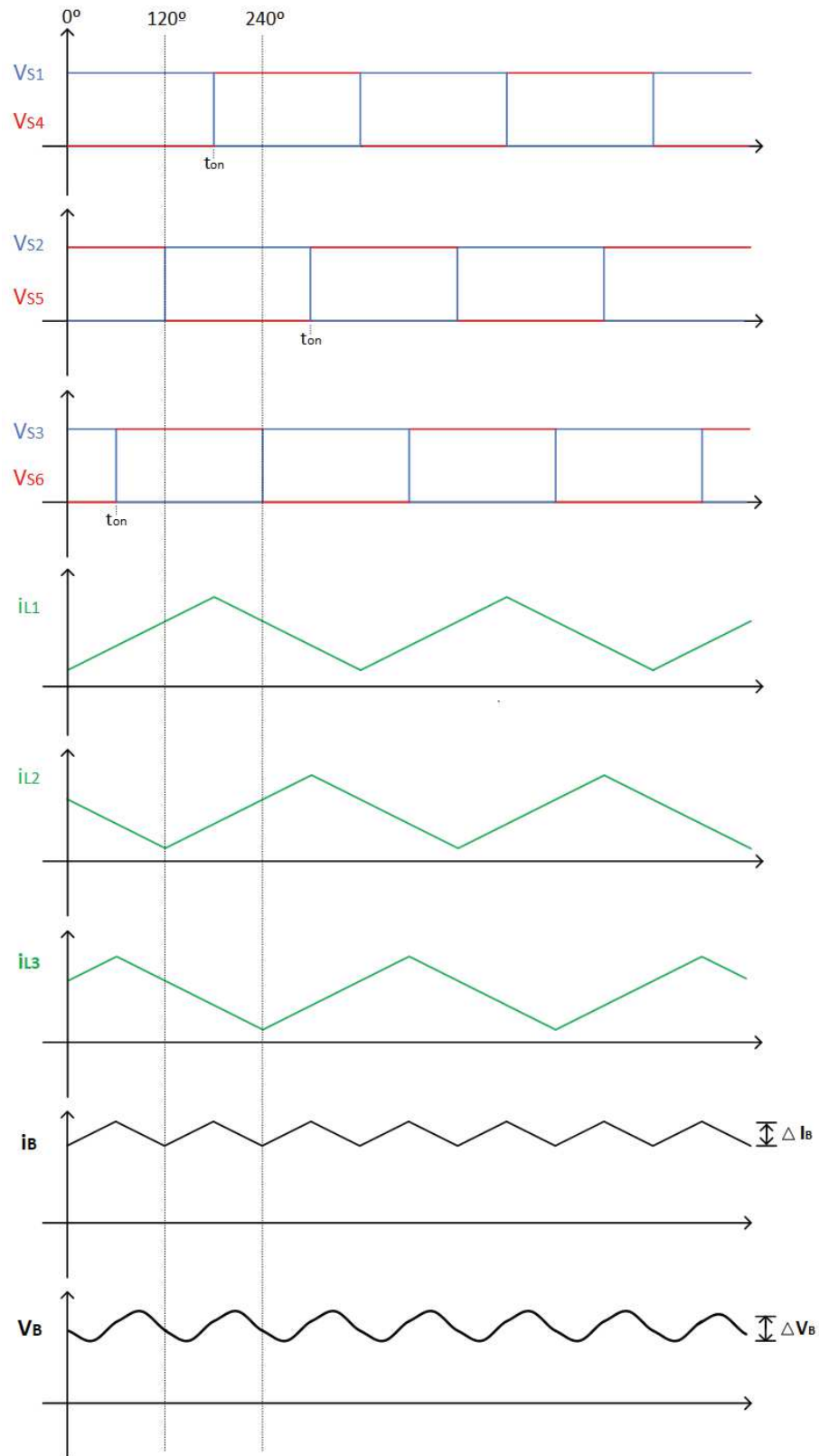
Em ambos os sentidos de operação, a corrente da bateria é dividida entre os indutores de cada braço. Os capacitores garantem uma filtragem da tensão. A escolha destes elementos é importante, visto que eles determinam a ondulação de corrente e tensão do conversor. O Apêndice A apresenta uma discussão a respeito dos elementos passivos utilizados no projeto do conversor.

Do lado do barramento, o capacitor  $C_{CC}$  proporciona características de uma fonte de tensão. Em contrapartida, os indutores conectados em série ao banco de baterias proporcionam à sua entrada uma característica de fonte de corrente. A ondulação da corrente nos terminais da bateria é reduzida e possui frequência três vezes maior do que a frequência da corrente nos indutores (MAYER, 2019). Dessa forma, o conversor é apropriado para a realização de carga e descarga do conjunto de baterias.

Na Figura 19 são apresentadas algumas formas de onda do conversor operando como abaixador de tensão, considerando a utilização de componentes ideais.

O deslocamento temporal na geração dos pulsos de comando dos IGBTs de cada braço do conversor assegura a redução da ondulação da corrente de saída do conversor ( $i_B$ ). A corrente em cada indutor tem um comportamento linear, pois desconsidera-se o elemento resistivo do indutor. Durante a condução dos interruptores primários, as correntes nos indutores crescem linearmente. Nos instantes  $t_{on}$ , os interruptores primários bloqueiam. Para que haja continuidade nas correntes dos indutores, os diodos dos

Figura 19 – Formas de onda do conversor operando como abaixador de tensão.

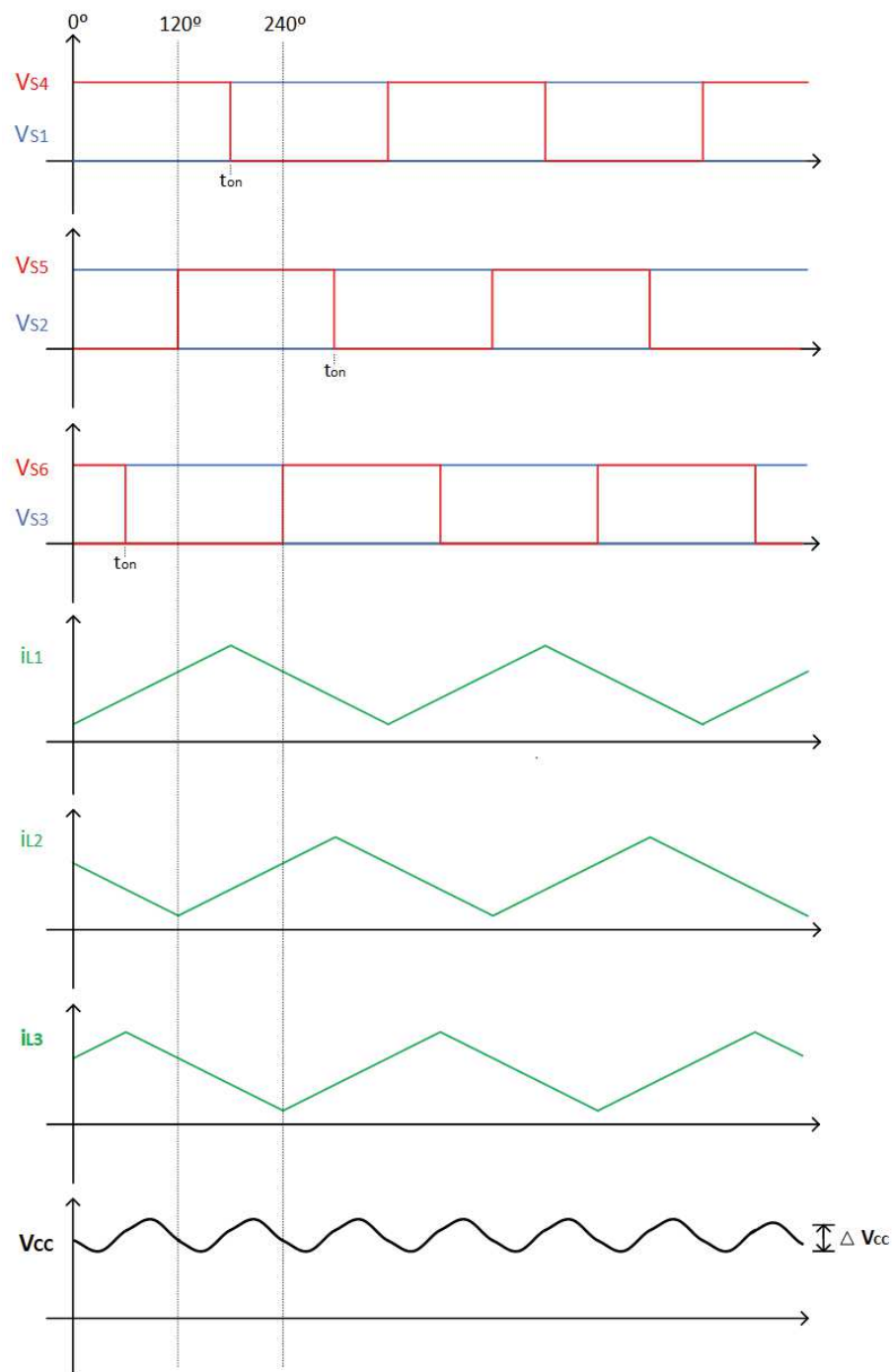


Fonte: Adaptado de (MAYER, 2014).

respectivos interruptores secundários entram em condução. Durante o intervalo de bloqueio dos interruptores primários, as correntes nos indutores decrescem linearmente. O somatório das correntes nos indutores gera a corrente de saída com frequência de ondulação três vezes maior.

As principais formas de onda do conversor atuando como elevador de tensão são mostradas na Figura 20.

Figura 20 – Formas de onda do conversor operando como elevador de tensão.



Fonte: Adaptado de (MAYER, 2014).



A aplicação das tensões  $V_4$ ,  $V_5$  e  $V_6$  às portas dos interruptores primários  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_6$  ocorre com um deslocamento temporal de um terço de ciclo. Em regime permanente, a ondulação das correntes nos indutores é a mesma para ambos os sentidos de operação (MAYER, 2014). A potência de entrada novamente é dividida entre os três braços.

A topologia nunca opera em modo de condução descontínua, uma vez que pode ocorrer inversão do sentido das correntes nos indutores, mas elas não permanecem em zero.

Para garantir o correto funcionamento do conversor, é fundamental que suas variáveis elétricas sejam corretamente controladas. O projeto dos controladores, por sua vez, exige o levantamento do modelo da planta, obtido a partir de equações diferenciais lineares resultantes da linearização de equações não-lineares em torno dos pontos de operação do conversor (BARBI, 2015). Assim, neste capítulo, são descritos os modelos matemáticos utilizados para avaliar a operação do conversor CC-CC no modo híbrido e totalmente elétrico. A modelagem do conversor considerando ambos os modos de operação é apresentada, bem como sua validação e a estratégia de controle adotada.

#### 4.1 MODELAGEM MATEMÁTICA

Em geral os conversores estáticos de potência possuem um comportamento não linear com variação no tempo. No entanto eles podem ser tratados como sistemas lineares quando linearizados em torno de um ponto de operação específico, facilitando, assim, o projeto dos controladores. Para isso, é necessário levantar um modelo de pequenos sinais que represente o sistema e possibilite a obtenção de funções de transferência que relacionem as suas variáveis de interesse (MELO *et al.*, 2020).

Dentre as diversas técnicas já propostas para modelagem de conversores CC-CC, a de modelo médio em espaço de estados vem se apresentando como uma boa alternativa e ganhando destaque nas mais diversas aplicações (BARBI, 2015).

Assim, no presente trabalho, a modelagem foi realizada por meio das técnicas de modelo médio no espaço de estados e linearização por pequenos sinais. Nesse caso, os valores médios das variáveis do sistema a cada período de comutação são considerados, levantando-se um modelo linear válido para pequenas perturbações em torno do ponto de operação da tensão de saída e do ciclo de trabalho do conversor, que opera sempre em modo de condução contínua, uma vez que possui fluxo bidirecional de corrente

Nesse modo de condução, cuja frequência de comutação é constante, leva-se em conta a operação do conversor alternando entre dois estados topológicos, “ $D$ ” e “ $1 - D$ ”, referentes à razão cíclica e à razão cíclica complementar, respectivamente, cada um descrito



por um conjunto linear de equações de espaço de estados, conforme indicado em (4.1).

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(\mathbf{t}) = \mathbf{A}_S \cdot \mathbf{x}(\mathbf{t}) + \mathbf{B}_S \cdot \mathbf{u}(\mathbf{t}) \\ \mathbf{y}(\mathbf{t}) = \mathbf{C}_S \cdot \mathbf{x}(\mathbf{t}) + \mathbf{E}_S \cdot \mathbf{u}(\mathbf{t}) \end{cases} \quad (4.1)$$

onde  $\mathbf{x}(\mathbf{t})$ ,  $\mathbf{u}(\mathbf{t})$  e  $\mathbf{y}(\mathbf{t})$  representam os vetores de estado, de entrada e de saída, respectivamente. As matrizes  $\mathbf{A}_S$ ,  $\mathbf{B}_S$ ,  $\mathbf{C}_S$  e  $\mathbf{E}_S$  formam o modelo de espaço de estados do conversor para cada subtopologia, sendo conhecidas como matriz dinâmica, matriz de controle, matriz de saída e matriz de transferência direta, respectivamente.

O modelo médio para a operação do circuito é obtido conforme descrito em Barbi (2015), ponderando-se as equações correspondentes às variações topológicas em relação ao tempo.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{A}_1 D + \mathbf{A}_2(1 - D)]\mathbf{x} + [\mathbf{B}_1 D + \mathbf{B}_2(1 - D)]\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = [\mathbf{C}_1 D + \mathbf{C}_2(1 - D)]\mathbf{x} + [\mathbf{E}_1 D + \mathbf{E}_2(1 - D)]\mathbf{u} \end{cases} \quad (4.2)$$

As matrizes que resultam no modelo médio do conversor são definidas conforme indicado em (4.3).

$$\begin{cases} \mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \cdot D + \mathbf{A}_2 \cdot (1 - D) \\ \mathbf{B} = \mathbf{B}_1 \cdot D + \mathbf{B}_2 \cdot (1 - D) \\ \mathbf{C} = \mathbf{C}_1 \cdot D + \mathbf{C}_2 \cdot (1 - D) \\ \mathbf{E} = \mathbf{E}_1 \cdot D + \mathbf{E}_2 \cdot (1 - D) \end{cases} \quad (4.3)$$

A partir de então, procede-se com a etapa de linearização, levantando-se um modelo de pequenos sinais do sistema. Para isso, introduz-se uma pequena perturbação nas variáveis do sistema e faz-se a separação das componentes CC e CA (POMILIO, 2018).

$$\begin{cases} \bar{\mathbf{x}}(\mathbf{t}) = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}(\mathbf{t}) \\ \mathbf{d}(\mathbf{t}) = D + \tilde{d}(\mathbf{t}) \\ \bar{\mathbf{u}}(\mathbf{t}) = \mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}(\mathbf{t}) \\ \bar{\mathbf{y}}(\mathbf{t}) = \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}}(\mathbf{t}) \end{cases} \quad (4.4)$$

onde,  $\mathbf{X}$  representa o valor médio (componente CC) e  $\tilde{\mathbf{x}}(\mathbf{t})$  a variação (componente CA).

Assim, obtém-se a equação:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} + \mathbf{A} \cdot \tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}] \cdot \tilde{d} + \mathbf{B} \cdot \tilde{\mathbf{u}} \quad (4.5)$$

Destaca-se que em (4.5) foram desprezados termos contendo produtos de variáveis de componente alternada, considerando que essas variações são pequenas por definição.

Tornando nulas as perturbações e os termos variáveis do sistema, levanta-se a equação que representa seu comportamento em regime permanente:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} = 0 \quad (4.6)$$

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A}^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} \quad (4.7)$$

Considerando apenas a parte alternada de (4.5), encontra-se (4.8). Nesse caso, considera-se o sistema oscilando em torno do ponto de operação.

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A} \cdot \tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}] \cdot \tilde{d} \quad (4.8)$$

O mesmo é válido para a saída do sistema:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{E} \cdot \mathbf{U} + \mathbf{C} \cdot \tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \cdot \mathbf{U}] \cdot \tilde{d} + \mathbf{B} \cdot \tilde{\mathbf{u}} \quad (4.9)$$

Em regime permanente:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{E} \cdot \mathbf{U} \quad (4.10)$$

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{C} \cdot \tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \cdot \mathbf{U}] \cdot \tilde{d} + \mathbf{E} \cdot \tilde{\mathbf{u}} \quad (4.11)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (4.8) e (4.11), tem-se:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}] \cdot \tilde{d}(s) + (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} \cdot \tilde{\mathbf{u}}(s) \quad (4.12)$$

$$\tilde{\mathbf{y}}(s) = \mathbf{C} \cdot \tilde{\mathbf{x}}(s) + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \cdot \mathbf{U}] \cdot \tilde{d}(s) + \mathbf{E} \cdot \tilde{\mathbf{u}}(s) \quad (4.13)$$

Substituindo (4.12) em (4.13), obtém-se a relação da saída com a razão cíclica (4.14) e com as entradas do sistema (4.15).

$$\frac{\tilde{\mathbf{y}}(s)}{\tilde{d}(s)} = \mathbf{C} \cdot (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}] + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \cdot \mathbf{U}] \quad (4.14)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{y}}(s) \\ \tilde{\mathbf{u}}(s) \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B} + \mathbf{E} \quad (4.15)$$

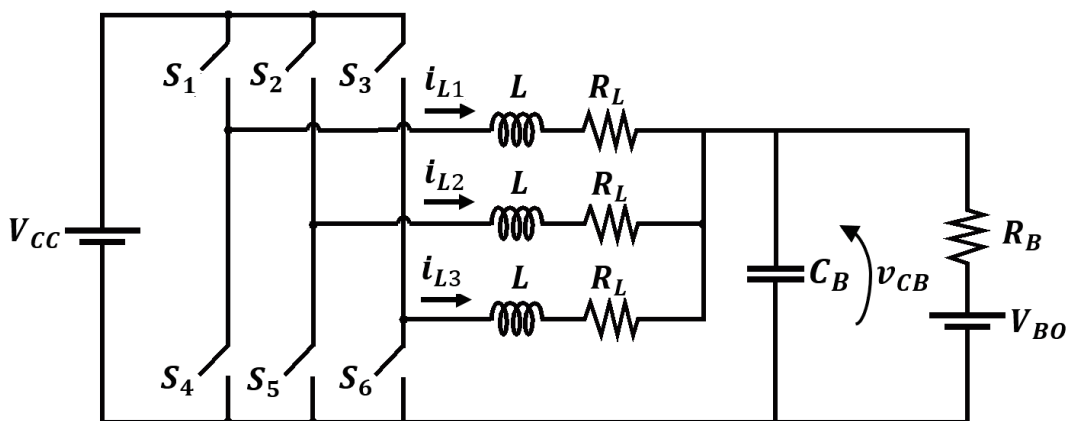
Nas subseções seguintes, são analisados individualmente ambos os modos de operação do conversor, visto que apresentam dinâmicas diferentes. Para o modo de operação híbrido, foi considerada a dinâmica do conversor operando como um *buck* síncrono. Já para o modo totalmente elétrico, foi considerada a atuação do conversor como *boost* síncrono. Essas escolhas ocorreram por conta das variáveis de saídas desejadas no modelo em espaço de estados de ambos os modos.

#### 4.1.1 Modo Buck

Nesse modo, foram consideradas como variáveis de estado as correntes nos indutores de cada braço do conversor ( $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$  e  $i_{L3}$ ) e a tensão no capacitor de saída ( $v_{CB}$ ), conectado em paralelo ao modelo de baterias, enquanto que a tensão do barramento ( $V_{CC}$ ) e a tensão interna da bateria ( $V_{BO}$ ) formam a matriz de entrada do sistema.

Na modelagem, a energia armazenada do banco de baterias ( $C_{BO}$ ) é representada como uma fonte de tensão ( $V_{BO}$ ), correspondente ao seu valor de tensão nominal, uma vez que as variações de tensão neste elemento ocorrem de maneira mais lenta e em menor amplitude que no restante do circuito (Figura 21). De forma análoga, considera-se constante a tensão do barramento CC ( $V_{CC}$ ). Além disso, as resistências internas dos interruptores ( $R_S$ ) e indutores ( $R_L$ ) foram incluídas na modelagem, tornando o modelo mais realístico.

Figura 21 – Circuito equivalente para o conversor *buck*.

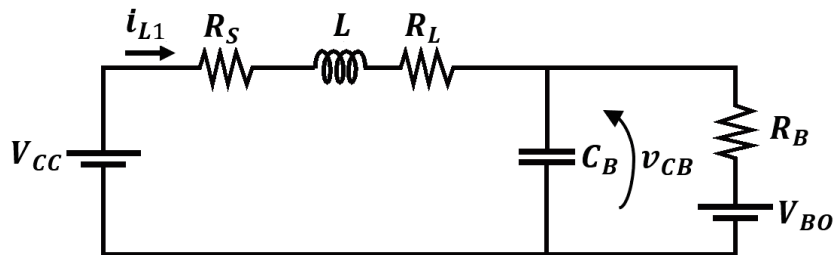


Fonte: Elaborada pela autora.

Por meio das leis de Kirchhoff é possível obter as equações de estado que dão origem ao modelo. Uma vez que os três braços do conversor, idealmente, possuem elementos de valores idênticos, pode-se analisar um braço e replicar a análise para os demais. Durante o primeiro estágio (estado topológico “*D*”), em que o interruptor  $S_1$  encontra-se em estado

de condução e o interruptor  $S_4$  em estado de bloqueio, o indutor  $L$  é carregado pela diferença de tensão entre a fonte de entrada e a carga. O circuito equivalente a esta situação, considerando o braço com os interruptores  $S_1$ - $S_4$ , é exibido na Figura 22. As Equações (4.16) e (4.17) descrevem as relações de corrente e tensão deste circuito.

Figura 22 – Circuito equivalente do modo *buck* para um braço do conversor:  $S_1$  em condução e  $S_4$  em bloqueio.



Fonte: Elaborada pela autora.

$$L \cdot \frac{di_{L1}}{dt} = -R_S \cdot i_{L1} - R_L \cdot i_{L1} - v_{CB} + V_{CC} \quad (4.16)$$

$$C_B \cdot \frac{dv_{CB}}{dt} = i_{L1} - \frac{v_{CB} - V_{BO}}{R_B} \quad (4.17)$$

Resultando nas matrizes indicadas em (4.18), (4.19), (4.20) e (4.21), considerando os três braços do conversor.

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \frac{-(R_S + R_L)}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & \frac{-(R_S + R_L)}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-(R_S + R_L)}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_B} & \frac{1}{C_B} & \frac{1}{C_B} & -\frac{1}{R_B \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

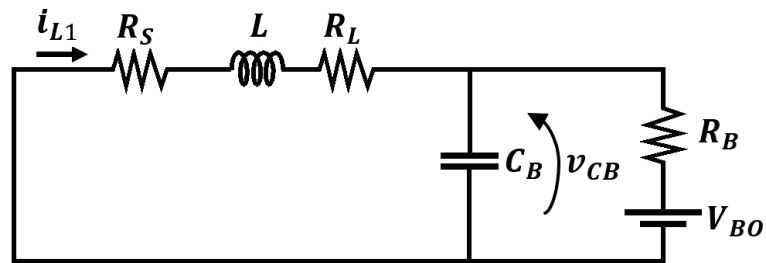
$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_B \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Por outro lado, no segundo estágio de operação (estado topológico “1 – D”), em que os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  encontram-se, respectivamente, em bloqueio e condução, como ilustrado na Figura 23, a representação matemática das correntes e tensão é dada pelas relações descritas em (4.22) e (4.23). Neste estágio, a energia anteriormente armazenada no indutor  $L$  é transferida para a carga.

Figura 23 – Circuito equivalente do modo *buck* para um braço do conversor:  $S_1$  em bloqueio e  $S_4$  em condução.



Fonte: Elaborada pela autora.

$$L \cdot \frac{di_{L1}}{dt} = -R_S \cdot i_{L1} - R_L \cdot i_{L1} - v_{CB} \quad (4.22)$$

$$C_B \cdot \frac{dv_{CB}}{dt} = i_{L1} - \frac{v_{CB} - V_{BO}}{R_B} \quad (4.23)$$

As matrizes dinâmica, de controle, de saída e de transferência, são as apresentadas nas relações (4.24), (4.25), (4.26) e (4.27), respectivamente, quando considerados os três

braços do conversor.

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{-(R_S + R_L)}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & \frac{-(R_S + R_L)}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-(R_S + R_L)}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_B} & \frac{1}{C_B} & \frac{1}{C_B} & -\frac{1}{R_B \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_B \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

$$\mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Após substituir as matrizes levantadas para cada estágio de operação do conversor CC-CC na relação descrita em (4.3), pode-se obter as matrizes que resultam no modelo médio do conversor, conforme indicado em (4.28), (4.29), (4.30) e (4.31).

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-(R_S + R_L)}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & \frac{-(R_S + R_L)}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-(R_S + R_L)}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_B} & \frac{1}{C_B} & \frac{1}{C_B} & -\frac{1}{R_B \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{D}{L} & 0 \\ \frac{D}{L} & 0 \\ \frac{D}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_B \cdot C_B} \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

Assim, a partir de (4.14) pode-se determinar a matriz de transferência de controle do sistema, que relaciona o efeito do comando de controle nas saídas do conversor, levantando as funções de transferência para a corrente do indutor em cada braço do conversor ( $G_{iL1}(s)$ ) e tensão no capacitor de saída, descritas por (4.32) e (4.33), respectivamente.

$$G_{iL1 \text{ buck}}(s) = \frac{\tilde{\mathbf{i}}_{\mathbf{L1}}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_{CC}(1 + C_B R_B s)}{C_B L R_B s^2 + (L + C_B R_B (R_S + R_L))s + R_S + R_L + 3R_B} \quad (4.32)$$

$$G_{v_C \text{ buck}}(s) = \frac{\tilde{\mathbf{v}}_{\mathbf{CB}}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{3R_B V_{CC}}{C_B L R_B s^2 + (L + C_B R_B (R_S + R_L))s + R_S + R_L + 3R_B} \quad (4.33)$$

A relação entre tensão e corrente é obtida pelo quociente de  $G_{v_C}$  por  $3G_{iL1}(s)$ :

$$Z_{0 \text{ buck}}(s) = \frac{\tilde{\mathbf{v}}_{\mathbf{CB}}(s)}{3\tilde{\mathbf{i}}_{\mathbf{L1}}(s)} = \frac{R_B}{1 + C_B R_B s} \quad (4.34)$$

#### 4.1.1.1 Validação do Modelo Generalizado

A fim de avaliar o modelo obtido, foi realizada uma comparação entre as saídas das funções de transferência levantadas e o circuito simulado em malha aberta. Para isso,

as relações obtidas em (4.32) e (4.33) foram somadas com as funções de transferência da matriz de transferência de distúrbio descrita em (4.15), que determina o efeito de variações nas entradas  $V_{CC}$  e  $V_{BO}$  nas saídas do conversor.

Pode-se destacar que as funções de transferência que relacionam as variações na entrada  $V_{CC}$  com as saídas do sistema são idênticas às que relacionam as variações na ação de controle, bastando trocar  $V_{CC}$  por  $D$  no numerador. Enquanto que as que relacionam as variações em  $V_{BO}$  não dependem de  $D$  e  $V_{CC}$ .

Para a operação em modo *buck*, considerou-se como ponto médio de operação a tensão máxima do conjunto de baterias, isto é, 312 V. Além disso, foram consideradas as especificações descritas na Tabela 1.

Tabela 1 – Parâmetros do modelo híbrido (*buck*).

Descrição	Símbolo	Valor
Tensão Barramento CC	$V_{CC}$	670 V
Resistências internas interruptores	$R_S$	10 mΩ
Indutâncias	$L$	2,4 mH
Resistências internas indutores	$R_L$	100 mΩ
Capacitância paralela ao banco	$C_B$	120 μF
Tensão nominal da bateria	$V_{BO}$	249,6 V
Resistência interna da bateria	$R_B$	54,6 mΩ
Frequência de comutação	$f_S$	16 kHz

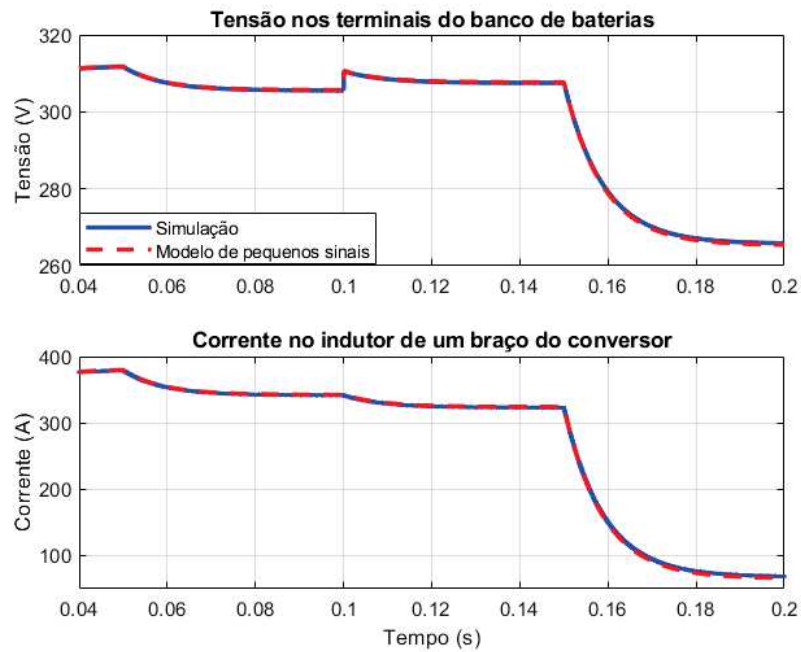
Fonte: Elaborada pela autora.

A Figura 24 apresenta as respostas de corrente ( $i_{L1}$ ) e tensão ( $V_B$ ) quando aplicadas variações no ciclo de trabalho ( $D$ ) e nas entradas ( $V_{CC}$  e  $V_{BO}$ ) do conversor. O transitório inicial da simulação é omitido para destacar o efeito das perturbações aplicadas às variáveis do conversor.

A comparação da resposta do modelo desenvolvido com a simulação computacional do conversor CC-CC permite concluir que as equações obtidas representam de maneira satisfatória o comportamento do sistema considerado. No instante 0,05 s a tensão de entrada do conversor ( $V_{CC}$ ) sofreu uma redução de 3%, levando a tensão nos terminais do modelo de bateria de 312 V para 306 V e a corrente  $i_{L1}$  de 382 A para 342 A. Mais adiante, em 0,1 s a tensão interna da bateria ( $V_{BO}$ ) foi aumentada em 2%, levando a tensão nos terminais da bateria para aproximadamente 308 V e a corrente no indutor para aproximadamente 324 A. Por fim, em 0,15 s um degrau de -20% foi aplicado no ciclo de trabalho alterando a tensão para aproximadamente 268 V e a corrente para aproximadamente 67 A.



Figura 24 – Comparação entre as saídas do conversor em modo buck no modelo simulado e no modelo matemático desenvolvido.

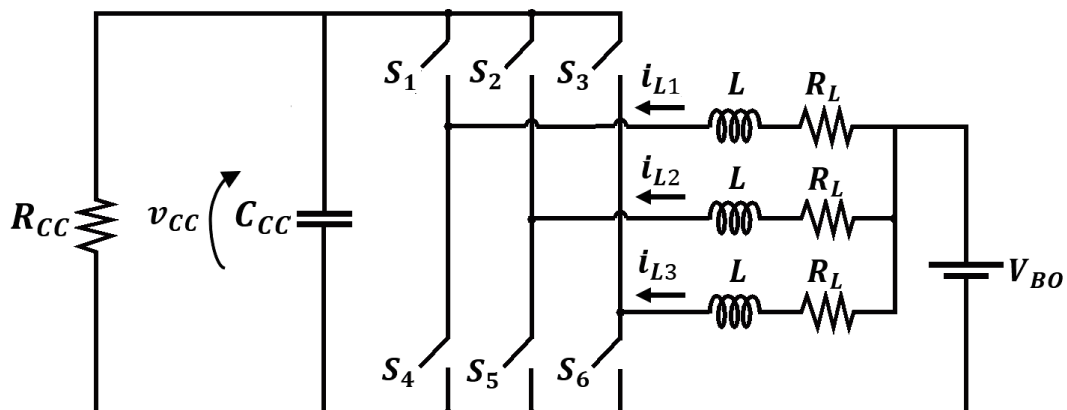


Fonte: Elaborada pela autora.

#### 4.1.2 Modo Boost

Para a modelagem do modo de operação *boost*, permanecem como variáveis de estado as correntes nos indutores de cada braço do conversor ( $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$  e  $i_{L3}$ ) e ocorre a substituição da tensão do capacitor de saída, que passa a ser a do barramento ( $v_{CC}$ ) (Figura 25). A matriz de entrada do sistema é composta pela tensão nos terminais do conjunto de baterias ( $V_B$ ).

Figura 25 – Circuito equivalente para o conversor *boost*.

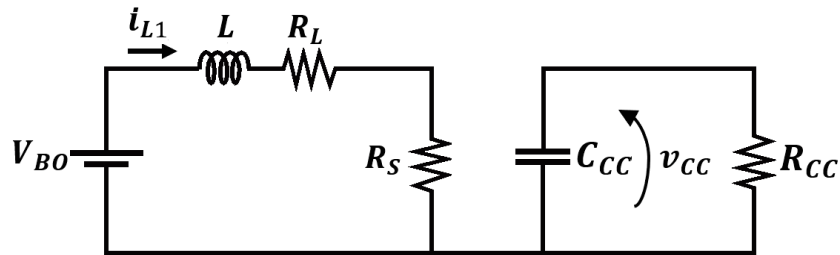


Fonte: Elaborada pela autora.

Novamente, para cada intervalo de comutação existem dois estados associados ao

conversor. Durante o primeiro estágio (estado topológico “ $D$ ”), em que o interruptor  $S_4$  encontra-se em estado de condução e o interruptor  $S_1$  em estado de bloqueio, a energia da fonte de entrada é transferida e armazenada no indutor  $L$  e o capacitor é descarregado na carga. O circuito equivalente a esta situação é exibido na Figura 26. As Equações (4.35) e (4.36) descrevem as relações de corrente e tensão deste circuito equivalente.

Figura 26 – Circuito equivalente do modo *boost* para um braço do conversor:  $S_4$  em condução e  $S_1$  em bloqueio.



Fonte: Elaborada pela autora.

$$L \cdot \frac{di_{L1}}{dt} = V_{BO} - R_L \cdot i_{L1} - R_S \cdot i_{L1} \quad (4.35)$$

$$C_{CC} \cdot \frac{dv_{CC}}{dt} = -\frac{v_{CC}}{R_{CC}} \quad (4.36)$$

Resultando nas matrizes indicadas em (4.37), (4.38), (4.39) e (4.40), considerando os três braços do conversor.

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \frac{-(R_L + R_S)}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(R_L + R_S)}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-(R_L + R_S)}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R_{CC} \cdot C_{CC}} \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

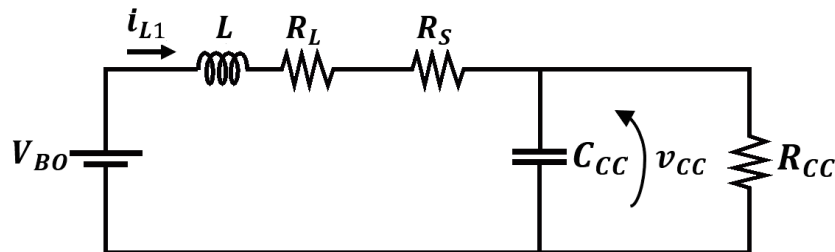
$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

$$\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Por outro lado, no segundo estágio de operação (estado topológico “1 –  $D$ ”), em que os interruptores  $S_1$  e  $S_4$  encontram-se, respectivamente, em condução e bloqueio, como ilustrado na Figura 27, a representação matemática das correntes e tensão é dada pelas relações descritas em (4.41) e (4.42). Neste estágio, a energia anteriormente armazenada no indutor  $L$  carrega o capacitor e alimenta a carga conectada nos terminais do conversor.

Figura 27 – Circuito equivalente do modo *boost* para um braço do conversor:  $S_4$  em bloqueio e  $S_1$  em condução.



Fonte: Elaborada pela autora.

$$L \cdot \frac{di_{L1}}{dt} = V_{BO} - R_L \cdot i_{L1} - R_S \cdot i_{L1} - v_{CC} \quad (4.41)$$

$$C_{CC} \cdot \frac{dv_{CC}}{dt} = i_{L1} - \frac{v_{CC}}{R_{CC}} \quad (4.42)$$

Neste caso, pode-se representar de maneira matricial conforme indicado nas relações

(4.43), (4.44), (4.45) e (4.46).

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{-(R_L + R_S)}{L} & 0 & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & \frac{-(R_L + R_S)}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-(R_L + R_S)}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_{CC}} & \frac{1}{C_{CC}} & \frac{1}{C_{CC}} & -\frac{1}{R_{CC} \cdot C_{CC}} \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

$$\mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

Substituindo as matrizes levantadas na relação descrita em (4.3), pode-se obter as matrizes que resultam no modelo médio do conversor operando em modo *boost*, conforme

indicado em (4.47), (4.48), (4.49) e (4.50).

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-(R_L + R_S)}{L} & 0 & 0 & \frac{D-1}{L} \\ 0 & \frac{-(R_L + R_S)}{L} & 0 & \frac{D-1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-(R_L + R_S)}{L} & \frac{D-1}{L} \\ \frac{1-D}{C_{CC}} & \frac{1-D}{C_{CC}} & \frac{1-D}{C_{CC}} & -\frac{1}{R_{CC} \cdot C_{CC}} \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

As funções de transferência para a corrente do indutor em cada braço do conversor ( $G_{iL1}(s)$ ) e tensão no capacitor de saída descritas pelas equações (4.51) e (4.52), respectivamente.

$$G_{iL1 \text{ boost}}(s) = \frac{\tilde{\mathbf{i}}_{L1}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{R_{CC}C_{CC}v_{CC}s + v_{CC} + R_{CC}i_L - DR_{CC}i_L}{\Delta_1} \quad (4.51)$$

$$G_{v_C \text{ boost}}(s) = \frac{\tilde{v}_{CC}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{-R_{CC}(Li_Ls + R_Li_L + R_Si_L - 3v_{CC} + 3Dv_{CC})}{\Delta_1} \quad (4.52)$$

onde  $\Delta_1 = C_{CC}R_{CC}Ls^2 + (L + C_{CC}R_{CC}(R_L + R_S))s + R_L + R_S + R_{CC}(3 + 3D^2 - 6D)$  e  $i_L = i_{L1} + i_{L2} + i_{L3}$ .

A relação entre a tensão de saída e a corrente de entrada do conversor é dada por:

$$Z_{0 \text{ boost}}(s) = \frac{\tilde{\mathbf{v}}_{CC}(s)}{3\tilde{\mathbf{i}}_{L1}(s)} = \frac{-R_{CC}(Li_Ls + R_Li_L + R_Si_L - 3v_{CC} + 3Dv_{CC})}{3(R_{CC}C_{CC}v_{CC}s + v_{CC} + R_{CC}i_L - DR_{CC}i_L)} \quad (4.53)$$

#### 4.1.2.1 Validação do Modelo Generalizado

Novamente realizou-se uma comparação entre as saídas das funções de transferência levantadas e o circuito simulado em malha aberta. As relações obtidas em (4.51) e (4.52) foram somadas com as funções de transferências da matriz de transferência de distúrbio, que determina o efeito de variações na entrada  $V_B$ .

Foi considerado como ponto médio de operação a tensão estabelecida para o barramento CC, isto é, 670 V. Além disso, considerou-se uma resistência para o barramento equivalente a uma demanda de 28 kW por parte da carga e uma capacitância de 250  $\mu F$ . Os demais parâmetros considerados são idênticos ao do modelo híbrido, conforme mostra a Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros do modelo totalmente elétrico (*boost*).

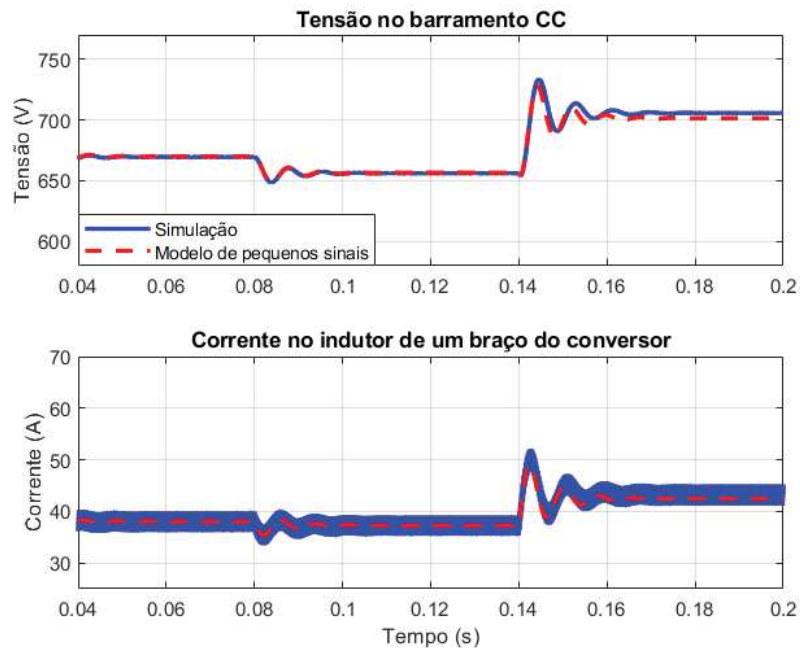
Descrição	Símbolo	Valor
Tensão terminal da bateria	$V_B$	249,6 V
Resistências internas interruptores	$R_S$	10 m $\Omega$
Indutâncias	$L$	2,4 mH
Resistências internas indutores	$R_L$	100 m $\Omega$
Capacitância do barramento CC	$C_{CC}$	250 $\mu F$
Resistência do barramento CC	$R_{CC}$	16,03 m $\Omega$
Frequência de comutação	$f_S$	16 kHz

Fonte: Elaborada pela autora.

A Figura 28 apresenta as respostas de corrente e tensão quando aplicadas variações no ciclo de trabalho ( $D$ ) e na entrada  $V_B$ . Outra vez, o transiente inicial foi desconsiderado, visando dar ênfase às perturbações aplicadas.

Pode-se observar que o modelo desenvolvido representa adequadamente a dinâmica do modelo simulado quando aplicadas pequenas variações nas entradas. No instante 0,08 s a tensão de entrada sofreu uma redução de 2%, levando a tensão no barramento de aproximadamente 670 V para aproximadamente 657 V. A corrente em um braço do conversor foi alterada de aproximadamente 38 A para aproximadamente 37 A. Mais

Figura 28 – Comparação entre as saídas do conversor em modo *boost* no modelo simulado e no modelo matemático desenvolvido.



Fonte: Elaborada pela autora.

adiante, em 0,14 s, o ciclo de trabalho sofreu um aumento de 4%, alterando a tensão para aproximadamente 705 V e a corrente para em torno de 43 A. Por ser uma variação maior, ocorreu um pequeno erro em regime, mas a dinâmica continuou sendo representada adequadamente.

## 4.2 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

De posse das funções de transferência do sistema linearizado, é possível projetar os controladores responsáveis por garantir que o sistema apresente o comportamento dinâmico desejado.

Conforme abordado na Subseção 2.2.2, o controle do processo de armazenamento de energia em uma bateria (carregamento) pode ser realizado em duas etapas, em que primeiro deve-se manter corrente constante e, posteriormente, tensão constante. Já o processo de descarga depende da corrente requerida pela carga. Além disso, é necessário o monitoramento da tensão terminal da bateria, de modo a evitar que se extrapole os limites de segurança para os processos de carga e descarga, conforme determinação do fabricante.

Por outro lado, a tensão do barramento deve ser estável para o correto funcionamento do inversor que aciona o motor elétrico, flutuações prolongadas devem ser evitadas. Assim, é importante uma rapidez na resposta transitória da corrente do indutor frente à variações de demanda de potência (WENK, 2019).

Dessa forma, a utilização de controladores tanto de corrente como de tensão mostra-se interessante em ambos os modos de operação. A estratégia de controle adotada para o sistema de interface entre o barramento CC e o banco de baterias, nos dois modos de operação, consiste no sensoriamento das correntes nos indutores e da tensão da saída do conversor. E é composto por três malhas internas e uma malha externa.

As malhas internas referem-se ao controle das correntes nos indutores dos três braços do conversor, enquanto que a malha externa corresponde ao controle da tensão nos terminais de saída do conversor. De forma geral, com base na tensão de referência definida, a malha externa gera a corrente de referência total dos três braços do conversor e as malhas internas geram os sinais de controle que são comparados com as portadoras defasadas de maneira temporal em um terço de ciclo para gerar o sinal PWM aplicado aos interruptores do conversor. Para o correto funcionamento da estratégia adotada, é fundamental que a malha externa de tensão apresente uma dinâmica mais lenta que as demais (DEUS, 2018). No modo híbrido, pode-se ainda inutilizar a malha externa e setar diretamente a referência de corrente das malhas internas. Neste caso, o conversor se comporta como uma fonte de corrente (ou de potência) conectada ao barramento.

As malhas internas também são interessantes para manter as correntes dos três braços equilibradas, com um valor médio próximo, independente de variações paramétricas, tais como, os valores dos indutores.

Em ambos os modos de operação, o sistema supervisorio mencionado no Capítulo 3, monitora as tensões e a temperatura das células, além da operação do gerador e motor elétrico. Com a monitoração dos três subsistemas, o supervisorio atua sobre as malhas de controle do conversor CC-CC, definindo os valores de referência necessários para garantir uma operação segura do conjunto de baterias e atender a demanda do subsistema de acionamento.

Nas subseções seguintes, são descritos de forma individual os procedimentos para controle de cada modo de operação. A sintonia dos controladores foi realizada com o auxílio da ferramenta *Sisotool* do *software* MATLAB e por intermédio de uma análise do sistema no domínio da frequência. Em ambos os modos, os controladores de corrente foram projetados para um braço do conversor e replicados para os outros braços.

#### 4.2.1 Modo Híbrido

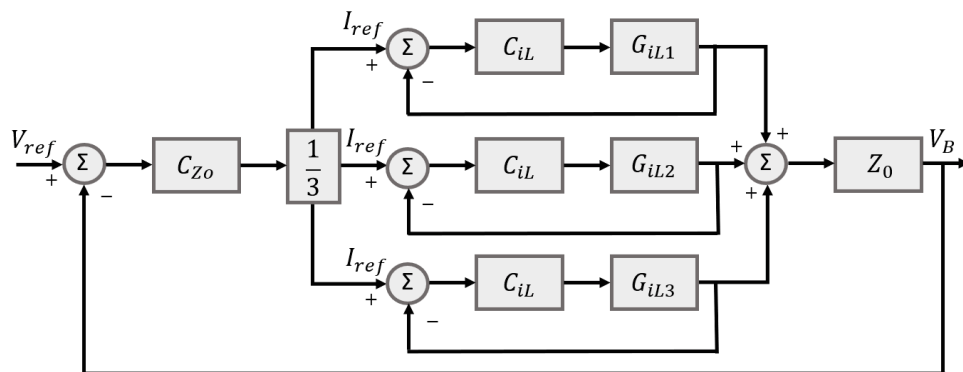
Nesse modo de operação, o gerador garante a manutenção da tensão do barramento CC no valor definido para acionamento do motor elétrico. Dessa forma, o conversor tem o papel de entregar ou extrair a potência necessária para sistema de propulsão e pode-se então controlar a tensão do conjunto de baterias, tendo um maior controle sobre o mesmo. Como a variável de controle principal é a tensão nos terminais do banco de baterias, para fins de controle considera-se o conversor atuando como *buck* síncrono.



O sistema supervisorio, de acordo com as condições de operação, tem a flexibilidade de definir uma tensão de referência para os terminais do conjunto de baterias, com base em um SoC desejado ou, ainda, de passar um valor de referência de potência ou corrente a ser extraída ou injetada no barramento. Uma variável de controle (*flag*) também deve ser informada, indicando qual das três opções de referência deve ser considerada.

Na Figura 29 é apresentado o diagrama de blocos do controle adotado para a situação em que se almeja um controle da tensão terminal do conjunto de baterias.

Figura 29 – Diagrama de blocos para controle de tensão do conversor operando como *buck*.

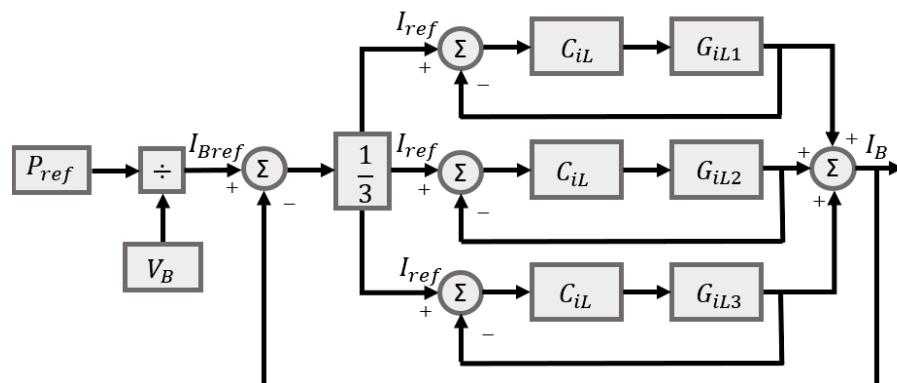


Fonte: Elaborada pela autora.

As três malhas internas possibilitam uma distribuição equilibrada das correntes nos indutores, realizando a estabilização da corrente média de cada braço do conversor. A referência de cada malha interna é gerada pela saída do controlador da malha externa, que é igualmente dividida pelas malhas internas.

Na Figura 30 é apresentado o diagrama do controle adotado quando o supervisorio passa uma referência de potência para o conversor.

Figura 30 – Diagrama de blocos para controle de corrente do conversor operando como *buck*.



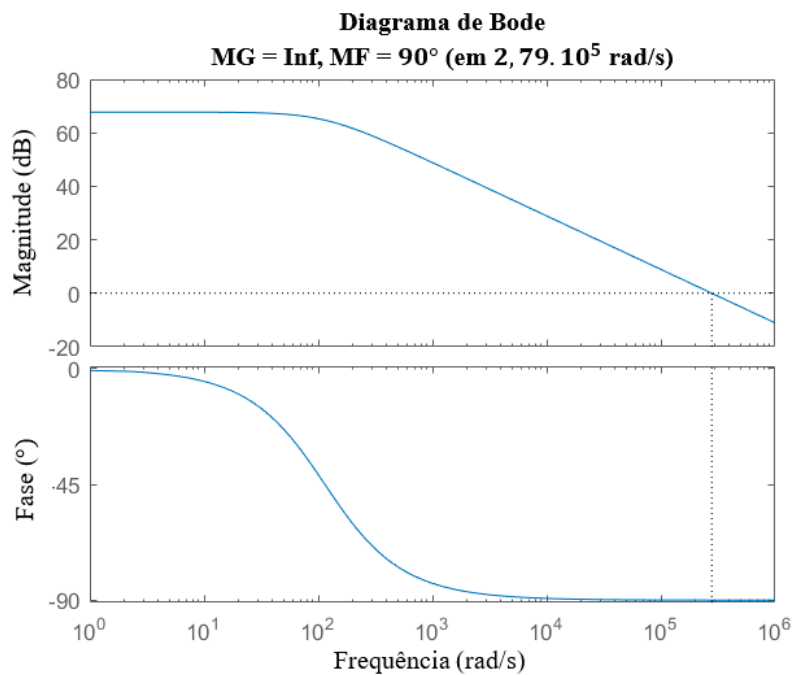
Fonte: Elaborada pela autora.

Nesse caso, a malha externa de controle de tensão é inutilizada e o supervisor gera um valor de potência demandada ou ofertada como referência. Os valores de referência gerados devem respeitar os limites de operação de tensão e corrente das células. A referência de corrente das malhas de controle é gerada a partir da potência informada e da tensão terminal do banco, que é constantemente medida.

Como terceira alternativa, o sistema supervisor pode informar diretamente o valor de corrente desejado ( $I_{Bref}$ ), novamente ignorando a malha de controle externa ilustrada na Figura 29. Mais uma vez, a tensão terminal também deve ser monitorada e o supervisor deve passar valores que respeitem os limites do conjunto de baterias.

O diagrama de Bode da função de transferência da corrente no indutor de um braço do conversor em malha aberta, descrita em (4.32), é mostrado na Figura 31, trazendo informações a respeito da resposta de fase e uma estimativa da banda passante do sistema.

Figura 31 – Diagrama de Bode da função de transferência da corrente no indutor de um braço do conversor em malha aberta no modo *buck*.



Fonte: Elaborada pela autora.

Nota-se que o sistema é estável, pois possui margem de ganho infinita, mas sua frequência de cruzamento está próxima da frequência de comutação do conversor. É desejável que a frequência de cruzamento da malha de controle seja significativamente menor que a frequência de comutação para que o PWM possa ser enxergado apenas como um ganho e as dinâmicas transitórias da comutação possam ser excluídas da modelagem (POLANCZYK, 2017). Com o projeto de controle, pode-se deslocar a frequência de cruzamento e, ainda, promover um avanço ou atraso de fase, caso haja necessidade de

melhorar a estabilidade do sistema.

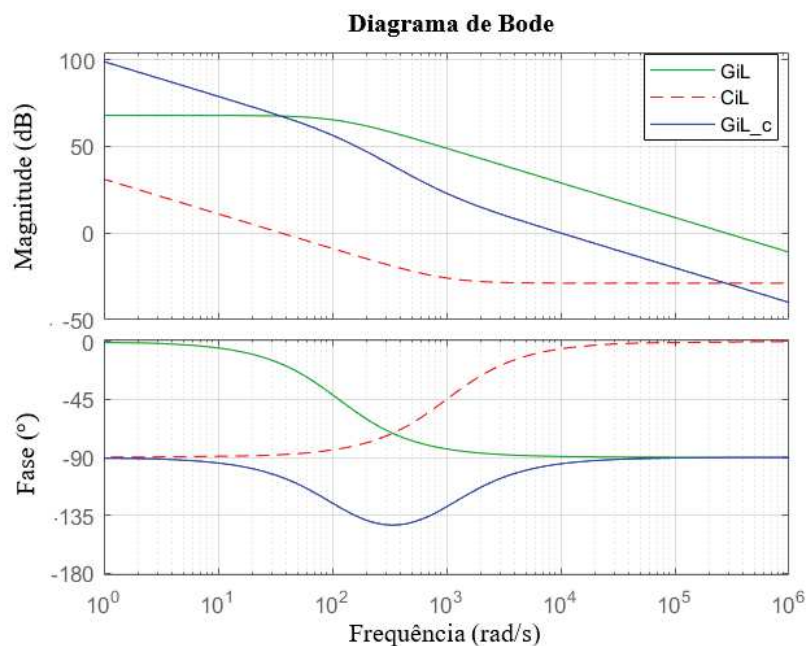
Para um resultado satisfatório, Pomilio (2018) sugere que a frequência de cruzamento escolhida para o sistema compensado deve ser inferior a  $1/5$  da frequência de comutação, a fim de evitar os efeitos do comutação sobre o sinal de controle. Pensando em aplicações digitais, Wenk (2019) ainda sugere que se adote uma frequência de cruzamento até uma década abaixo da frequência de comutação. Por outro lado, a margem de fase deve ser estabelecida entre  $45^\circ$  e  $90^\circ$  (BARBI, 2007).

Assim, o projeto da malha de corrente foi realizado considerando uma frequência de cruzamento de  $1600 \text{ Hz}$ , que representa um décimo da frequência de comutação. A margem de fase foi ajustada em  $85^\circ$ , proporcionando resposta transitória adequada à aplicação, com oscilação e tempo de acomodação satisfatórios. Para essas especificações, foi projetado um compensador proporcional-integral (PI), cuja função de transferência é descrita em (4.54).

$$C_{iL \text{ buck}}(s) = \frac{0,0356s + 35,62}{s} \quad (4.54)$$

Pode-se comparar os diagramas de Bode do sistema em malha aberta compensado e não compensado e, ainda, visualizar o diagrama do controlador projetado por meio da Figura 32.

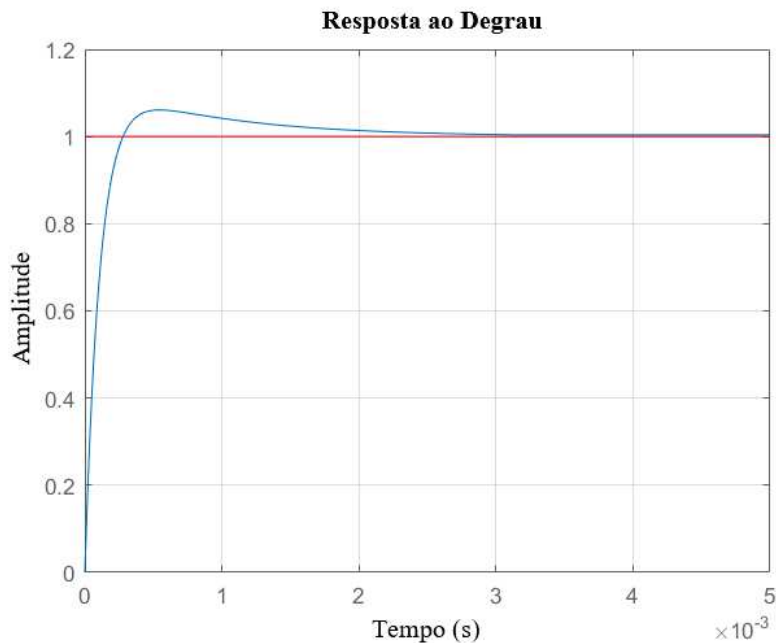
Figura 32 – Diagrama de Bode das funções de transferência da corrente no indutor em malha aberta não compensada ( $G_{iL}$ ), do compensador ( $C_{iL}$ ) e da malha aberta compensada ( $G_{iLc}$ ) no modo *buck*.



Fonte: Elaborada pela autora.

Nota-se que a frequência de cruzamento e a margem de fase do sistema compensado em malha aberta foram alteradas para os valores projetados. Uma avaliação complementar é feita por meio da resposta ao degrau unitário em malha fechada mostrada na Figura 33. Observa-se que o sistema possui sobressinal de 6,03% e um tempo de acomodação de aproximadamente 1,7 *ms*.

Figura 33 – Resposta ao degrau unitário da malha de corrente compensada em malha fechada no modo *buck*.



Fonte: Elaborada pela autora.

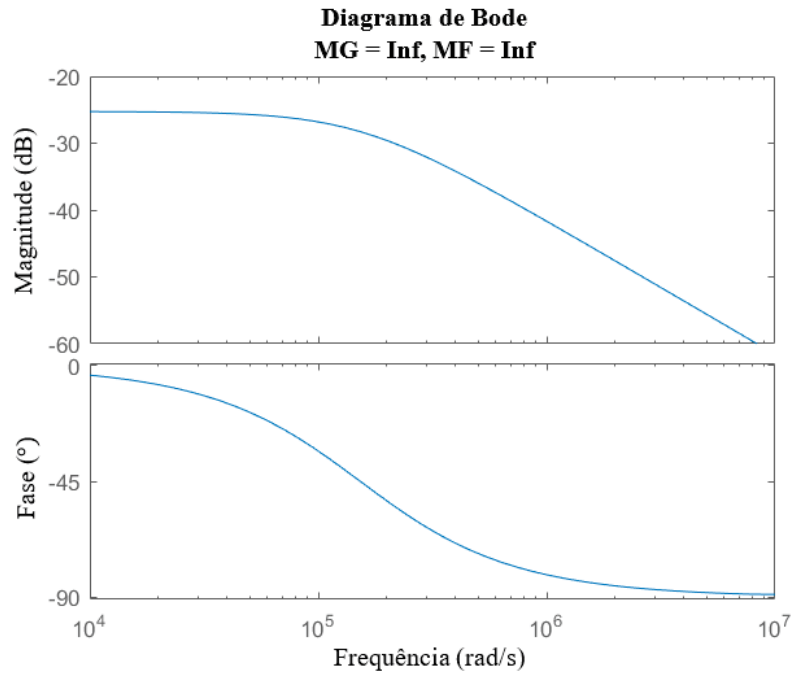
A Figura 34 apresenta o diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta para regulação da tensão de saída do conversor, descrita em (4.34).

Percebe-se que o sistema apresenta margens de ganho e de fase infinita. O gráfico de magnitude está abaixo de 0 *dB* em todas as frequências, o que justifica a margem de fase infinita. Apesar de indicar um sobressinal mínimo, essa característica pode levar o sistema a ter problemas para rastrear os sinais de referência. A Figura 35 mostra a resposta ao degrau unitário do sistema sem compensação, confirmando a incapacidade de rastreamento.

Assim, para a malha externa projetou-se o controlador integral descrito na equação (4.55), que altera a frequência de cruzamento para duas décadas abaixo da frequência de comutação (160 *Hz*), evitando interferências das malhas de corrente, e uma margem de fase de 89,6°, o que está dentro do intervalo sugerido na literatura.

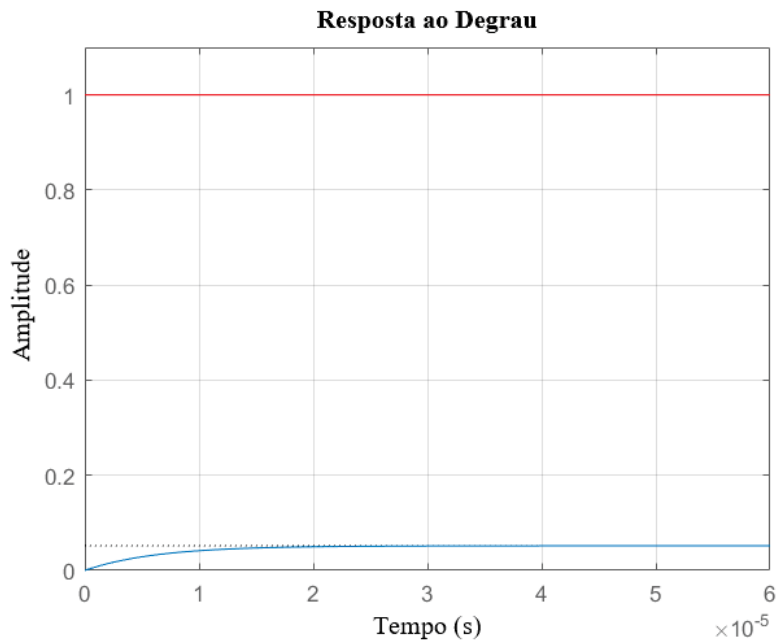
$$C_{Zo\ buck}(s) = \frac{18412}{s} \quad (4.55)$$

Figura 34 – Diagrama de Bode da função de transferência para regulação de tensão em malha aberta ( $G_{Zo}$ ) no modo *buck*.



Fonte: Elaborada pela autora.

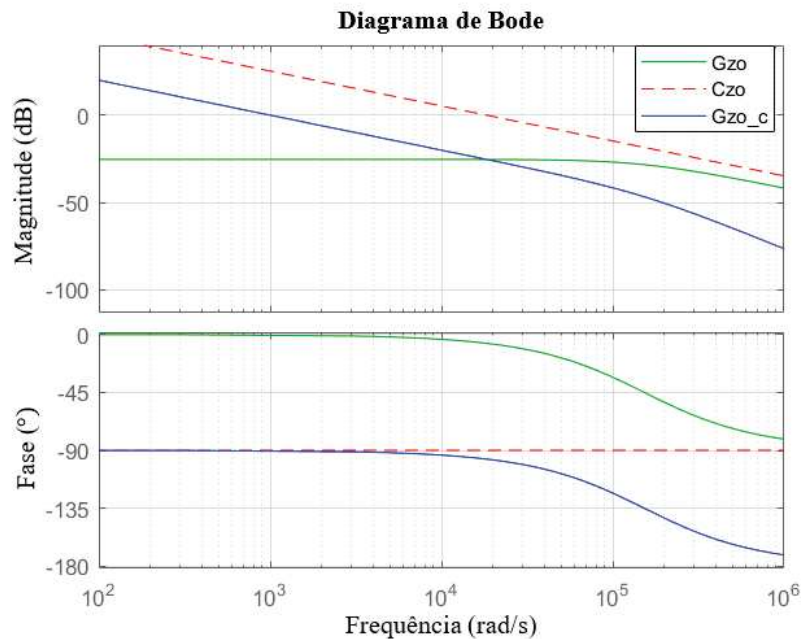
Figura 35 – Resposta ao degrau unitário da malha de tensão não compensada em malha fechada no modo *buck*.



Fonte: Elaborada pela autora.

A Figura 36 apresenta os diagramas de Bode do sistema em malha aberta não compensado, do controlador projetado e do sistema compensado.

Figura 36 – Diagrama de Bode das funções de transferência de tensão em malha aberta não compensada ( $G_{Z_o}$ ), do compensador ( $C_{Z_o}$ ) e da malha aberta compensada ( $G_{Z_{oc}}$ ) no modo *buck*.



Fonte: Elaborada pela autora.

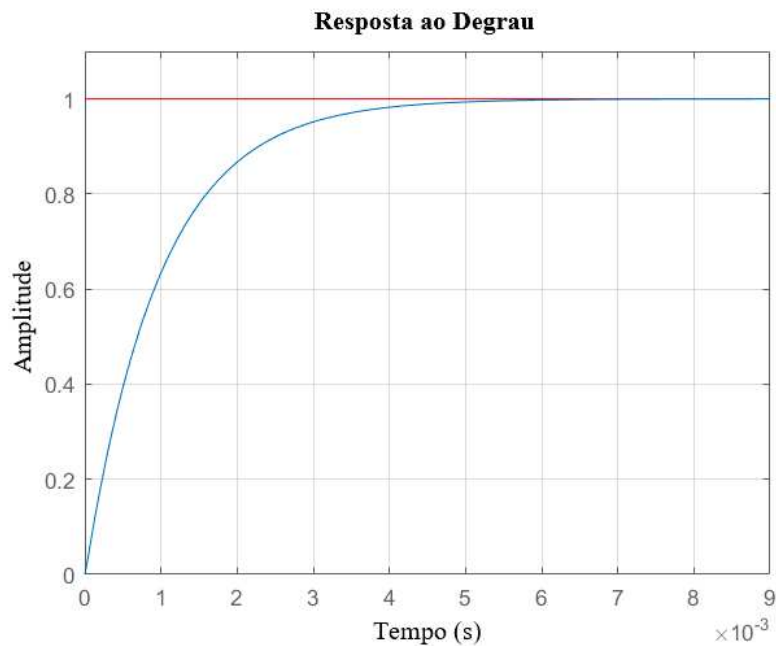
Nota-se que, de fato, o compensador projetado confere ao sistema a frequência de cruzamento e a margem de fase projetadas. A resposta ao degrau da função de transferência de tensão em malha fechada quando o conversor opera em modo *buck* é apresentada na Figura 37. Não há sobressinal e o tempo de acomodação é de aproximadamente 3,9 ms.

#### 4.2.2 Modo Totalmente Elétrico

No modo totalmente elétrico a única fonte de alimentação do motor elétrico é o conjunto de baterias. Além de fornecer a potência demandada ou absorver a potência ofertada, faz-se necessário manter a tensão do barramento constante no valor determinado para acionamento do motor. Assim, para fins de controle considera-se a atuação do conversor operando como *boost* síncrono, uma vez que a variável principal de controle é a tensão do barramento CC. A técnica de controle em cascata adotada para esse modo é ilustrada na Figura 38.

Neste caso, pretende-se controlar a tensão do barramento CC do sistema de propulsão. Novamente, os controladores foram projetados segundo os critérios de margem de fase e frequência de cruzamento.

Figura 37 – Resposta ao degrau unitário da malha de tensão compensada em malha fechada no modo *buck*

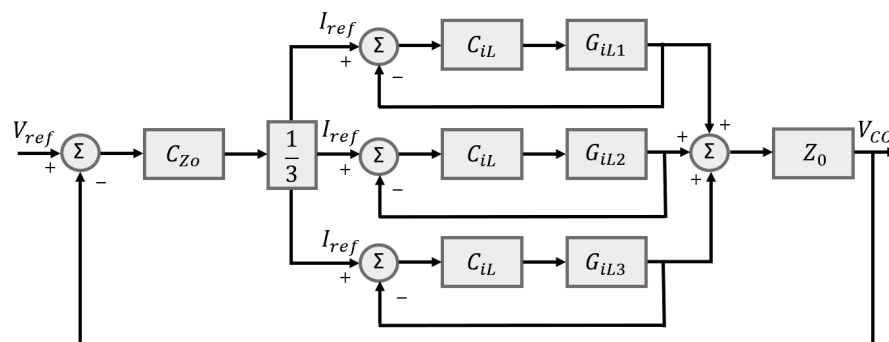


Fonte: Elaborada pela autora.

Para projetar o controlador de corrente das malhas internas, utilizou-se o modelo de pequenos sinais obtido em (4.51). A Figura 39 apresenta o diagrama de Bode dessa função de transferência.

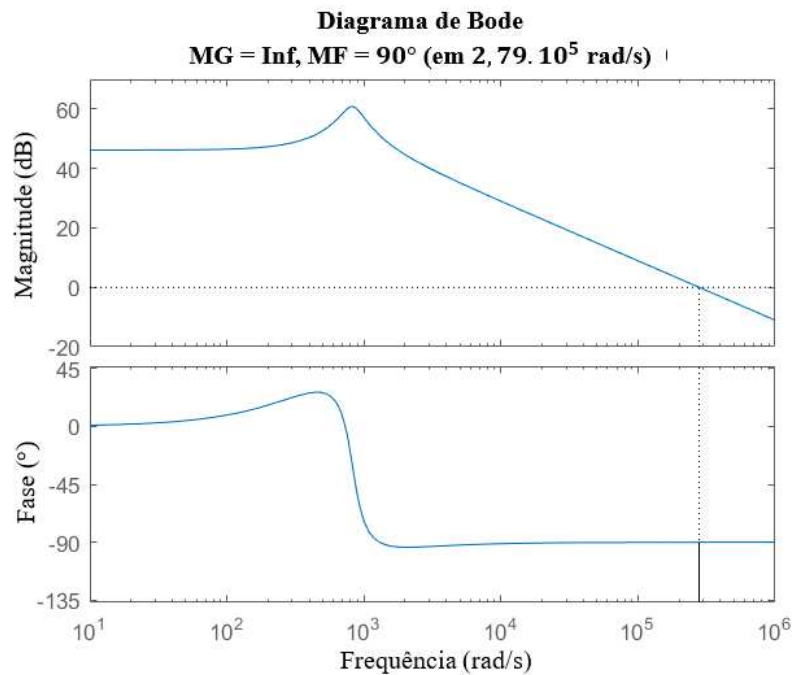
Nota-se que o sistema possui uma margem de fase satisfatória ( $90^\circ$ ) e um ganho em baixas frequências de aproximadamente  $45\text{ dB}$ . O controlador deve, então, restringir a banda de passagem. Utilizando um compensador PI pode-se alterar a frequência de cruzamento para aproximadamente  $1600\text{ Hz}$ , que representa frequência uma década abaixo da frequência de comutação. Além disso, a margem de fase foi alterada para  $80^\circ$ , proporcionando sobressinal e tempo de acomodação satisfatórios.

Figura 38 – Diagrama de blocos para controle do conversor operando como *boost*.



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 39 – Diagrama de Bode da função de transferência da corrente no indutor de um braço do conversor em malha aberta no modo *boost*.



Fonte: Elaborada pela autora.

Considerando essa especificação, a Equação (4.56) apresenta o controlador de corrente projetado.

$$C_{iL \text{ boost}}(s) = \frac{0,0354s + 55,29}{s} \quad (4.56)$$

Na Figura 40 é apresentado o diagrama de Bode da função de transferência de corrente em malha aberta compensada.

A resposta ao degrau unitário da função de transferência de corrente compensada em malha fechada apresenta um sobressinal de 9,67% e um tempo de acomodação de aproximadamente 1 *ms* (Figura 41).

A Figura 42 apresenta o diagrama de Bode da malha externa para regulação de tensão no modo *boost*, descrita em (4.53).

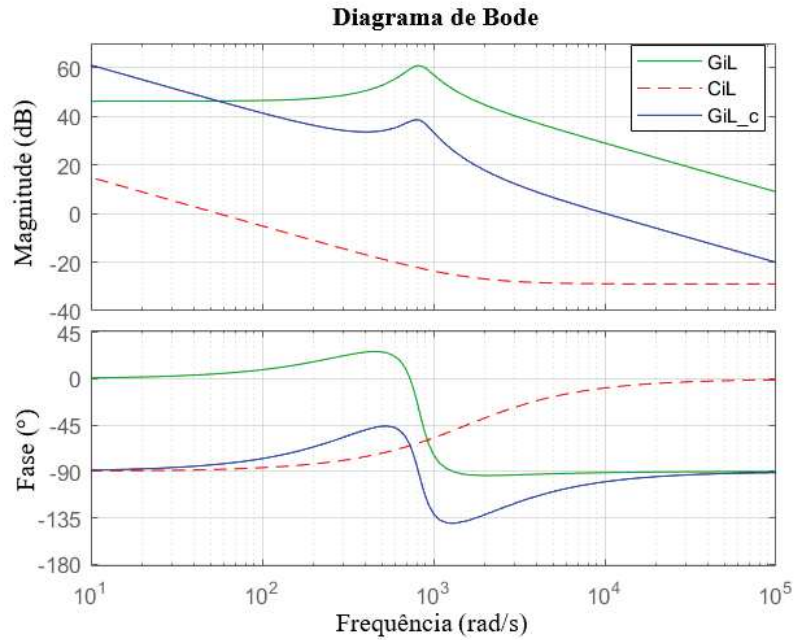
Apesar de apresentar boa margem de ganho, o sistema apresenta margem de fase não satisfatória, maior que 90°. Assim, para a malha mais externa de regulação de tensão foi desenvolvido um controlador que novamente proporcione frequência de cruzamento 160 *Hz*, uma década abaixo da frequência da malha de corrente, e margem de fase de 80°.

A Equação (4.57) apresenta o controlador PI projetado para regulação da tensão.

$$C_{Zo \text{ boost}}(s) = \frac{0,605s + 465,05}{s} \quad (4.57)$$

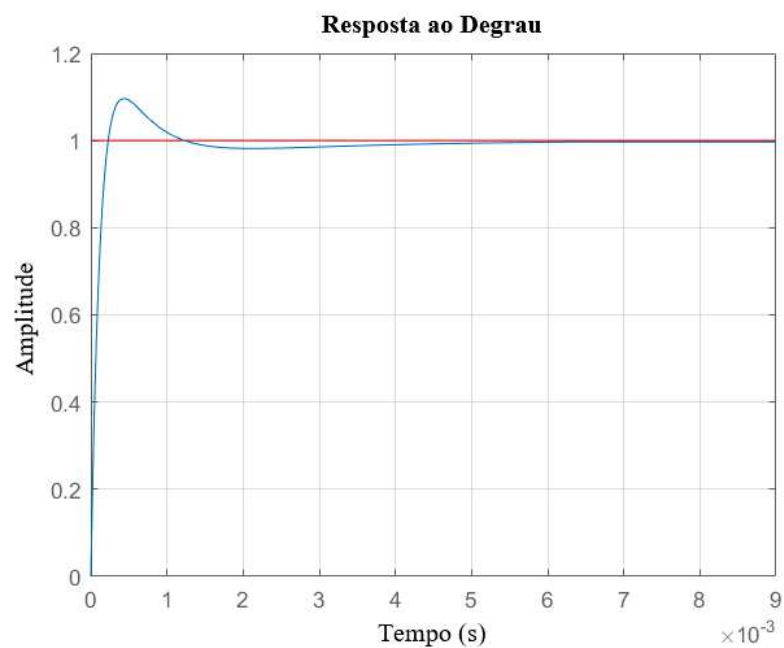


Figura 40 – Diagrama de Bode das funções de transferência da corrente no indutor em malha aberta não compensada ( $G_{iL}$ ), do compensador ( $C_{iL}$ ) e da malha aberta compensada ( $G_{iL_c}$ ) no modo *boost*.



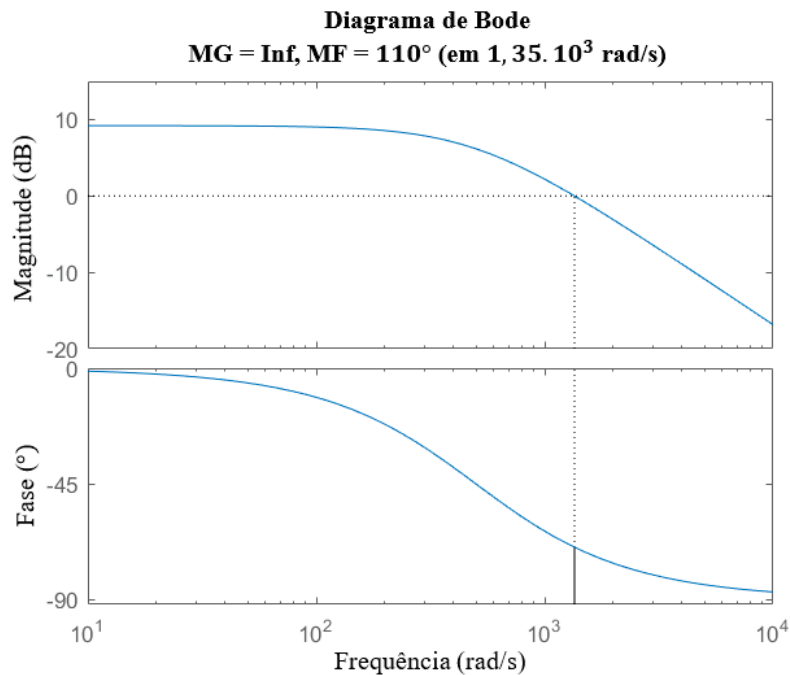
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 41 – Resposta ao degrau unitário da malha de corrente compensada em malha fechada no modo *boost*.



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 42 – Diagrama de Bode da função de transferência para regulação de tensão em malha aberta ( $G_{Zo}$ ) no modo *boost*.



Fonte: Elaborada pela autora.

A Figura 43 apresenta os diagramas de Bode da função de transferência para regulação de tensão em malha aberta não compensada, do controlador projetado e do sistema compensado.

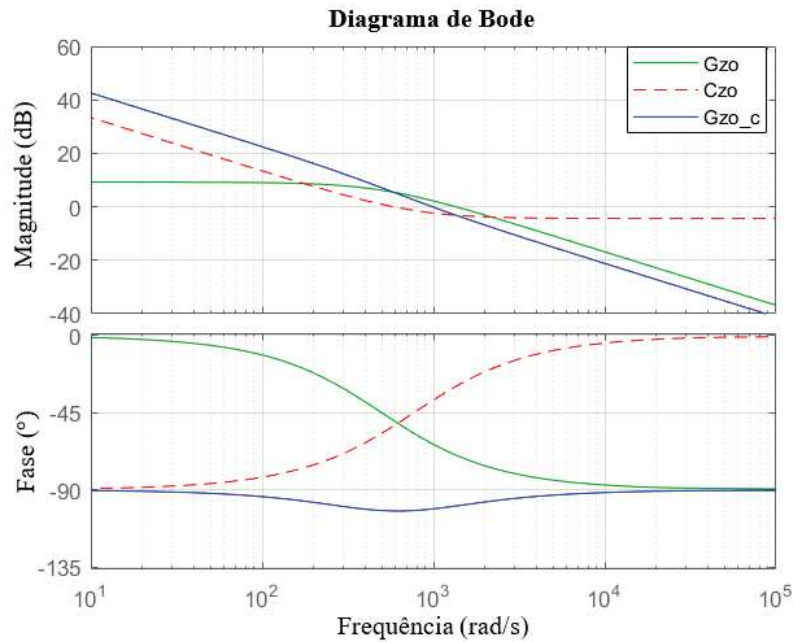
A resposta ao degrau da função de transferência de tensão em malha fechada é apresentada na Figura 44. Neste caso, tem-se um sobressinal de 3,59% e um tempo de acomodação de aproximadamente 5,7 *ms*.

### 4.2.3 Anti Windup da Ação Integral

Como em qualquer outro sistema, os controladores utilizados neste trabalho apresentam limites de atuação. Um sistema supervisor é responsável por constantemente verificar os valores de corrente e tensão do banco e definir valores de referência de potência, corrente ou tensão que respeitem os limites recomendados pelo fabricante.

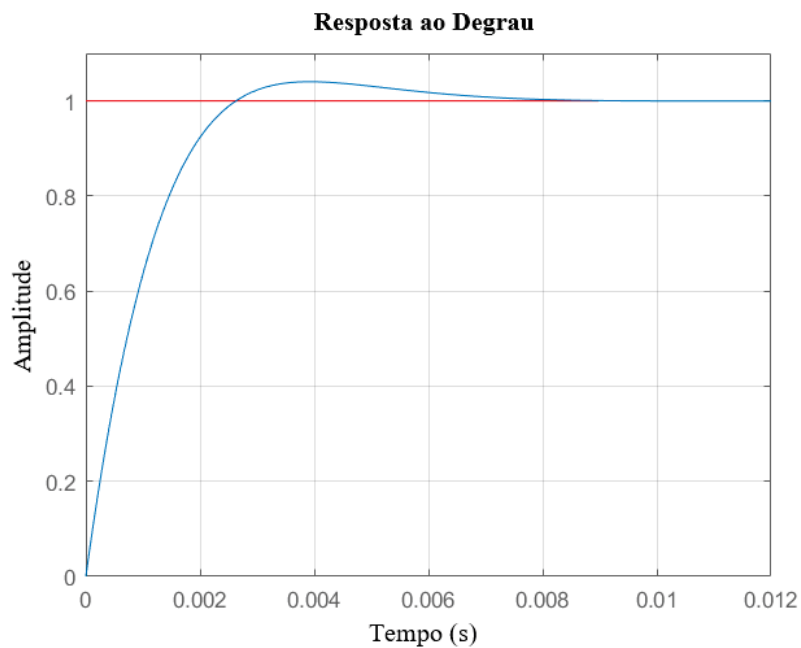
No modo híbrido, conforme citado anteriormente, existem três possíveis operações por parte do sistema supervisor. Ele pode solicitar a desativação da malha externa de tensão e enviar um valor de potência como referência, pode solicitar a desativação da malha externa e enviar um valor de corrente como referência ou pode solicitar a ativação da malha externa de tensão e passar um valor de referência de tensão, com base em um SoC desejado. Neste último caso, a malha externa gera a referência de corrente que é igualmente dividida pelas malhas de controle de corrente dos três braços do conversor.

Figura 43 – Diagrama de Bode das funções de transferência de tensão em malha aberta não compensada ( $G_{Z_o}$ ), do compensador ( $C_{Z_o}$ ) e da malha aberta compensada ( $G_{Z_o_c}$ ) no modo *boost*.



Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 44 – Resposta ao degrau unitário da malha de tensão compensada em malha fechada no modo *boost*.



Fonte: Elaborada pela autora.

No modo totalmente elétrico, por outro lado, a malha externa permanece sempre ativada, já que além de suprir as necessidades do motor elétrico, objetiva-se manter a tensão do barramento CC fixada no valor determinado para acionamento do conjunto de propulsão.

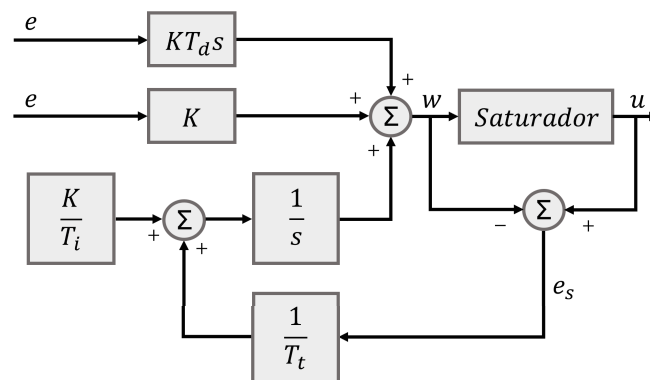
Na implementação das malhas de controle, a corrente de referência, que é igualmente dividida entre as malhas internas, foi limitada à faixa de operação de  $40\text{ A}$  ( $1\text{ C}$ ) para os processos de carga e  $120\text{ A}$  ( $3\text{ C}$ ) para os processos de descarga, visando manter a corrente nos terminais do banco de baterias dentro dos limites sugeridos pelo fabricante. Para os casos em que o supervisor informa um valor de tensão como referência, a malha externa de controle de tensão é utilizada e sua saída pode trabalhar de maneira saturada.

Quando a saturação do sinal de controle de um controlador do tipo integral ocorre, o erro continua a ser integrado e o termo integral pode se tornar expressivamente grande. Independente da saída do controlador, os atuadores permanecem constantes em seu valor limite, perdendo a ação efetiva sobre as variáveis de processo. Evento conhecido como *windup* (ESIN, 2016).

Para evitar possíveis instabilidades do sistema quando ocorre a saturação da saída de controle, foi empregado uma ação anti-windup do tipo *Back-Calculation and Tracking* no termo integral do controlador da malha externa de tensão de ambos os modos de operação.

Nesse método, mostrado na Figura 45, existe um laço de realimentação adicional formado pela diferença entre a saída do saturador e a saída do controlador ( $e_s$ ), que realimenta o integrador com um ganho  $1/T_t$ . O laço adicional só interfere no sistema quando há saturação, uma vez que em outros casos a diferença entre a entrada e saída do saturador é zero (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 1995).

Figura 45 – Anti *windup*: *back calculation and tracking*.



Fonte: Adaptado de (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 1995).

Quando ocorre saturação, o sinal de entrada do integrador é dado por:

$$\frac{K}{T_i} \cdot e + \frac{1}{T_t} \cdot e_s \quad (4.58)$$

Como em regime permanente, o erro gerado pela diferença entre a saída e a entrada do saturador é o indicado em (4.59), a entrada do integrador é igual a zero e não se carrega demasiadamente. Assim,  $T_t$  é a constante de tempo que determina quando a entrada do integrador se torna zero.

$$e_s = -\frac{K \cdot T_t}{T_i} \cdot e \quad (4.59)$$

Para controladores com termo derivativo, Åström e Wittenmark (1995) sugere a relação descrita em (4.60) para determinação de  $T_t$ .

$$T_t = \sqrt{T_i T_d}. \quad (4.60)$$

No presente trabalho, foi adotado  $T_t = 315,39 \mu s$  e  $T_t = 833,33 \mu s$  para os modos de operação *buck* e *boost*, respectivamente.

### 4.3 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram relatadas as etapas para modelagem e controle do conversor CC-CC bidirecional intercalado empregado para gestão de fluxo de potência entre o conjunto de baterias e o barramento CC do sistema de propulsão. Após apresentação da topologia adotada, os procedimentos para o levantamento do seu modelo matemático considerando os modos híbrido e totalmente elétrico foram explicitados, envolvendo a aplicação das técnicas de modelo médio no espaço de estados e linearização por pequenos sinais. Em seguida, a estratégia de controle proposta foi detalhada, incluindo o projeto dos controladores de corrente e tensão utilizados e a aplicação da técnica de anti *windup* da ação integral empregada nas malhas de controle de tensão.

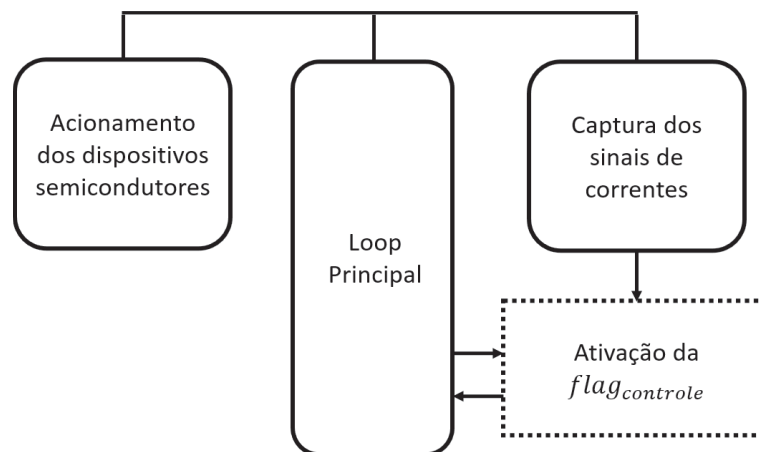
## 5 ALGORITMO EMBARCADO NO TMS320F28379D

Este capítulo apresenta as rotinas implementadas no TMS320F28379D para controle do fluxo de potência entre o barramento e o banco de baterias, incluindo as configurações dos módulos necessários para acionamento dos dispositivos semicondutores e sensoriamento das correntes e tensões.

A implementação do algoritmo ocorreu no Code Composer Studio (CCS) com o auxílio da biblioteca C2000Ware, que oferece diversos exemplos e funções de controle dos periféricos do TMS320F28379D. O CCS é um IDE (ambiente de desenvolvimento integrado) gratuito disponibilizado pela Texas Instruments para o desenvolvimento de aplicações empregando seus microcontroladores. Trata-se de um ambiente amigável para programação em C/C++, que possui diversos recursos avançados para edição de código fonte, depuração e compilação (INSTRUMENTS, 2016)

O esquema apresentado na Figura 46 representa a visão geral do programa implementado para futura conexão com o banco de ensaios em construção no LAPHE.

Figura 46 – Visão geral da rotina implementada no TMS320F28379D.



Fonte: Elaborada pela autora.

O núcleo principal do sistema consiste em um *loop* que constantemente verifica o valor de uma variável de controle ( $flag_{Controle}$ ). Quando essa variável é habilitada, a função detalhada na seção 5.4 entra em execução para realizar a leitura dos sinais de corrente e tensão convertidos e posterior cálculo das saídas dos controladores utilizadas na comutação dos IGBTs. Paralelo à execução principal, o acionamento dos dispositivos semicondutores e a captura dos sinais de corrente decorrem em uma frequência de  $16\text{ kHz}$ . Uma interrupção ocorre após a conversão dos sinais de corrente, suspendendo a rotina principal. Nessa interrupção ocorre a habilitação da  $flag_{Controle}$ .

Nas próximas seções são apresentadas informações importantes para configuração dos módulos utilizados para acionamento dos interruptores e leitura de corrente e tensão.

Além disso, faz-se uma explanação da rotina para leitura dos sinais convertidos e cálculo da saída de controle. Como a planta física está em construção, optou-se por validar a rotina de controle por intermédio da planta simulada no Simulink. Assim, o capítulo se encerra com uma seção que aborda os procedimentos implementados para comunicação entre o microcontrolador e o Simulink.

## 5.1 COMUTAÇÃO DOS DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES

A comutação dos dispositivos semicondutores (IGBTs) do conversor CC-CC ocorrerá por meio do periférico modulador de largura de pulso aprimorado (ePWM, do inglês, *enhanced pulse width modulator*) do TMS320F28379D. Esse módulo é altamente programável, bastante flexível e capaz de gerar formas de onda de largura de pulso complexas com pouca sobrecarga da CPU (INSTRUMENTS, 2019).

Cada módulo ePWM possui duas saídas PWM, ePWMxA e ePWMxB, onde x é o número do módulo ePWM, que são disponibilizadas pelo periférico GPIO (do inglês, *general purpose input/output*). Cada instância do ePWM é idêntica com exceção de algumas instâncias que incluem uma extensão de *hardware* para um controle mais preciso das saídas PWM, chamadas de HRPWM (modulador de largura de pulso de alta resolução, do inglês, *high-resolution Pulse Width Modulator*) (INSTRUMENTS, 2019).

Os módulos ePWM possuem um contador de base de tempo de 16 bits dedicado com controle de período, que possui uma lógica de sincronização embutida, possibilitando que os módulos operem como um sistema único, quando necessário (INSTRUMENTS, 2019).

Para comutação dos dispositivos semicondutores é necessário definir o período e a direção do contador de base de tempo PWM. O período é definido a partir de uma relação (TBPRD) entre a frequência desejada e o clock do periférico ePMW. Já a direção pode ser definida como crescente, decrescente ou ascendente/descendente. Na contagem crescente o contador inicia do zero e aumenta até atingir o valor equivalente ao período do contador (TBPRD), encontrado pela relação citada acima. Quando o valor do período é atingido, o contador é zerado e começa a aumentar novamente. Por outro lado, na contagem decrescente o contador começa a partir do valor encontrado na relação do período (TBPRD) e diminui até chegar a zero. Ao chegar em zero, o contador é redefinido para o valor do período e começa a diminuir novamente. E, por fim, na contagem ascendente/descendente, o contador começa do zero e aumenta até que o valor do período (TBPRD) seja alcançado. Quando, então, começa a diminuir até chegar a zero. Nesse ponto, o contador repete o padrão e começa a aumentar (INSTRUMENTS, 2019).

Constantemente, o valor do contador de base de tempo é comparado com registros de contra-comparação. Existem quatro opções de comparadores: contra-comparação A (CMPA), contra-comparação B (CMPB), contra-comparação C (CMPC) e contra-

comparação D (CMPD). A unidade de contra-comparação pode ser configurada para gerar um evento quando o valor do contador for igual a um dos registradores de comparação (INSTRUMENTS, 2019).

Em um submódulo qualificador de ação define-se as ações tomadas nas ocorrências de cada evento para produzir as formas de onda comutadas nas saídas EPWMxA e EPWMxB. Pode-se determinar que nenhuma ação ocorra ou que as saídas operem em nível alto, baixo ou alternadas. Além disso, é possível configurar tempos mortos, gerando atrasos entre as bordas de subida ou descida das saídas EPWMxA e EPWMxB (INSTRUMENTS, 2019).

Para comutação do conversor CC-CC intercalado, foram utilizados um módulo ePWM para cada braço do conversor. Assim, os módulos ePWM1, ePWM2 e ePWM3 foram configurados para trabalharem de modo sincronizado e terem suas saídas ePWMxA e ePWMxB operando de maneira complementar. Foram configurados uma frequência de comutação de  $16\text{ kHz}$  e um tempo morto de  $1\ \mu\text{s}$ . Cada módulo utiliza contadores do tipo ascendente-descendente (triangular) defasados de maneira temporal em  $120^\circ$ , que são comparados com as modulantes geradas pelos cálculos dos controladores, armazenadas no registrador de contra-comparação A (CMPA). Os cálculos realizados pelos controladores serão detalhados na Seção 5.4.

Pode-se, ainda, utilizar os registradores de comparação para iniciar uma conversão ADC ou gerar uma interrupção ePWM. Cada módulo ePWM possui dois sinais de início de conversão SOC (do inglês start of conversion) ADC. Assim, pode-se acionar o início de uma conversão por meio de qualquer módulo ePWM (INSTRUMENTS, 2019). Esse recurso é utilizado para conversão dos sinais de corrente, abordado na Seção 5.2.

No Apêndice B é possível conferir a implementação da configuração do módulo.

## 5.2 AQUISIÇÃO DOS SINAIS DE CORRENTE

O sensoriamento das correntes nos três braços do conversor ocorrerá por meio de transdutores de efeito Hall CKSR 50-NP, cujos detalhes podem ser consultados no Anexo B. Assim, três sinais analógicos condicionados devem ser recebidos pelo microcontrolador e convertidos por meio do módulo ADC (INSTRUMENTS, 2019).

As entradas do ADC podem ser de dois tipos: simples ou diferencial. No modo simples a resolução é de 12 bits e a tensão de entrada é amostrada por meio de um único pino. Por outro lado, no modo diferencial, a resolução é de 16 bits e a tensão de entrada é amostrada por meio de um par de pinos de entrada, onde o resultado é a diferença entre as tensões dos dois pinos. O microcontrolador TMS320F28379D apresenta 4 módulos ADC, que proporcionam 24 entradas em modo simples ou 12 em modo diferencial (INSTRUMENTS, 2019).



Este módulo trata-se de um conversor de aproximação sucessiva (SAR, do inglês, *successive approximation register*) e é composto de um núcleo e um invólucro. O núcleo é formado por circuitos analógicos, que incluem o circuito de amostra e retenção (S/H, do inglês, *sample-and-hold*), circuitos de aproximação sucessiva, circuitos de referência de tensão e outros circuitos de suporte analógico. Já o invólucro é composto por circuitos digitais que configuram e controlam o ADC, incluindo a lógica para conversões programáveis, registros de resultados e interfaces para circuitos analógicos (INSTRUMENTS, 2019).

Um conversor ADC por aproximações sucessivas possui uma operação baseada em  $N$  comparações sucessivas entre a tensão analógica ( $V_{in}$ ) e uma tensão de realimentação ( $V_f$ ). Pode ser comparada a um processo de pesagem, onde uma quantidade desconhecida é comparada a uma quantidade de referência. Um circuito de amostra e retenção, por sua vez, tem a funcionalidade de registrar uma “imagem” do sinal analógico e reter o seu valor até que o ADC possa processar a informação (VASCONCELLOS, 2011).

É possível realizar amostragem simultânea ou operação independente de vários módulos ADCs (INSTRUMENTS, 2019).

O acionamento e a conversão do ADC são realizados por meio de início de conversões configuráveis (SOCs). Um SOC é um conjunto de configurações que define a conversão de um canal. Em um SOC deve-se configurar o gatilho que inicia a conversão, o canal a ser convertido e a duração da janela de aquisição (amostra). Existem 16 SOCs disponíveis e cada um deles pode ser configurado para converter qualquer canal ADC (INSTRUMENTS, 2019).

Conforme explicado na Seção 5.1, o gatilho do SOC é gerado por um canal ePWM. Ao receber o gatilho configurado para um SOC, o invólucro garante a captura do canal especificado usando a duração da janela de aquisição especificada (tempo que o capacitor de amostragem é permitido carregar) (INSTRUMENTS, 2019).

Vários SOCs podem ser configurados para o mesmo gatilho, permitindo uma sequência de conversões. Após a conversão, os resultados ficam armazenados em um registrador ADCRESULTx (INSTRUMENTS, 2019).

Assim, para aquisição das correntes do conversor CC-CC três SOCs do módulo ADC foram configurados. Para isso, três pinos de entrada ADC foram utilizados e o módulo ePWM4 foi configurado para gerar o sinal de acionamento dos três SOCs, permitindo assim, uma conversão sequencial dos três sinais. O gatilho ocorre em uma frequência de 16 kHz e a duração da janela de aquisição foi configurada em 75 ns.

Cada SOC tem um sinal de fim de conversão (EOC, do inglês, *end of conversion*) correspondente. Este sinal EOC pode ser usado para acionar uma interrupção ADC. O ADC pode ser configurado para gerar o pulso EOC no final da janela de aquisição ou no final da conversão de tensão. Cada módulo ADC possui 4 interrupções ADC configuráveis, que podem ser disparadas por qualquer um dos 16 sinais EOC (INSTRUMENTS, 2019).

Dessa forma, após as conversões, uma interrupção é ativada para habilitar a variável de controle ( $Flag_{controle}$ ) que desencadeia a leitura dos sinais convertidos e cálculo das saídas de controle. Os procedimentos implementados na rotina de leitura e cálculo são descritos na Seção 5.4.

No Apêndice B é possível conferir a implementação da configuração do módulo.

### 5.3 AQUISIÇÃO DOS SINAIS DE TENSÃO

O sensoriamento das tensões do barramento e dos terminais da bateria ocorrerá por intermédio de CIs AMC1306M05 (Anexo C). A codificação das saída do fluxo de bits gerados pelo CI ocorrerá por meio de módulos de filtro sigma-delta (SDFM).

O TMS320F28379D disponibiliza quatro módulos SDFM. Cada módulo SDFM possui 4 pinos para entrada de dados e 4 pinos para entrada de *clock*. Um pino de dado e outro de clock formam uma entrada de um módulo de filtro.

Os fluxos de bits podem ser processados por quatro filtros de decimação digital, que incluem um filtro secundário comparador para monitoramento de condições extremas como sobrecorrente ou subcorrente. Os filtros primário e secundário são completamente independentes um do outro.

O filtro comparador e o filtro de dados possuem um filtro SincN como núcleo. O filtro SincN é essencialmente um filtro passa-baixa que converte o fluxo de bits de entrada em dados digitais por filtragem digital e decimação.

A saída do filtro de dados pode ser representada em 16 bits ou 32 bits.

Para leitura das tensões ( $V_{CC}$  e  $V_B$ ) são utilizados dois filtros do módulo SDFM1. Nesse caso, é necessário configurar o módulo a ser utilizado (SDFM1), os filtros do módulo (FILTER1 e FILTER2) e modo de codificação (Manchester). Optou-se pela representação dos dados em 16 bits. Os valores filtrados ficam disponíveis em macros reservadas para leitura dos dados de saída do filtro SDFM1 em formato de 16 bits (SDFM1\_READ\_FILTERx\_DATA\_16BIT).

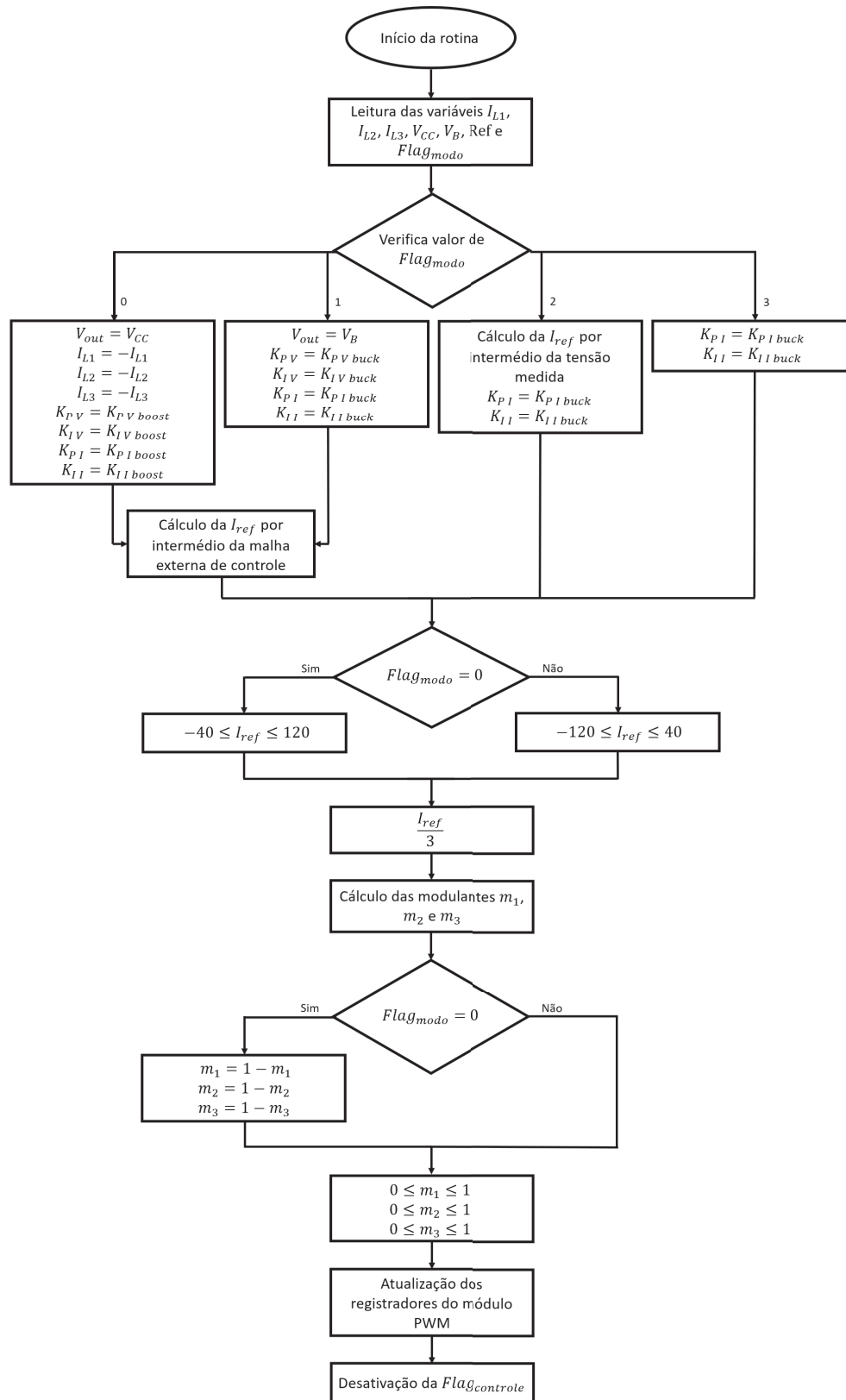
No Apêndice B é possível conferir a implementação da configuração do módulo.

### 5.4 ROTINA DE CONTROLE

Conforme citado na Seção 5.2, após a conversão dos sinais de corrente por meio do módulo ADC, que ocorre em uma frequência de 16  $kHz$ , uma interrupção entra em execução interrompendo a execução principal. Nessa interrupção, uma variável de controle ( $Flag_{controle}$ ) é habilitada. Constantemente, o *loop* principal verifica o valor dessa variável, quando ela está habilitada a rotina esquematizada na Figura 47 entra em execução.

Inicialmente, ocorre a leitura dos valores atuais das correntes  $I_{L1}$ ,  $I_{L2}$  e  $I_{L3}$  arma-

Figura 47 – Representação da rotina implementada para controle das variáveis do conversor.



Fonte: Elaborada pela autora.

zenados no registrador ADCRESULTx e das tensões  $V_{CC}$  e  $V_B$  armazenadas na macro SDFM1\_READ\_FILTERx\_DATA\_16BIT.

Duas variáveis  $Ref$  e  $Flag_{modo}$  ficam responsáveis por armazenar a referência das malhas de controle e o modo de operação desejado, informações que futuramente deverão ser passadas pelo sistema supervisorio atualmente em desenvolvimento.

A variável  $Ref$  pode receber como referência um valor de tensão do barramento CC, de tensão dos terminais do conjunto de baterias, de potência demandada no barramento ou, ainda, de corrente solicitada para o conjunto de baterias. A variável  $Flag_{modo}$ , por sua vez, pode receber um valor de 0 a 3.

Quando  $Flag_{modo}$  é igual a 0, o sistema deve operar no modo totalmente elétrico. Nesse caso, a tensão de saída ( $V_{out}$ ) é a tensão do barramento CC ( $V_{CC}$ ) e a variável  $Ref$  armazena o seu valor desejado. O fluxo de potência convencional (considerado na modelagem) deve ser das células para o barramento. Todavia, os mesmos medidores de corrente serão utilizados nos dois modos de operação e optou-se por posicioná-los no sentido de corrente ao contrário, isto é, partindo do barramento para o conjunto de baterias. Assim, quando  $Flag_{modo}$  é igual a 1, as correntes medidas os sinais invertidos e os controladores considerados são os projetados para o modo *boost*.

Quando  $Flag_{modo}$  é igual a 1, o sistema deve operar em modo híbrido. Nessa opção, a tensão de saída ( $V_{out}$ ) é a tensão do conjunto de baterias ( $V_B$ ) e a variável  $Ref$  armazena o seu valor de referência. O fluxo convencional, considerado na modelagem, é o mesmo fisicamente medido e parte do barramento para as células. Os controladores utilizados são os projetados para o modo *buck*.

Nessas duas alternativas, a malha externa de controle de tensão é utilizada para gerar a referência de corrente ( $I_{ref}$ ) igualmente dividida pelas três malhas internas de corrente.

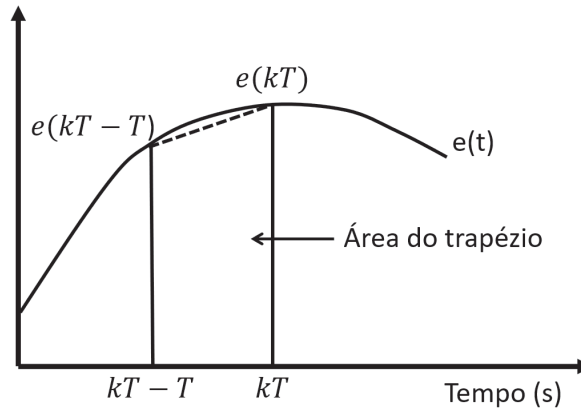
Uma vez que o microcontrolador opera de maneira discreta no tempo, a implementação dos controladores PI das malhas de tensão e correntes ocorreu por meio de aproximações numéricas de sua integral. A fim de diminuir a carga de processamento do microcontrolador, aproximações que transformem o cálculo da integral em equações algébricas envolvendo apenas soma, subtração, multiplicação e divisão são uma boa alternativa (BROSLER, 2014).

Foi implementado o método de aproximação de integração trapezoidal, que consiste em dividir uma função contínua em pequenos intervalos de tempo, com valor igual ao período de amostragem  $T$ . O somatório de área de pequenos trapézios com valores  $T$  é indicado em 5.1 (BROSLER, 2014).

$$\int_{t_0}^{t_1} e(t)dt \cong \frac{e(kT - T) + e(kT)}{2} \cdot T \quad (5.1)$$

onde  $e(t)$  é o erro na entrada do controlador PI em  $(t_1 - t_0)$  coincidente no tempo com  $(kT - T)$ . A Figura 48 representa graficamente tal aproximação.

Figura 48 – Aproximação da integral pelo método da integração trapezoidal.



Fonte: Adaptada de (BROSLER, 2014).

A integral pode ser então aproximada por meio de (5.2), que considera todos os valores acumulados no tempo.

$$u_i(kT) = u_i(kT - T) + \frac{e(kT - T) + e(kT)}{2} \cdot T \quad (5.2)$$

sendo  $u_i(kT)$  a integral do erro  $e(kT)$ .

A implementação da malha externa seguiu a lógica mostrada na Figura 45, desconsiderando a componente derivativa ilustrada, isto é, uma ação *anti-windup* do tipo *Back-Calculation and Tracking* foi inserida no termo integral do controlador, a fim de evitar que o sinal de controle atinja valores elevados quando ocorre saturação.

Seguindo a Figura 47, quando  $Flag_{modo}$  é igual a 2, o sistema opera em modo híbrido e o supervisor informa um valor de potência demandada ou ofertada como referência. A malha externa de tensão é desativada e a corrente de referência  $I_{ref}$ , utilizada nas malhas internas, é obtida dividindo o valor de potência informado pelo valor atual de tensão medido nos terminais do conjunto de baterias. São utilizados os controladores de corrente projetados para o modo *buck*.

De maneira análoga, quando  $Flag_{modo}$  é igual a 3, o sistema também opera em modo híbrido. Nesse caso, o supervisor informa diretamente o valor da corrente de referência  $I_{ref}$  desejado para o conjunto de baterias. Assim, novamente a malha externa é inutilizada.

Tendo o valor de  $I_{ref}$ , limita-se o seu valor aos limites recomendados pelo fabricante das células, considerando os sentidos de medição das correntes nos indutores em ambos os modos de operação.

Em seguida, realiza-se a divisão desse valor de corrente para as três malhas internas e calcula-se as saídas de controle  $m_1$ ,  $m_2$  e  $m_3$  por intermédio da aproximação trapezoidal.

A modelagem da planta e projeto dos controladores no modo *boost* foram realizados com as etapas de operação convencionais, encontradas na literatura. Nesse caso, são considerados como interruptores primários os IGBTs  $S_3$ ,  $S_4$  e  $S_5$ . Todavia, optou-se por adotar fisicamente os IGBTs  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  como dispositivos primários em ambos os modos de operação, visando não exigir uma troca física da estrutura de comutação. Assim, quando a  $Flag_{modo}$  é igual a 0, isto é, quando o sistema opera em modo *boost*, ocorre a inversão das saídas de controle das malhas internas.

Após a limitação dos valores encontrados entre 0 e 1, os valores armazenados nas variáveis  $m_1$ ,  $m_2$  e  $m_3$  são colocados em uma escala adequada para comparação com os contadores do tipo ascendente-descendente descritos na Seção 5.1 e são atualizados nos registradores separados para contra-comparação A (CMPA).

Por fim, ocorre a desabilitação da variável ( $Flag_{controle}$ ), de maneira que aos cálculos só ocorram novamente com a próxima interrupção disparada ao final da conversão dos sinais de corrente pelo módulo ADC.

A rotina pode ser visualizada no Apêndice C.

## 5.5 PROCESSOR-IN-THE-LOOP

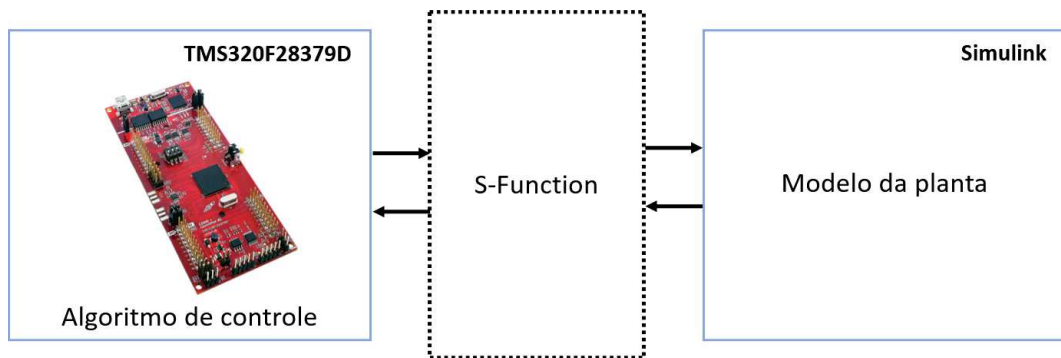
Para garantir que um processo de controle se comporte conforme o esperado, é fundamental a realização de diversas verificações que avaliem seu comportamento mediante diferentes condições de operação. Uma vez que o sistema abordado neste trabalho ainda está em fase de construção, testes do tipo *Processor-in-the-Loop* (PIL) foram realizados com o intuito de avaliar o comportamento do sistema simulado quando o código que descreve o controlador é executado no processador a ser empregado no banco de ensaios em desenvolvimento.

PIL é um método que possibilita avaliar o comportamento de um sistema desenvolvido em uma plataforma de simulação, cujo controlador é calculado em um processador dedicado. Nessa técnica, a comunicação entre a planta e o controlador ocorre por meio de um protocolo de comunicação (MINA *et al.*, 2016).

O PIL realizado neste trabalho trata-se de uma co-simulação entre o MATLAB-Simulink e o microcontrolador TMS320F28379D, por intermédio de uma S-Function em um bloco PIL. O envio e recebimento dos dados ocorreu por meio de uma porta serial. A Figura 49 ilustra uma ideia geral do teste.

De maneira geral, a cada iteração da simulação, as entradas necessárias para o cálculo de controle são passadas para um bloco PIL, responsável por transferi-las para o código em execução no processador dedicado. Ao receber as entradas do modelo, o

Figura 49 – Esquema PIL implementado.



Fonte: Elaborada pela autora.

processador calcula os dados de saída e os envia para a simulação, novamente por meio do bloco PIL. Recebendo as saídas de controle, a simulação continua sua execução, enquanto o processador fica aguardando novas entradas (ERKKINEN; CONRAD, 2008).

As S-Functions são funções executadas no ambiente Simulink, que podem ser escritas nas linguagens MATLAB, C, C++ ou Fortran. Quando escritas em C, C++ ou Fortran elas devem ser compiladas como arquivos MEX para operarem dentro de uma simulação no Simulink. Um arquivo MEX é uma função escrita em MATLAB, que chama um programa C, C++ ou uma sub-rotina Fortran. Um algoritmo criado em uma S-Function é adicionado a um modelo Simulink por meio de um bloco S-Function (MATHWORKS, 2020).

Por meio dessas funções é possível criar blocos de uso geral, representar *drivers* de dispositivos de *hardware*, incorporar um código C existente em uma simulação, descrever um sistema como um conjunto de equações matemáticas, dentre outras aplicações. Neste trabalho, uma S-Function é usada para estabelecer a comunicação serial entre o Simulink e o microcontrolador e realizar o envio e recebimento dos dados, bem como as conversões necessárias para realização desse processo (MATHWORKS, 2020).

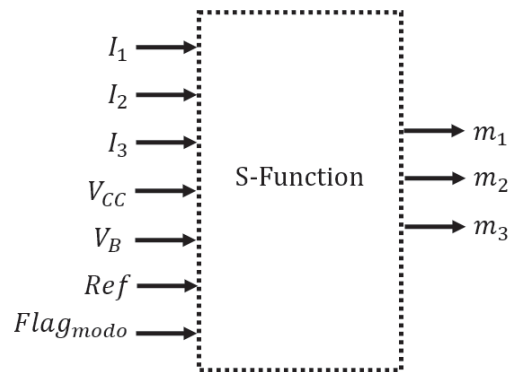
Nas próximas subseções são detalhados os procedimentos implementados na S-Function e no TMS320F28379D para possibilitar a troca de informações e cálculo dos controladores.

### 5.5.1 Algoritmo Implementado na S-Function Baseado na Simulação

A S-Function é adicionada a simulação no Simulink por meio do bloco S-Function ilustrado na Figura 50. O bloco recebe como entrada as medições das correntes em cada braço do conversor, da tensão do barramento CC e da tensão terminal do banco de baterias. Além disso, o valor de referência (tensão, potência ou corrente) e a variável *flag<sub>modo</sub>*, que indica o modo de operação do conversor, são informados.

Por outro lado, o bloco S-Function retorna as saídas de controle de cada braço do

Figura 50 – Ilustração do Bloco S-Function utilizado no PIL.



Fonte: Elaborada pela autora.

conversor, que posteriormente são comparadas com as portadoras do modelo, gerando os pulsos dos interruptores.

A Figura 51 descreve o algoritmo implementado em C na S-Function para transmissão dos dados entre os dispositivos.

Inicialmente a função `mdlInitializeSizes` é executada para descrever as características do bloco S-function, tais como, número de portas de entradas e de saídas e suas dimensões. Além disso, a comunicação serial é estabelecida, abrindo-se a porta serial conectada ao microcontrolador e definindo a taxa de transmissão dos bits.

Em seguida, a função `mdlInitializaSampleTimes` é executada, definindo a taxa de amostragem em que a S-Function deve operar. Foi configurando um tempo de amostragem de  $62,5 \mu s$ , período equivalente à frequência de comutação dos interruptores de  $16 kHz$ .

Após a execução dessas duas rotinas de inicialização, a função `mdlOutputs` passa a ser invocada a cada passo de simulação, respeitando a taxa estabelecida em `mdlInitializaSampleTimes`. Tendo em vista que na comunicação serial as informações são transmitidas por cadeias de bits, neste método é realizado uma conversão das variáveis de entrada do bloco S-Function, de maneira que elas possam ser enviadas ao microcontrolador em uma resolução de 16 bits.

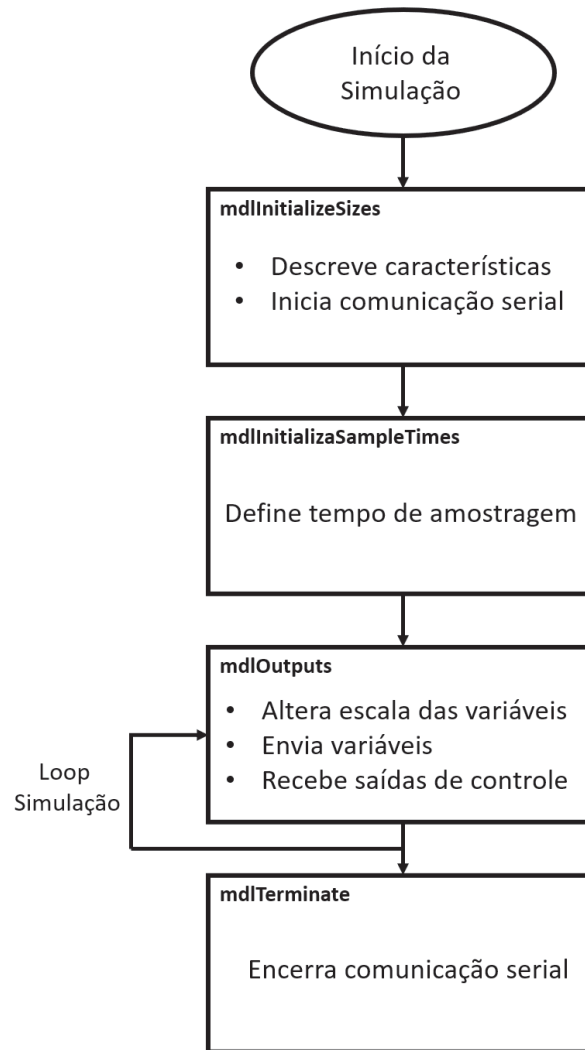
Para isso, a relação de proporcionalidade apresentada na Tabela 3 foi adotada, de maneira que as variáveis fossem representadas como números inteiros entre 0 e 65535.

Após a conversão, as variáveis são enviadas de maneira sequencial para o microcontrolador e a rotina fica esperando o envio das saídas de controle por parte do microcontrolador. Ao receber essas informações, os resultados são convertidos da escala digital para a real seguindo as relações descritas na Tabela 4 e são passados para as portas de saída do bloco S-Function.

A comunicação serial ocorre por meio do dispositivo Receptor/Transmissor Universal Assíncrono (UART, do inglês, *universal asynchronous receiver/transmitter*). Sua função



Figura 51 – Visão geral da rotina implementada na S-Function para o PIL.



Fonte: Adaptado de (MATHWORKS, 2020).

Tabela 3 – Conversão das variáveis do conversor da escala real para a digital .

Variável	Escala Real	Conversão para Escala Digital
$I_{L1_d}$	−200 a 200 A	$273,0625 \cdot I_{L1} + 32767,5$
$I_{L2_d}$	−200 a 200 A	$273,0625 \cdot I_{L2} + 32767,5$
$I_{L3_d}$	−200 a 200 A	$273,0625 \cdot I_{L3} + 32767,5$
$V_{cc_d}$	0 a 1000 V	$65,5350 \cdot V_{cc}$
$V_{B_d}$	0 a 400 V	$163,8375 \cdot V_B$
$Ref_d$	0 a 1000 A	$65,5350 \cdot Ref$
$Flag_{modo_d}$	0, 1, 2 ou 3	$6553,5 \cdot Flag_{modo}$

Fonte: Elaborada pela autora.

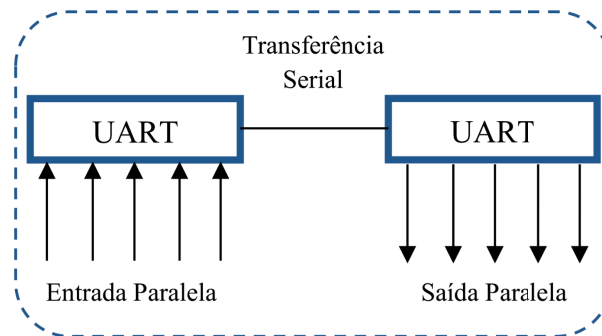
Tabela 4 – Conversão das saídas de controle da escala digital para a real.

Variável	Escala Digital	Conversão para Escala Real
$m_1$	0 a 65535	$m_{1_d}/65535$
$m_2$	0 a 65535	$m_{2_d}/65535$
$m_3$	0 a 65535	$m_{3_d}/65535$

Fonte: Elaborada pela autora.

básica, representada na Figura 52, é transmitir sequencialmente dados recebidos de forma paralela e garantir que a recepção ocorra também de forma paralela.

Figura 52 – Esquemático básico do UART.

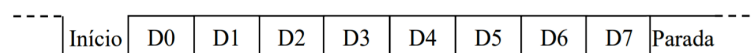


Fonte: Elaborada pela autora.

Basicamente, o UART possui um par de fios transmissor/receptor, que pode se comunicar em ambas as direções, e um controle da taxa de transmissão, que define a quantidade de bits transmitidos por segundo.

A comunicação usada pelo UART é assíncrona, o canal de transmissão fica em estado de repouso até que o emissor envie uma informação. Um bit de início e outro de parada distinguem o início e o término do byte emitido. Após o envio do bit de início, são transferidos 8 bits de informação, com o período definido pela taxa de transmissão. Em seguida, o bit de parada é emitido. A Figura 53 ilustra essa sinalização.

Figura 53 – Esquema básico de controle da comunicação assíncrona.



Fonte: Elaborada pela autora.

Dessa forma, os 16 bits são enviados e recebidos por meio da transferência de 2 bytes.

No término da simulação, a função `mdlTerminate` entra em execução encerrando a comunicação serial, fechando-se a porta serial.

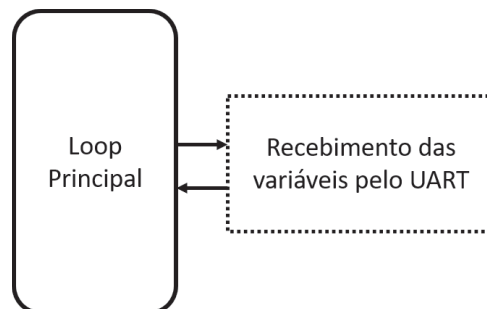
No Apêndice D é possível conferir o código implementado na S-Function do Simulink para estabelecer a comunicação serial entre o MATLAB e o microcontrolador.

### 5.5.2 Rotina de Controle no Microcontrolador

O código implementado no microcontrolador tem o intuito de receber as variáveis enviadas pela S-Function, calcular as saídas das malhas de controle e enviá-las para a S-Function.

O esquema apresentado na Figura 54 representa a visão geral do programa implementado. O núcleo principal do sistema consiste em um loop que invoca uma rotina para o cálculo dos controladores quando necessário. Uma interrupção a evento externo ocorre com o recebimento de todas as variáveis pelo UART, suspendendo a rotina principal para sua execução.

Figura 54 – Visão geral da rotina implementada no microcontrolador para o PIL.



Fonte: Elaborada pela autora.

A transmissão ocorre por meio do módulo de interface de comunicação serial (SCI, do inglês, *serial communications interface*), isto é, uma porta serial assíncrona de dois fios, comumente conhecida como UART.

O SCI possui um *buffer* de recepção de 16 níveis que armazena registros de 8 bits de largura. A interrupção ilustrada na Figura 54 ocorre sempre que todos os níveis do *buffer* necessários para transmissão das variáveis são preenchidos. Como são recebidas 7 variáveis por meio de 2 bytes, a interrupção ocorre com o preenchimento de 14 níveis. Quando invocada, a rotina lê os registros existentes no *buffer* e concatena os bits para obter as variáveis enviadas pela S-Function.

Em seguida, os valores digitais são convertidos para suas escalas reais seguindo as relações descritas na Tabela 5.

Tabela 5 – Conversão das variáveis do conversor da escala digital para a real.

Variável	Escala Digital	Conversão para Escala Real
$I_{L1}$	0 a 65535	$(I_{L1_d} - 32767,5)/273,0625$
$I_{L2}$	0 a 65535	$(I_{L2_d} - 32767,5)/273,0625$
$I_{L3}$	0 a 65535	$(I_{L3_d} - 32767,5)/273,0625$
$V_{cc}$	0 a 65535	$V_{cc_d}/65,5350$
$V_B$	0 a 65535	$V_{B_d}/163,8375$
$Ref$	0 a 65535	$Ref_d/65,5350$
$Flag_{modo}$	0 a 65535	$Flag_{modo_d}/6553,5$

Fonte: Elaborada pela autora.

Por fim, a rotina aciona uma *flag* de controle, solicitando o cálculo das saídas de controle com base nos parâmetros recebidos.

No Apêndice D é possível conferir a interrupção implementada para recebimento e conversão das variáveis, bem como, ativação da *flag* de controle.

O loop principal, representado na Figura 54, constantemente verifica o estado dessa *flag* de controle. Quando ela está acionada, a rotina ilustrada na Figura 55 é invocada, calculando os novos valores dos controladores.

Pela Figura 55, pode-se notar que o cálculo ocorre de maneira similar ao que foi explicado na Seção 5.4, por intermédio da Figura 47. A diferença ocorre no início da rotina, em que não é necessário ler os valores das variáveis, que já estão disponíveis nas suas respectivas variáveis e após a saturação das saídas de controle das malhas internas. Nesse caso, é realizada a conversão dos valores encontrados para a escala digital, seguindo as relações descritas na Tabela 6, e o posterior envio das mesmas pelo canal transmissor do SCI.

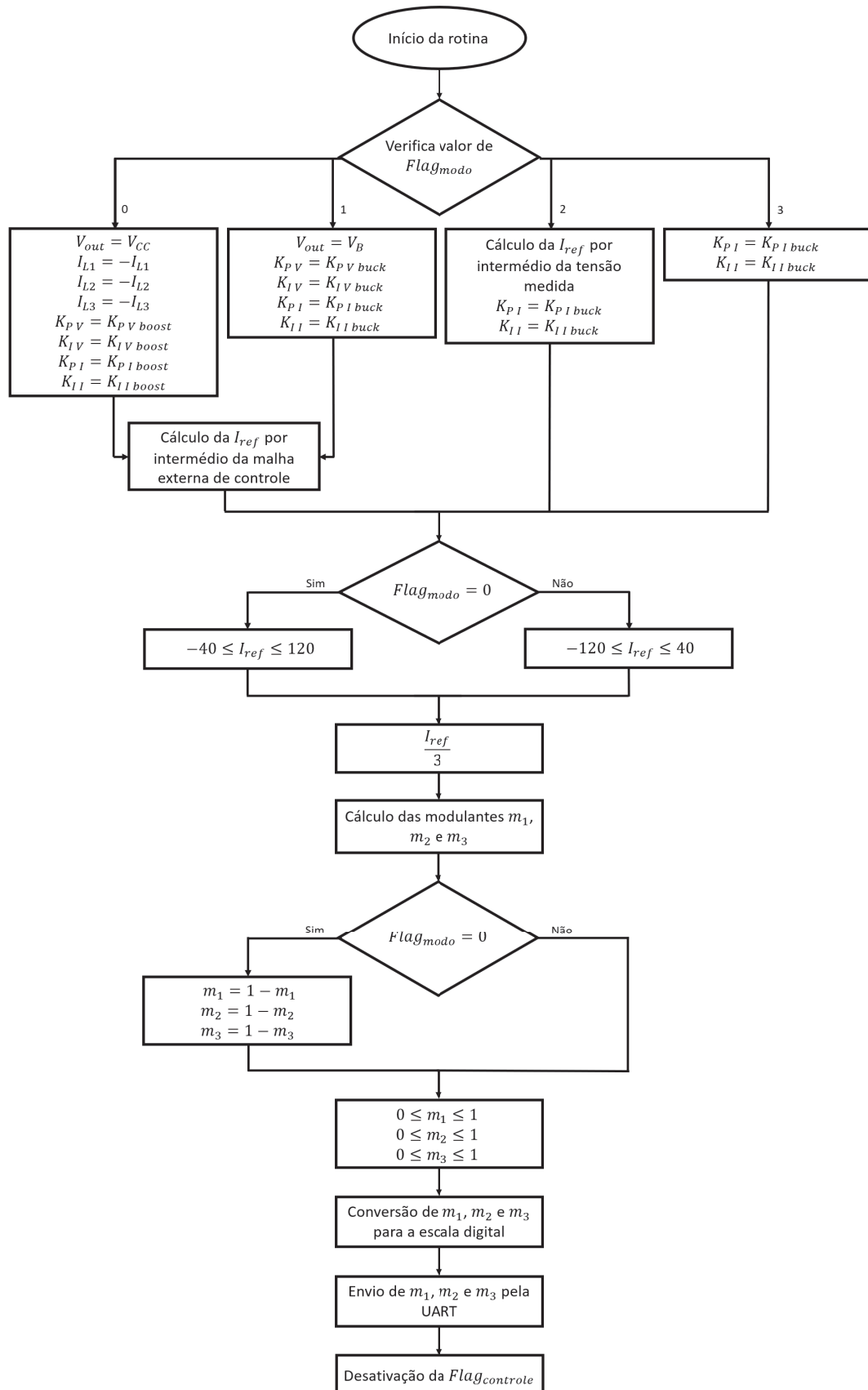
No Apêndice D é possível consultar a rotina adaptada implementada para cálculo e envio das saídas de controle.

Tabela 6 – Conversão das saídas de controle da escala real para a digital.

Variável	Escala Real	Conversão para Escala Digital
$m_{1_d}$	0 a 1	$65535 \cdot m_1$
$m_{2_d}$	0 a 1	$65535 \cdot m_2$
$m_{3_d}$	0 a 1	$65535 \cdot m_3$

Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 55 – Representação da rotina implementada para cálculo das saídas de controle no PIL.



Fonte: Elaborada pela autora.

## 5.6 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

Neste capítulo, as rotinas implementadas para controle do fluxo de potência entre o barramento e o banco de baterias no TMS320F28379D foram descritas. Inicialmente foram relatadas as configurações ajustadas nos módulos do microcontrolador para acionamento dos dispositivos semicondutores e sensoriamento das correntes e tensões. Em seguida, a rotina implementada para cálculo das saídas de controle foi apresentada, por intermédio de fluxogramas que auxiliam a compreensão da lógica de programação associada a cada modo de operação e valor de referência futuramente passados pelo sistema supervisor em atual desenvolvimento. Por fim, os procedimentos para realização da comunicação entre o *software* MATLAB-Simulink e o TMS320F28379D foram expostos, incluindo a implementação da S-Function no bloco PIL e o código implementado no microcontrolador.

## 6 RESULTADOS E DISCUSSÃO

Este capítulo apresenta os resultados obtidos em simulações computacionais e execuções das rotinas de controle implementadas no microcontrolador a fim de validar a estratégia de controle adotada para gestão de potência entre o barramento CC e o conjunto de baterias nos modos de operação híbrido e totalmente elétrico.

A Seção 6.1 aborda o desenvolvimento de simulações do conversor no *software* MATLAB-Simulink e os resultados referentes aos testes PIL, em que as malhas de controle implementadas em diagramas de blocos são substituídas por um código de controle no microcontrolador TMS320F28379D.

Na Seção 6.2 são mostradas formas de onda obtidas, por intermédio de um analisador lógico, durante a execução do código implementado no TMS320F28379D para futura conexão com o banco de ensaios em desenvolvimento no LAPHE.

### 6.1 SIMULAÇÕES E TESTES PIL

Para avaliação do comportamento do conversor e validação dos controladores projetados, simulações no *software* MATLAB/Simulink foram realizadas.

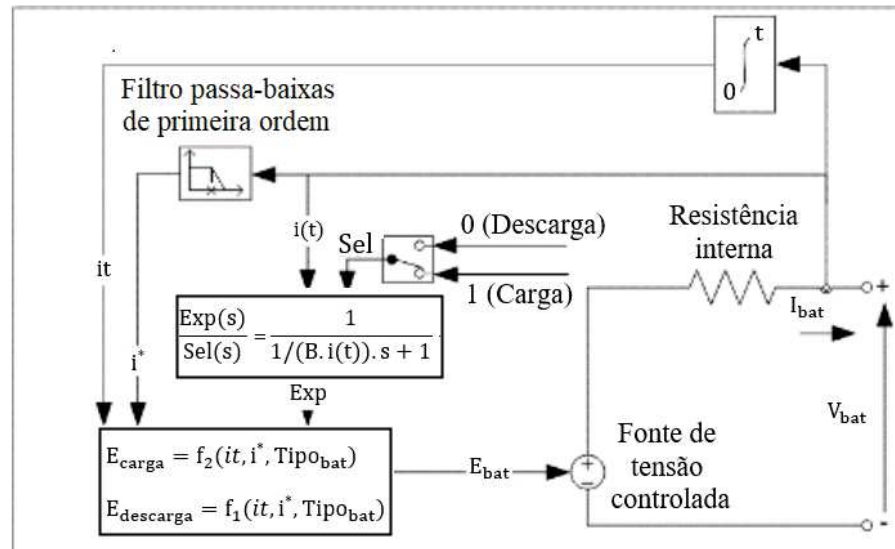
Nas simulações de ambos os modos de operação, híbrido e totalmente elétrico, o banco de baterias foi representado pelo modelo de bateria disponibilizado pela biblioteca Simscape do Simulink. Esse bloco implementa um modelo dinâmico genérico que representa os tipos mais populares de baterias recarregáveis. Dentre os tipos disponíveis, estão presentes os modelos de íon-lítio, níquel cádmio, níquel metal hidreto e chumbo ácido.

O circuito interno do bloco, ilustrado na Figura 56, consiste em uma fonte controlada em série com uma resistência interna. O modelo considera que a resistência interna é constante durante a carga ou descarga e não varia com a amplitude da corrente. A autodescarga da bateria não é representada. Para cada tipo de bateria há uma equação matemática que descreve o decaimento de tensão do sistema (MATHWORKS, 2010).

Os parâmetros do circuito interno podem ser modificados para representar um tipo específico de bateria, baseado em suas características de descarga. O modelo considera uma curva de descarga típica de três seções, conforme ilustrado na Figura 57. A primeira seção representa a queda de tensão exponencial quando a bateria é carregada. A largura da queda depende do tipo de bateria. A segunda representa a carga que pode ser extraída da bateria até que a tensão caia abaixo da tensão nominal. Por fim, a terceira representa a descarga total da bateria, quando a tensão cai rapidamente. Os parâmetros do modelo são derivados das características de descarga e as características de carga são consideradas iguais as de descarga (MATHWORKS, 2010).

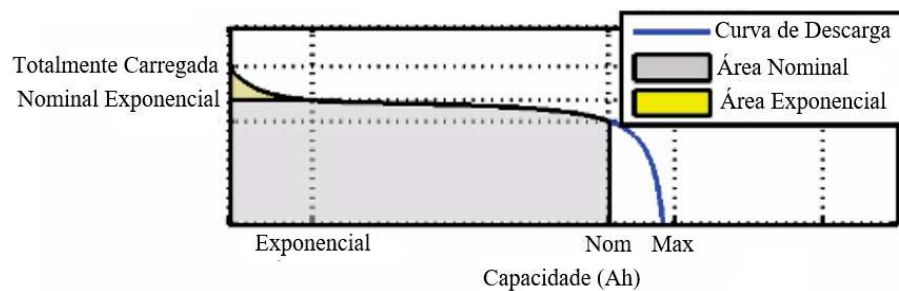
Para utilização do bloco é necessário informar o tipo de bateria, a tensão nominal

Figura 56 – Circuito equivalente do modelo de bateria.



Fonte: Adaptada de (MATHWORKS, 2010).

Figura 57 – Características típicas de descarga de uma bateria recarregável.



Fonte: Adaptada de (MATHWORKS, 2010).

( $V$ ), a capacidade nominal (Ah) e o SoC inicial (%), onde 100% indica que a bateria está totalmente carregada e 0% indica que a bateria está sem carga. Além do tempo de resposta da bateria ( $s$ ), que representa a dinâmica da tensão da bateria e pode ser observada quando uma corrente é aplicada.

Pode-se, ainda, inserir outras informações mais detalhadas da bateria, tais como:

- Capacidade máxima (Ah);
- Tensão de *cut-off* ( $V$ ): representa o final da zona linear das características de descarga;
- Tensão com a bateria totalmente carregada ( $V$ );
- Corrente nominal de descarga ( $A$ ), a qual a bateria deve ser submetida;
- Resistência interna ( $\Omega$ );



- Capacidade na tensão de *cut-off* (Ah), extraída da bateria até a sua tensão atingir o valor da tensão de *cut-off*;
- Zona exponencial (tensão, capacidade), isto é, a tensão e a capacidade correspondente ao final da zona exponencial da curva característica de descarga.

Assim, com base nos valores de especificação e curvas características fornecidos pela folha de dados do fabricante das células TSWB-LYP40AHA, os parâmetros necessários para utilização do modelo foram preenchidos. Os parâmetros do bloco relacionados com tempo tiveram sua escala alterada de maneira a possibilitar que cada segundo da simulação represente 0,1 hora (a escala de tempo é igual a 1 : 360). Essa escala de tempo permite a avaliação em tempo reduzido de uma maior gama de operações do sistema conectado ao modelo de bateria.

As informações fornecidas pela folha de dados do fabricante a respeito das células empregadas podem ser consultadas no Anexo A.

Baseado na especificação do conjunto de baterias de bancada, definiu-se os seguintes limites para o modelo de bateria empregado nas simulações:

- $20\% < SoC < 90\%$ ;
- $218,4 V < V_B < 312 V$ ;
- $-120 A < I_B < 40 A$  (3 C para descarga e 1 C para carga).

As próximas subseções descrevem as simulações executadas e os resultados obtidos, com foco em testes PIL. Em todos os cenários de avaliação, foi considerado um SoC inicial de 80% para o modelo de bateria do Simulink.

### 6.1.1 PIL do modo totalmente elétrico com a tensão do barramento CC como referência

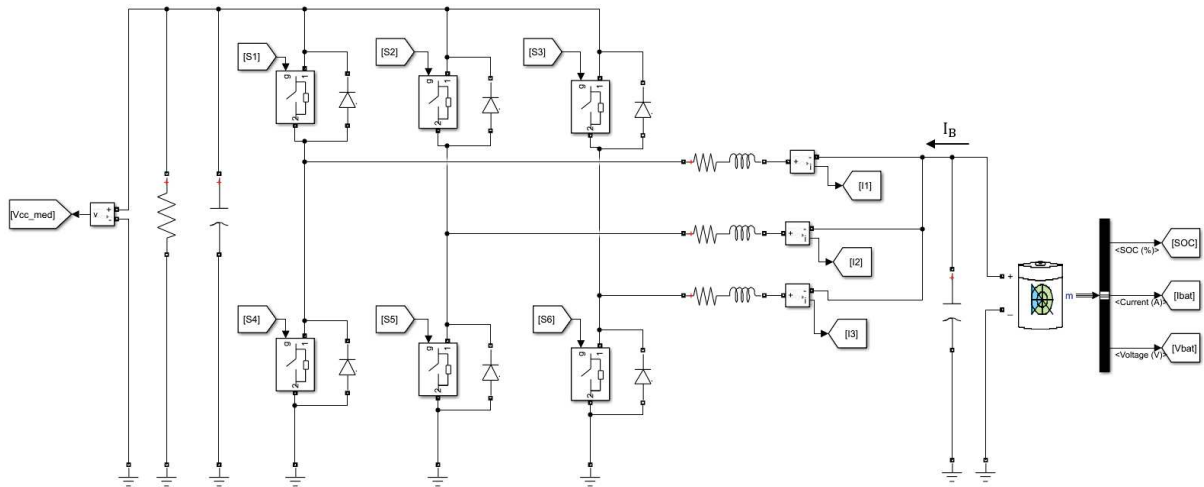
Na Figura 58, o circuito considerado para o modo de operação totalmente elétrico é apresentado.

O resistor à esquerda do circuito representa a saída do conversor, isto é, a carga solicitada ao barramento CC do sistema de propulsão. Já o modelo de bateria do Simulink representa o conjunto de baterias, conectado na entrada do conversor.

Inicialmente, uma análise a respeito do comportamento do conversor quando as saídas de controle são calculadas por meio de diagramas de blocos no Simulink e por um código embarcado no microcontrolador foi realizada.

Na primeira técnica, também conhecida como MIL (*Model-in-the-loop*), o modelo do sistema é construído e simulado totalmente em ambiente virtual. Usualmente, a modelagem

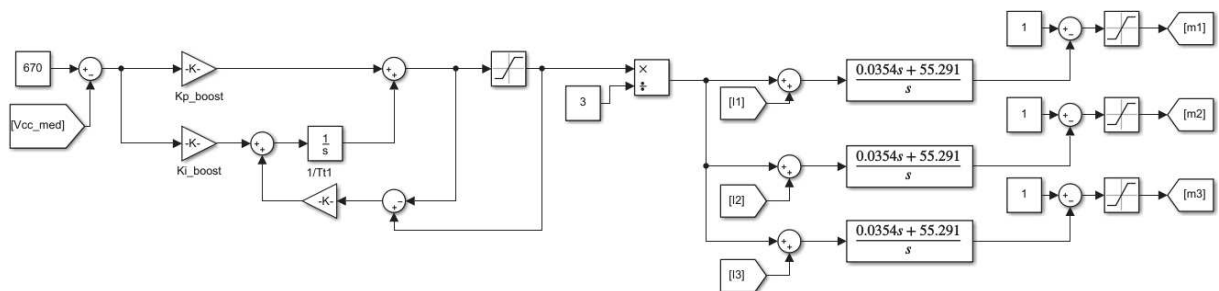
Figura 58 – Circuito de simulação do conversor CC-CC operando no modo totalmente elétrico.



Fonte: Elaborada pela autora.

matemática do sistema ocorre por diagramas de blocos em programas computacionais, que possibilitam a visualização gráfica da sua dinâmica (IRENO, 2014). O diagrama de controle por blocos implementado para o modo totalmente elétrico é mostrado na Figura 59, com a malha externa de tensão com ação *anti-windup* no integrador e as três malhas internas de corrente.

Figura 59 – Diagrama de controle simulado para o modo de operação totalmente elétrico.



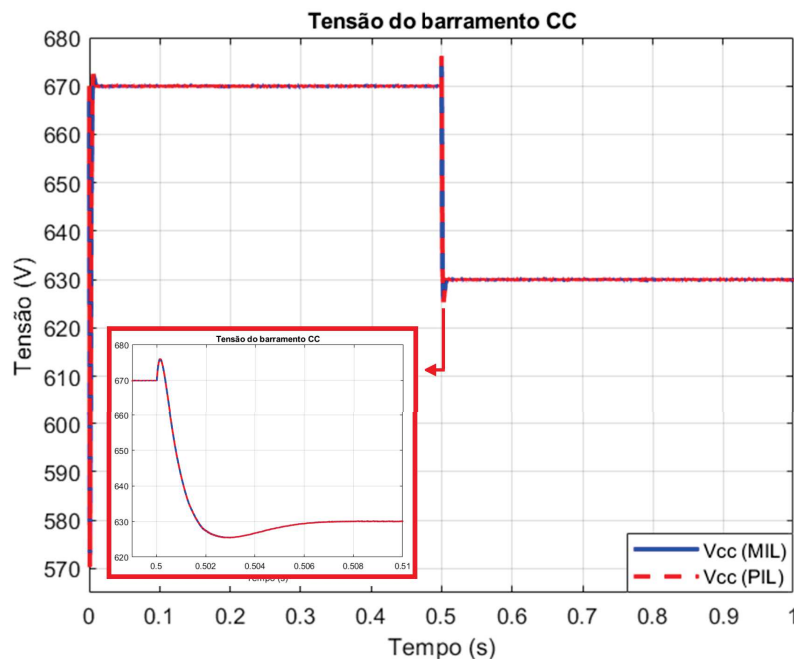
Fonte: Elaborada pela autora.

Já o teste PIL foi realizado de acordo com o detalhamento informado na Seção 5.5.

Para fins de análise, as simulações ocorreram com mesmas condições de operação, incluindo um mesmo passo-fixo e método de resolução. O tempo de simulação foi de 1 segundo, que equivale a 6 minutos de operação do conjunto de baterias. Inicialmente foi definida como referência para o barramento uma tensão de 670 V e em 0,5 s a referência foi alterada para 630 V. As simulações consideraram uma carga de 20  $\Omega$ , equivalente ao

requerimento de uma potência de aproximadamente  $22,5 \text{ kW}$ . A Figura 60 exibe a tensão do barramento CC em ambas as simulações.

Figura 60 – Operação do conversor no modo totalmente elétrico: tensão do barramento CC.



Fonte: Elaborada pela autora.

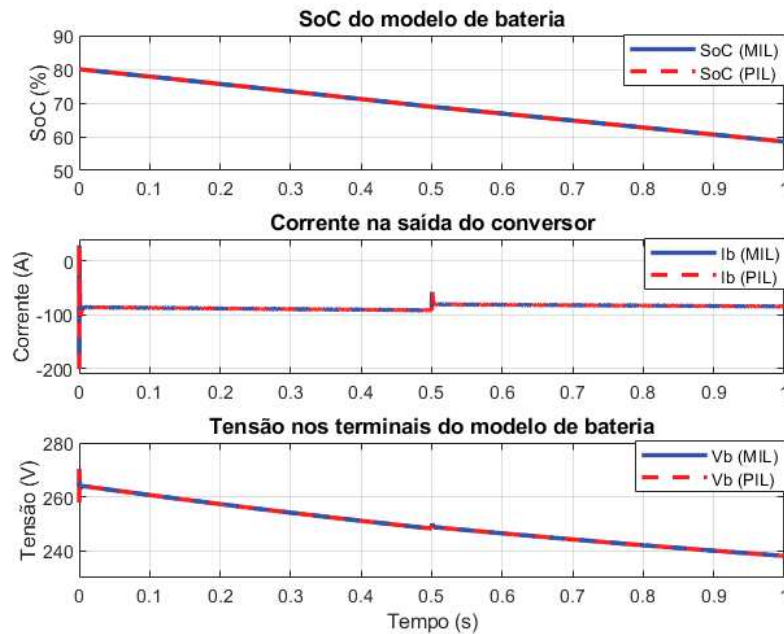
Observa-se, que nas duas técnicas, as curvas de tensão apresentaram uma dinâmica similar. No início da simulação, ocorre um transitório de inicialização causado pela condução dos interruptores antes da ação efetiva das malhas de controle. A figura também apresenta uma aproximação das curvas em torno do instante  $0,5 \text{ s}$ , quando ocorre a mudança de referência de tensão. Nota-se que o regime transitório comportou-se conforme o esperado, respeitando os valores de sobressinal e tempo de acomodação esperados.

A Figura 61 mostra que durante todo o cenário emulado, os parâmetros da bateria, isto é, SoC, corrente e tensão terminal, são mantidos dentro dos limites de operação estabelecidos. Ambas as simulações apresentaram comportamento bastante semelhante. Novamente, observa-se um transitório com níveis mais elevados no início da simulação, antes da ação efetiva dos controladores.

Uma visão detalhada da corrente da bateria é mostrada na Figura 62, onde, por intermédio de uma aproximação em torno do instante  $0,4 \text{ s}$ , pode-se verificar a distribuição equilibrada dessa corrente entre as três fases do conversor CC-CC e a redução de sua ondulação, obtida pela aplicação da técnica intercalada. Novamente, as correntes nas duas técnicas apresentaram dinâmicas muito próximas.

A fim de avaliar a dinâmica do circuito com uma pequena dispersão dos valores dos indutores, a Figura 63 apresenta as correntes do conversor reduzindo-se o valor do indutor

Figura 61 – Operação do conversor no modo totalmente elétrico: SoC, corrente e tensão terminal do modelo de bateria.



Fonte: Elaborada pela autora.

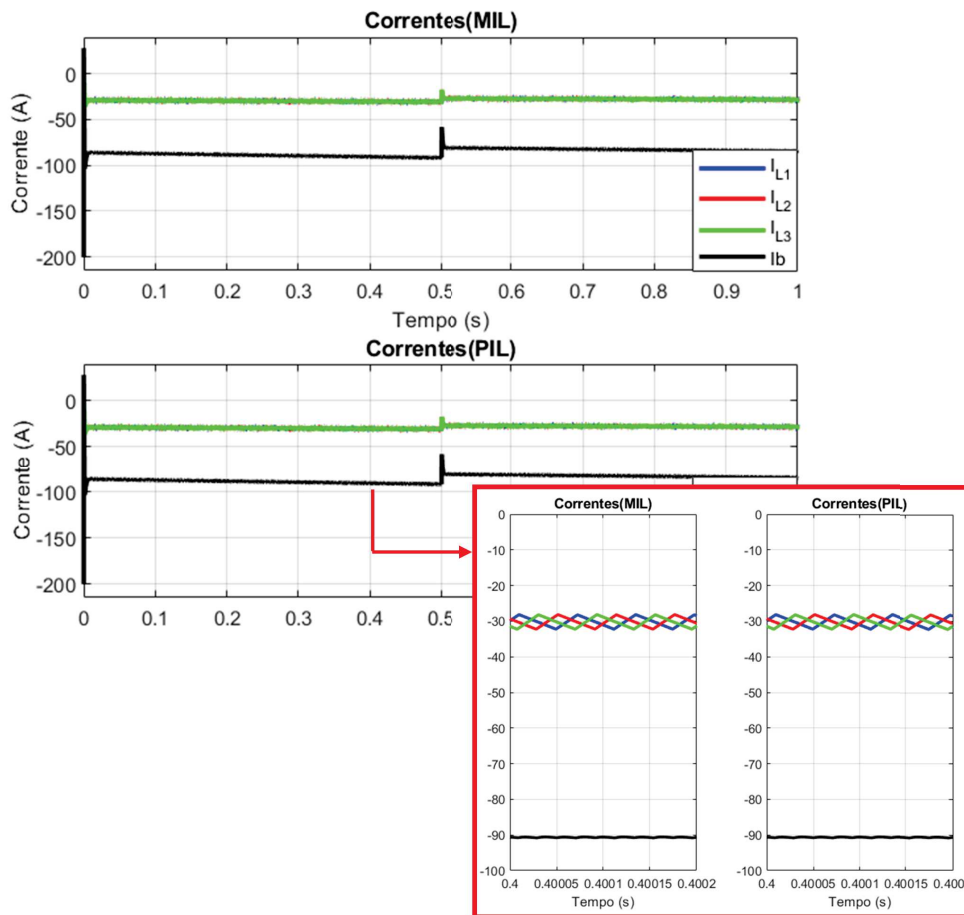
do primeiro braço em 10% e aumentando-se o valor do indutor do terceiro braço em 10%.

Nota-se que a minimização do *ripple* das correntes é menos efetiva quando utilizados indutores com valores distintos. Todavia, de forma geral, os sinais de corrente são bastantes próximos aos encontrados quando utilizados indutores com valores iguais. Assim, os controladores projetados a partir dos modelos matemáticos simplificados levantados, que consideram que os três braços do conversor possuem o mesmo valor de indutância, atende ao sistema e possibilita uma pequena dispersão entre os valores de indutância empregados, o que é importante para um ambiente real em bancada.

As simulações envolveram a troca de referência da tensão desejada para o barramento CC, com intuito de validar as malhas de controle implementadas e mostrar a similaridade de comportamento de ambas as técnicas empregadas. Pequenas diferenças podem ser observadas nos resultados das duas técnicas, devido a aproximações matemáticas na técnica PIL nos processos de conversão dos valores analógicos para digitais e vice-versa, onde se perde um pouco de resolução. Todavia, para correto acionamento do motor elétrico do sistema de propulsão, a tensão do barramento deverá ser constantemente mantida em torno de 670 V.

Dessa forma, a fim de emular um cenário mais próximo do esperado na bancada em construção no LAPHE, foi simulado uma nova hipótese utilizando somente a técnica PIL. Um perfil de demanda de energia requerido ao barramento CC pelo sistema de propulsão foi considerado. Esse perfil é referente à emulação de um ciclo de voo específico e foi

Figura 62 – Operação do conversor no modo totalmente elétrico: correntes.



Fonte: Elaborada pela autora.

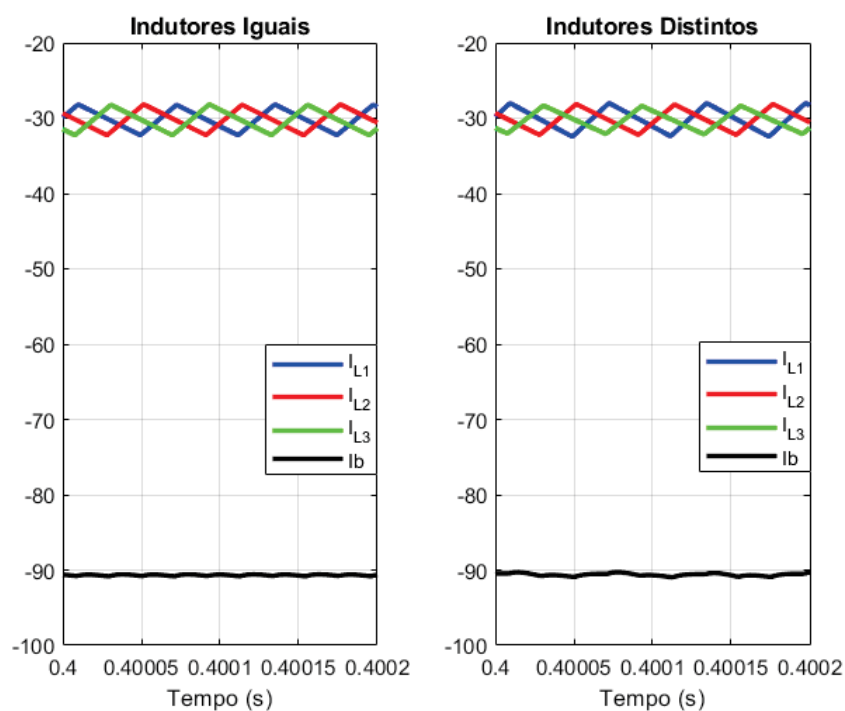
implementado por meio da conexão de uma carga de potência constante ao barramento CC. A Figura 64 mostra o perfil, que foi adaptado de (GOMES, 2021) e emula o requerimento de energia do sistema durante etapas de subida, cruzeiro e descida. A partir do instante 4,52 s até o final do perfil, emula-se também uma etapa de regeneração de energia, visando possibilitar a simulação de carregamento do conjunto de baterias nesse modo de operação.

Novamente, o tempo foi escalonado para propiciar uma simulação mais rápida do ciclo de voo, conforme detalhado no início desta seção. A simulação abrange 32 minutos de voo, equivalente a 5,33 s de simulação. Durante toda a emulação, a tensão de referência do barramento é 670 V.

A Figura 65 mostra que a estratégia de controle adotada rastreia a referência de tensão do barramento CC e a mantém em torno do valor determinado (670 V). Quando ocorre uma variação da potência requerida, a tensão sofre uma pequena oscilação, mas rapidamente volta ao valor de referência.

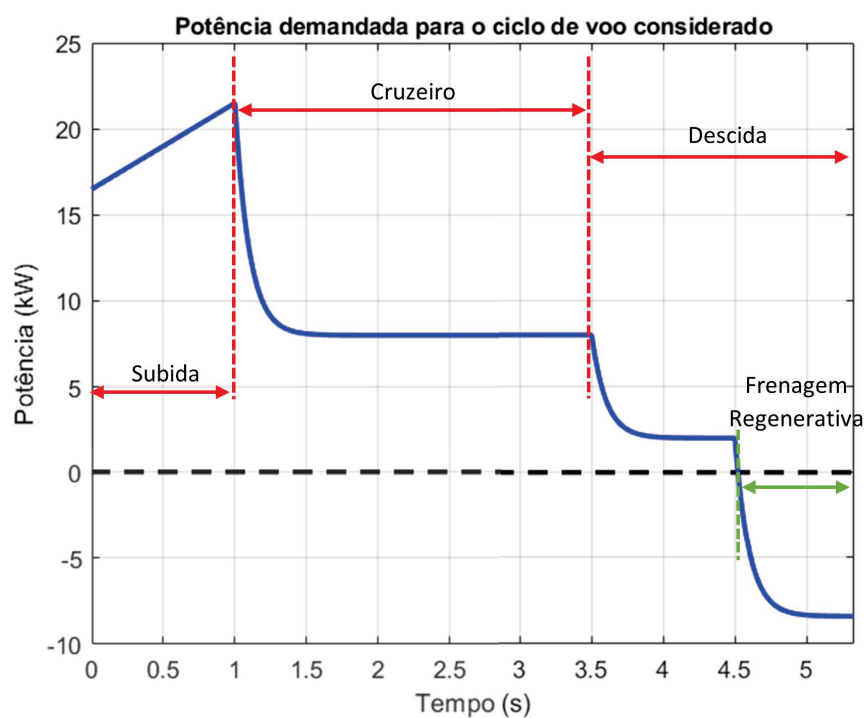
A Figura 66 mostra que durante toda a simulação o SoC, a corrente e a tensão de saída do conjunto de baterias foram mantidos dentro dos limites nominais de opera-

Figura 63 – Operação do conversor no modo totalmente elétrico: correntes com indutores iguais e distintos.



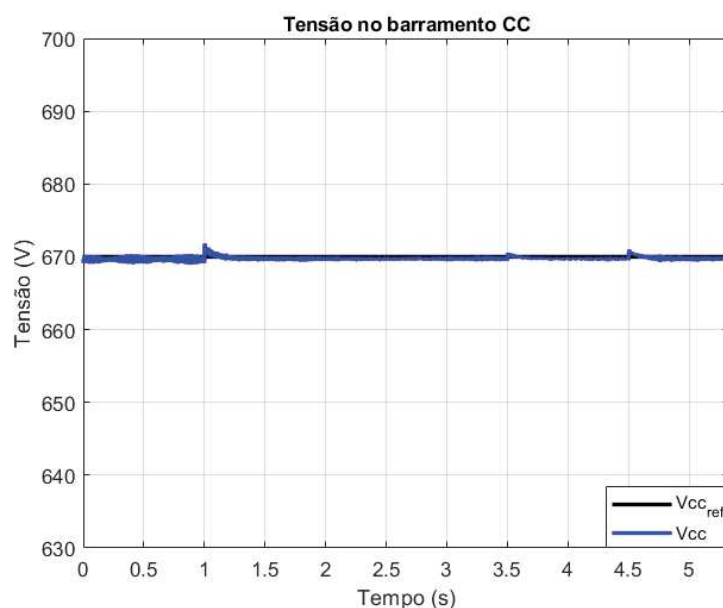
Fonte: Elaborada pela autora.

Figura 64 – Demanda de potência de propulsão considerada para a avaliação da estratégia de controle no modo totalmente elétrico (escala de tempo: 1 : 360).



Fonte: Elaborada pela autora.

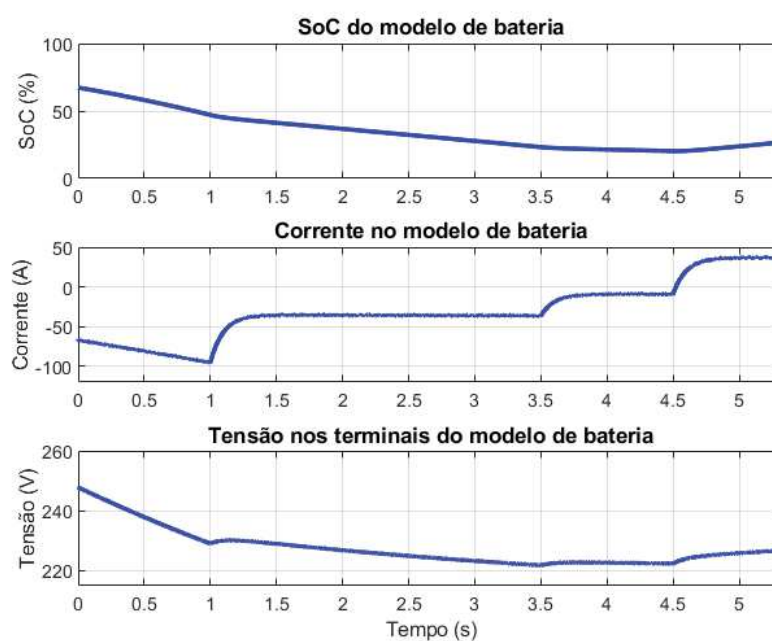
Figura 65 – Operação do conversor no modo totalmente elétrico considerando perfil de potência requerido em voo: tensão do barramento CC.



Fonte: Elaborada pela autora.

ção. Inicialmente, emulou-se um processo de descarga com o SoC do modelo de bateria decrescendo até 20,28%. A partir de 4,52 s, o modelo começa a ser carregado por conta da emulação de frenagem regenerativa e o SoC aumenta até atingir 26,9%.

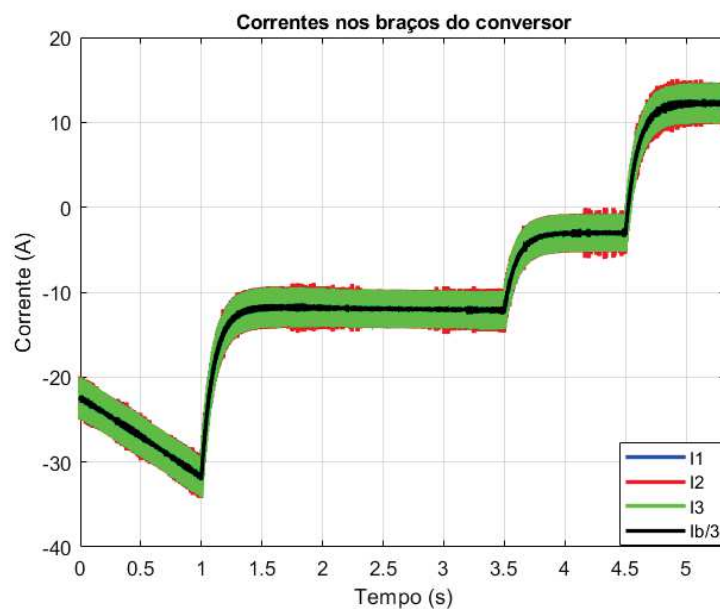
Figura 66 – Operação do conversor no modo totalmente elétrico considerando perfil de potência requerido em voo: SoC, corrente e tensão terminal do modelo de bateria.



Fonte: Elaborada pela autora.

Na Figura 67 pode-se verificar a distribuição da corrente da bateria pelos três braços do conversor. O valor médio das correntes nos três braços é bastante próximo.

Figura 67 – Operação do conversor no modo totalmente elétrico considerando perfil de potência requerido em voo: correntes nos braços do conversor.

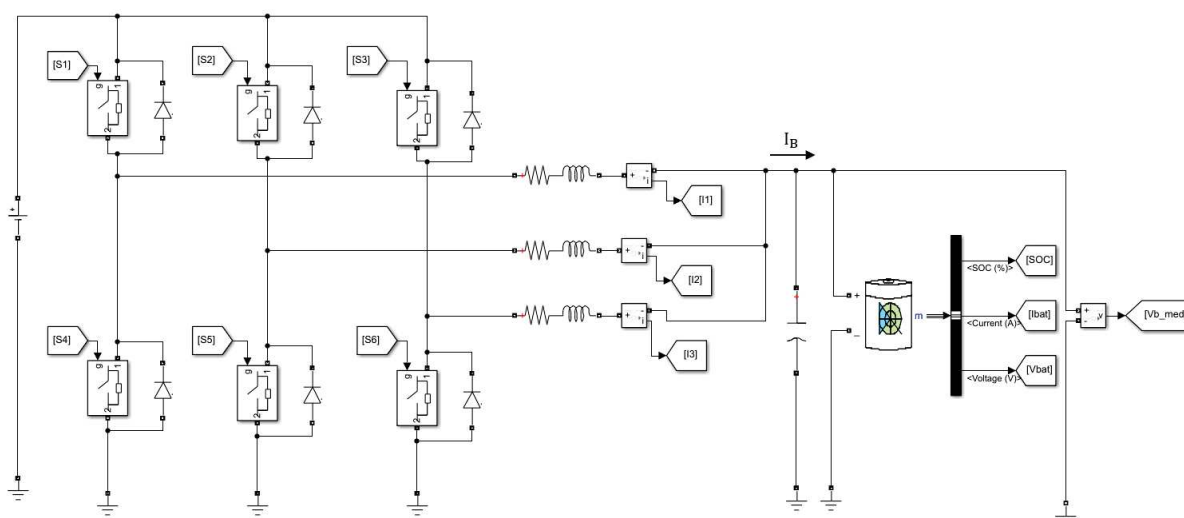


Fonte: Elaborada pela autora.

### 6.1.2 PIL do modo híbrido com referência de tensão do conjunto de baterias

Na Figura 68, o circuito considerado para o modo de operação híbrido é apresentado.

Figura 68 – Circuito de simulação do conversor CC-CC operando no modo híbrido.



Fonte: Elaborada pela autora.

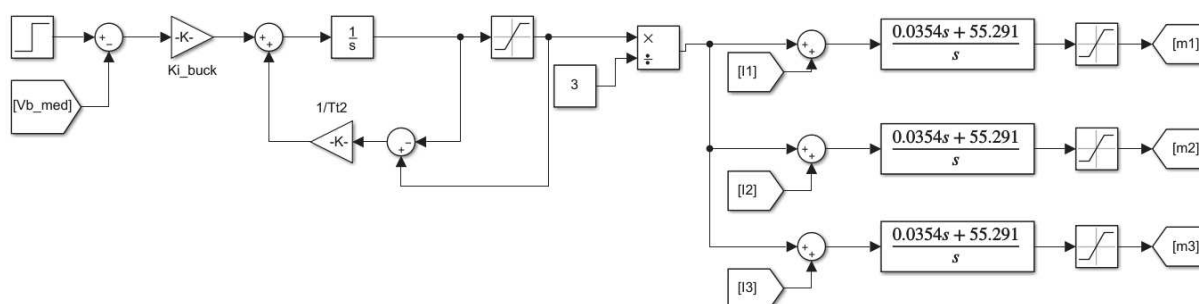


A fonte de tensão fixa, localizada à esquerda do circuito, representa a entrada do conversor operando no modo híbrido, que é conectada ao barramento CC do sistema de propulsão. Neste modo, o retificador fica responsável por manter essa tensão fixa.

Novamente, o modelo de bateria do Simulink representa o conjunto de baterias, conectado a saída do conversor.

De forma análoga ao modo totalmente elétrico, inicialmente uma análise entre as técnicas MIL e PIL foi realizada, considerando as mesmas condições de operação. A Figura 69 mostra as malhas de controle implementadas por diagrama de blocos, isto é, a malha externa de tensão com ação *anti-windup* no integrador e as três malhas internas de corrente.

Figura 69 – Diagrama de controle simulado para o modo de operação híbrido.



Fonte: Elaborada pela autora.

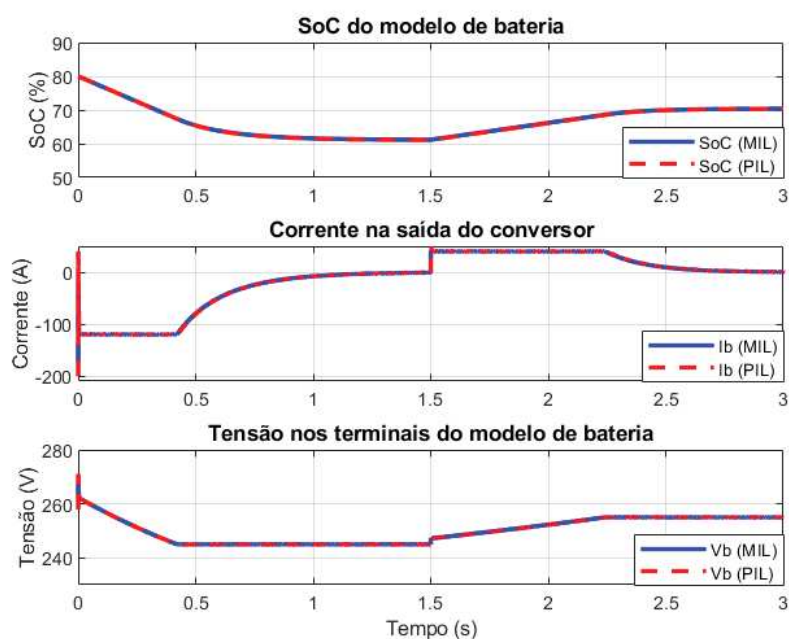
O primeiro teste realizado considerou o modo híbrido quando se passa como referência um valor de tensão desejado na saída do conjunto de baterias. Na Figura 70 pode-se verificar o comportamento do modelo de bateria durante a simulação. Nota-se que a carga e a descarga ocorreram com um perfil do tipo “corrente constante, tensão constante”.

Quando a referência definida é maior que a tensão atual do conjunto de baterias, ocorre um processo de carga. Por outro lado, quando se define uma referência menor que o valor de tensão atual, ocorre um processo de descarga do modelo de bateria.

A tensão de referência inicialmente foi definida como 245 V. Como o SoC inicial é de 80%, ocorre um processo de descarga do modelo de bateria, emulando um fornecimento de energia armazenada ao sistema de propulsão. Pode-se notar que, inicialmente, a corrente na carga permanece constante em  $-120 A$  ( $3 C$ ) até o momento em que a tensão atinge o valor pré-estabelecido. A partir desse instante, a tensão permanece constante e a corrente começa a crescer até se tornar nula.

No instante 1,5 s, com o SoC em 61,1%, a tensão de referência é alterada para 255 V. Como o valor desejado é maior que o atual da bateria, ocorre um processo de carga com taxa de carga de 1 C. Neste caso, o processo de carga ocorre com corrente constante

Figura 70 – Operação do conversor no modo híbrido: SoC, corrente e tensão terminal do modelo de bateria.



Fonte: Elaborada pela autora.

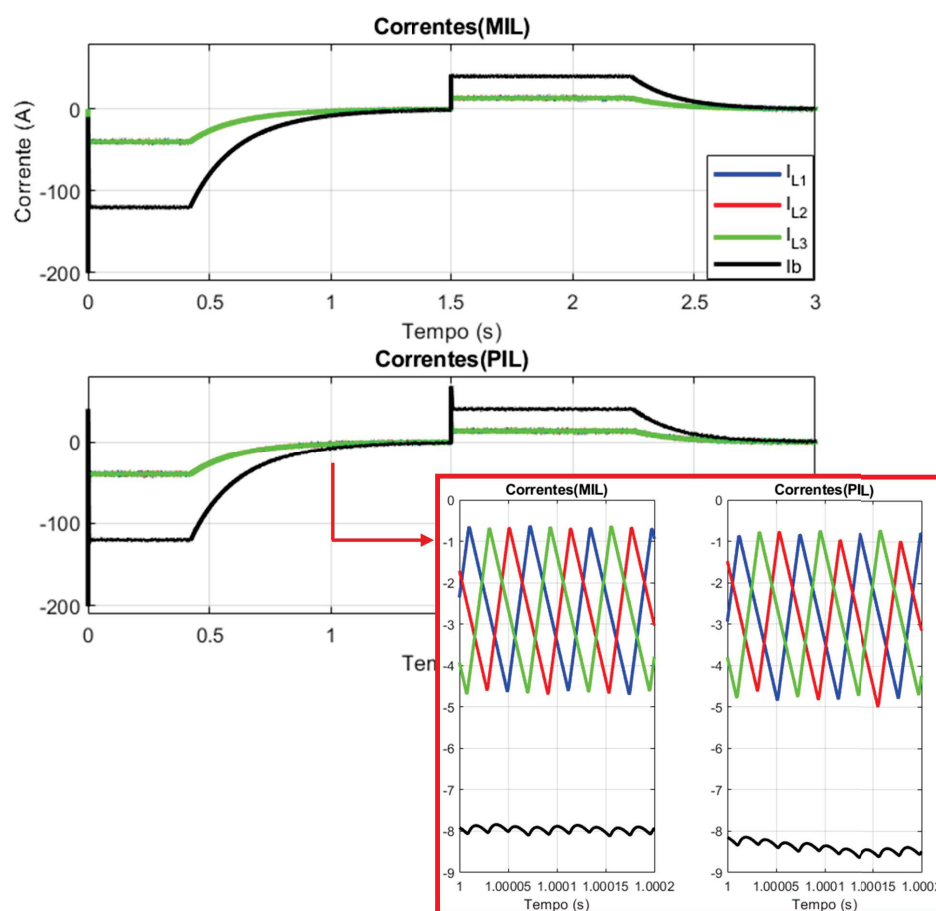
de 40 A. Uma vez atingido o valor de tensão estabelecido, a corrente começa a reduzir (em módulo) gradativamente de modo que a tensão seja mantida constante no valor de referência.

Em ambas as técnicas, o comportamento do modelo de bateria foi bastante similar com relação ao SoC, corrente e tensão. Por meio da Figura 71 pode-se verificar a distribuição balanceada da corrente na bateria entre as três fases do conversor CC-CC e a redução de sua ondulação. Na técnica PIL ocorre uma pequena diferença entre os valores médios de corrente nos três braços, causada por diferenças nas aproximações matemáticas dos processos de conversão empregados na comunicação entre o Simulink e o microcontrolador.

### 6.1.3 PIL do modo híbrido com referência de potência solicitada pelo conjunto de propulsão

Para validar a estratégia de controle proposta para o modo híbrido quando se passa uma referência de potência requerida ao conjunto de baterias, considerou-se uma operação em potência constante do turbogerador com fornecimento contínuo de 10 kW ao sistema de propulsão, conforme ilustrado na Figura 72. O perfil de potência das simulações do modo totalmente elétrico foi novamente utilizado para o motor elétrico, considerando uma demanda de voo específico com subida, cruzeiro e descida. Mais uma vez, o retificador trifásico é responsável por manter a tensão do barramento CC em seu valor nominal e o conjunto de baterias pode considerar a tensão do barramento fixa em 670 V.

Figura 71 – Operação do conversor no modo híbrido: correntes nos braços do conversor e no modelo de bateria.

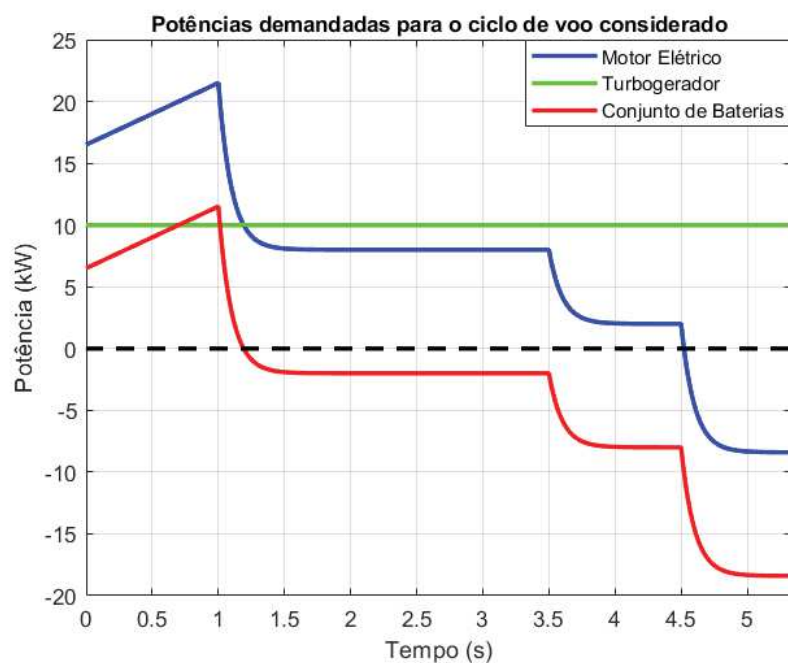


Fonte: Elaborada pela autora.

Nesse caso, quando o motor elétrico requer uma potência superior à fornecida pelo turbogerador, o conjunto de baterias deve fornecer potência ao barramento, complementando a fornecida pelo turbogerador. Todavia, quando o motor elétrico requer uma potência inferior a  $10 \text{ kW}$ , o conjunto de baterias recebe essa potência extra, sendo carregado.

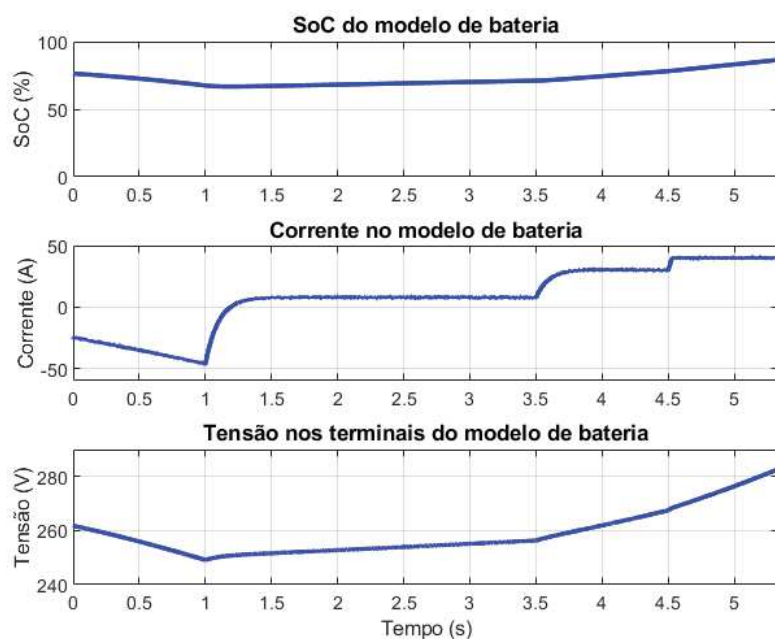
A Figura 73 apresenta o SoC, a corrente e a tensão terminal do modelo de bateria do Simulink durante a simulação. Até o instante  $1,2 \text{ s}$ , a bateria complementa a alimentação do motor elétrico, ocorrendo uma descarga do modelo de bateria e o SoC chega a um valor mínimo de  $66,8\%$ . Em seguida, a energia excedente gerada pelo turbogerador é armazenada na bateria e, a partir do instante  $4,52 \text{ s}$ , além da potência de  $10 \text{ kW}$  proveniente do turbogerador, o conjunto de baterias recebe potência fornecida pela emulação do processo de frenagem regenerativa do motor elétrico. Nesse momento, a corrente da bateria mantém-se no valor máximo permitido, referente a  $1 \text{ C}$  ( $40 \text{ A}$ ). Em  $5,33 \text{ s}$  o SoC atinge  $86,5\%$ . Durante todo o cenário emulado, a tensão de saída da bateria é mantida em seus limites de operação.

Figura 72 – Demanda de potência de propulsão considerada para a avaliação da estratégia de controle no modo híbrido (escala de tempo: 1 : 360): motor elétrico, turbogerador e conjunto de baterias.



Fonte: Elaborada pela autora.

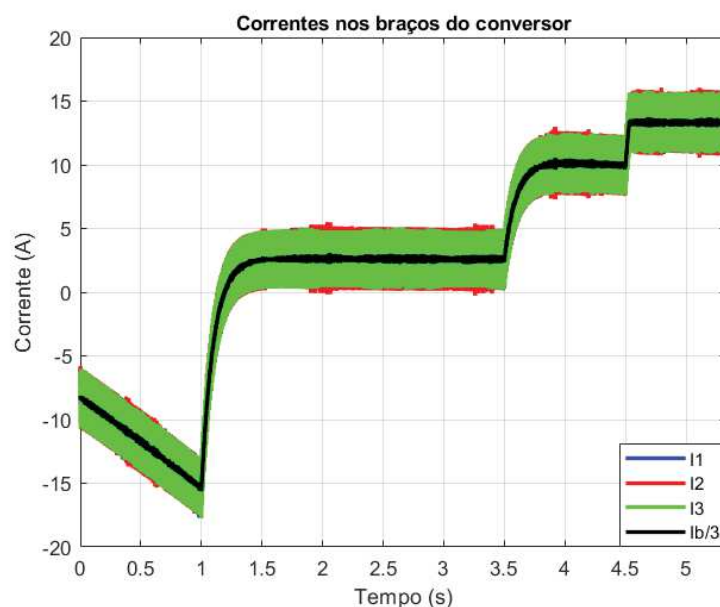
Figura 73 – Operação do conversor no modo híbrido considerando perfil de potência requerido em voo: SoC, corrente e tensão terminal do modelo de bateria.



Fonte: Elaborada pela autora.

Na Figura 74 pode-se verificar a distribuição da corrente da bateria pelos três braços do conversor. O valor médio das correntes nos três braços é bastante próximo.

Figura 74 – Operação do conversor no modo híbrido considerando perfil de potência requerido em voo: correntes nos braços do conversor.



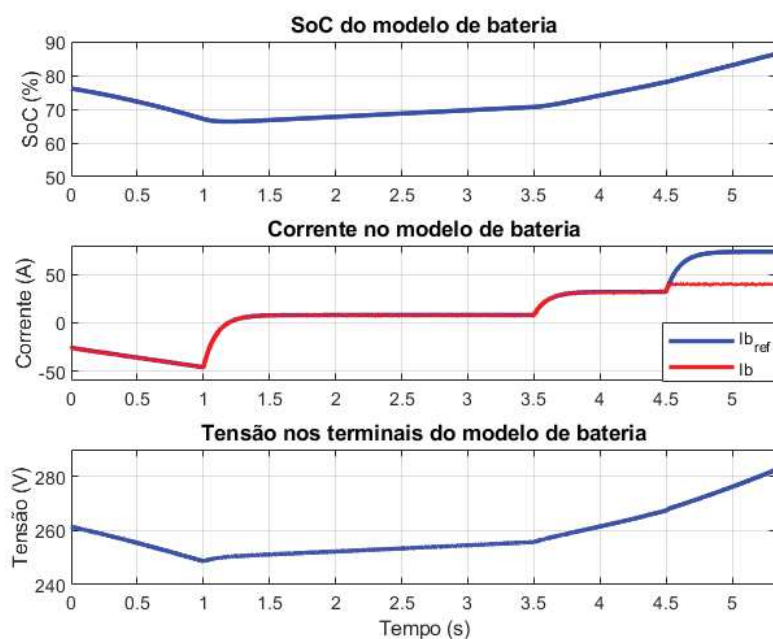
Fonte: Elaborada pela autora.

#### 6.1.4 PIL do modo híbrido com referência de corrente solicitada pelo conjunto de propulsão

A validação da estratégia de controle para o modo híbrido quando se passa um valor de corrente como referência ocorreu por meio da utilização do perfil de corrente mostrado na Figura 75. Esse perfil emula uma demanda de corrente por parte do sistema de propulsão e foi criado dividindo-se o perfil de potência apresentado na Figura 64 pelo valor da tensão nominal do conjunto de baterias (249,6 V).

Ainda na Figura 75, é possível verificar o comportamento do modelo de bateria com relação ao SoC, corrente e tensão. Até 1,2 s emulou-se um fornecimento de corrente para o barramento, acarretando a descarga do banco. E, depois, simulou-se um processo de armazenamento de energia no conjunto de baterias. Pode-se notar que o SoC e a tensão terminal se mantiveram dentro dos limites estabelecidos durante toda a simulação. A partir do instante 4,52 s, a corrente trabalhou de maneira saturada. Apesar da corrente passada como referência solicitar um valor superior a operação de 1 C, valor estabelecido como limite para o processo de carga, a corrente não passou de 40 A, respeitando os limites de operação.

Figura 75 – Operação do conversor no modo híbrido considerando perfil de corrente requerido em voo: SoC, corrente e tensão terminal do modelo de bateria.



Fonte: Elaborada pela autora.

## 6.2 RESULTADOS DA ROTINA EMBARCADA PARA CONEXÃO COM O BANCO DE ENSAIOS

Essa seção disponibiliza resultados obtidos por intermédio de um analisador lógico (Saleae Logic 16) com o intuito de validar as configurações dos periféricos necessários e rotinas implementadas no microcontrolador TMS320F28379D para futura conexão física com o banco de ensaios em construção na UFJF.

O conversor CC-CC bidirecional intercalado é composto por três braços, cada qual com dois dispositivos semicondutores. A Figura 76 apresenta os sinais das saídas PWM - PWM1x, PWM2x e PWM3x - do microcontrolador, para acionamento dos IGBTs. É considerado um ciclo de trabalho de 50%, sendo possível observar os sinais de saída e seus complementares. Quando PWMxA está em nível alto, PWMxB está em nível baixo e vice-versa. Nota-se, ainda, que a comutação foi habilitada para ocorrer com uma frequência de 16  $kHz$  e com uma defasagem de  $120^\circ$  elétricos entre os braços.

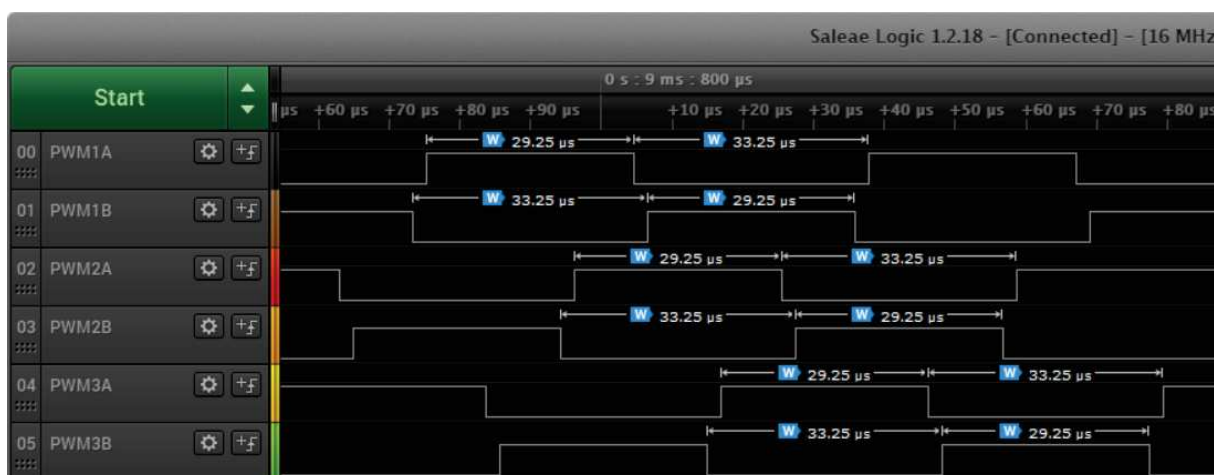
Figura 76 – Sinais PWM com razão cíclica de 50% e frequência de 16 kHz.



Fonte: Elaborada pela autora.

A fim de evitar que os dispositivos interruptores complementares estejam simultaneamente em estado de condução, o que provocaria curto-circuito momentâneo, foi determinado um tempo morto de  $1 \mu\text{s}$  nas transições de estados dos IGBTs, que pode ser visualizado na Figura 77. Esse tempo morto representa 1,6% do tempo relativo a frequência de comutação escolhida ( $16 \text{ kHz}$ ).

Figura 77 – Sinais PWM configurados com tempo morto de  $1 \mu\text{s}$ .



Fonte: Elaborada pela autora.

Para o correto funcionamento do controle implementado, é fundamental que as saídas dos controladores sejam atualizadas antes da próxima transição de estado dos dispositivos semicondutores. Visando verificar o tempo dispendido entre o instante inicial



de leitura das variáveis e o instante final de determinação das modulantes, um pino de saída digital do periférico GPIO foi colocado em nível alto na interrupção que altera o valor da  $flag_{controle}$ , invocando a rotina de controle, e alterado para nível baixo ao término da execução desta rotina. A Figura 78 mostra que o tempo dispendido pelo microcontrolador com a rotina é de aproximadamente  $2,125 \mu s$  no modo de operação totalmente elétrico, tempo adequado para uma comutação com frequência de  $16 kHz$ . O tempo foi verificado para esse modo de operação pelo fato de ser a opção que possui mais etapas para o cálculo das saídas de controle.

Figura 78 – Tempo dispendido na rotina de leitura das variáveis e cálculo das saídas de controle no modo de operação *boost*.



Fonte: Elaborada pela autora.

A rotina é invocada após a conversão dos sinais de corrente, que ocorre com uma frequência de  $16 kHz$ . Na Figura 78 pode-se notar, que o período para a chamada da rotina é variável e depende do tempo dispendido nas conversões.

### 6.3 SUMÁRIO DO CAPÍTULO

Foram expostos neste capítulo os resultados obtidos em simulações realizadas no *software* MATLAB-Simulink para validação da estratégia proposta para controle do conversor CC-CC bidirecional. Inicialmente, investigou-se o comportamento do sistema no modo totalmente elétrico. Uma comparação entre as respostas obtidas com o cálculo das modulantes por meio de diagramas de blocos montados no próprio Simulink e por intermédio de uma rotina de controle implementada no microcontrolador TMS320F28379D foi apresentada. Visando emular um cenário mais próximo do esperado na bancada em construção, um teste envolvendo um perfil de demanda de potência requerida ao barramento CC também foi realizado com a técnica PIL. Nesse caso, a referência de tensão foi constantemente mantida no valor nominal estabelecido para acionamento do motor elétrico.

Subsequentemente, o comportamento do sistema operando no modo de operação híbrido foi apresentado. Nesse modo, o retificador trifásico conectado ao turbogerador é responsável por manter a tensão do barramento fixa. A saída do conversor é conectada aos terminais do conjunto de baterias, o que possibilita a existência de três possíveis opções de referência. Pode-se definir um valor de tensão terminal, potência ou corrente desejado



para o modelo de bateria. O primeiro teste possibilitou avaliar a dinâmica do sistema quando se passa um valor de tensão terminal como referência. O ensaio ocorreu com a utilização das técnicas MIL e PIL e os processos de carga e descarga ocorrem com um perfil do tipo “corrente constante, tensão constante”. Em seguida, foram apresentados resultados de testes PIL considerando como referência valores de potência ou corrente solicitados ao conjunto de baterias.

Os resultados possibilitam verificar que a rotina embarcada fornece uma resposta satisfatoriamente próxima a proporcionada pelas malhas de controle implementadas no Simulink. E que a estratégia proposta é capaz de rastrear corretamente valores de referência, propiciando injeção e extração de potência do modelo de bateria de forma adequada.

Um ponto importante observado nos sinais de corrente é um elevado sobressinal no início das simulações, antes da ação efetiva dos controladores. Os altos níveis de corrente podem ser prejudiciais para os componentes que compõem o conversor em bancada. Por isso, sugere-se uma análise futura desse ponto crítico em bancada a fim de empregar uma técnica de partida suave que possibilite uma redução dos níveis de corrente nos instantes iniciais de partida.

Por fim, foram obtidos os sinais de controle do microcontrolador durante a execução do programa embarcado e que será responsável pelo acionamento do conversor. Pode-se verificar que as saídas do módulo PWM estão corretamente configuradas para acionamento do conversor e que a rotina de controle ocorre em um tempo inferior ao período de comutação.

## 7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho propôs uma estratégia de controle para gestão do fluxo de potência de um sistema de armazenamento de energia pertencente a um banco de ensaios, em construção no LAPHE da UFJF, voltado à propulsão híbrido-elétrica aeronáutica.

Inicialmente realizou-se uma revisão de literatura dos principais conceitos necessários para a compreensão do trabalho desenvolvido. As discussões a respeito de sistemas de propulsão híbridos, baterias utilizadas em VHEs e conversores CC-CC bidirecionais empregados em sistemas de armazenamento de energia ajudaram a nortear os elementos que compõem a proposta dissertada.

Em seguida, o sistema de propulsão aeronáutica foi apresentado, com uma descrição do seu funcionamento e principais partes. Os três subsistemas, que compõem o banco de ensaios, foram resumidamente detalhados, incluindo o subsistema de armazenamento, foco deste trabalho.

Após o detalhamento das etapas de modelagem e controle do conversor CC-CC bidirecional empregado e apresentação da estratégia de controle proposta, as rotinas implementadas para controle do fluxo de potência entre o barramento e o banco de baterias no TMS320F28379D foram descritas. Por fim, os procedimentos para realização da co-simulação entre o *software* MATLAB-Simulink e o TMS320F28379D, a fim de validar a estratégia proposta, foram expostos, incluindo a implementação da S-Function no bloco PIL e o código implementado no microcontrolador.

Apesar da impossibilidade de testar experimentalmente o código implementado para controle do conversor, em decorrência da pandemia da COVID-19, os resultados capturados com um analisador lógico mostraram que o programa embarcado demonstra-se corretamente configurado. Complementarmente, a adaptação do código de controle para realização de testes PIL permitiu validar a rotina para determinação das modulantes do conversor. As simulações consideraram diferentes condições de operação, proporcionando ao sistema supervisorio uma gama de opções para determinação das referências de controle.

A partir dos resultados obtidos foi possível verificar que a estratégia de controle proposta atende o subsistema do banco de ensaios sob estudo de maneira efetiva, sendo capaz de gerir o fluxo de potência entre o conjunto de baterias e o barramento CC.

### 7.1 TRABALHOS FUTUROS

Como propostas e sugestões para desenvolvimentos futuros propõe-se:

- i.* Utilização de um perfil de potência com maior grau de realismo para uma dada condição de voo;

- ii.* Realização de simulações que possibilitem a investigação do comportamento do subsistema de armazenamento quando integrado com os demais subsistemas do banco de ensaios;
- iii.* Avaliação da troca da comunicação serial via dispositivo UART entre o Simulink e o TMS320F28379D por outro protocolo de maior velocidade de transmissão, como o USB;
- iv.* Implementação da técnica HIL;
- v.* Implementação prática do subsistema de armazenamento de energia no LAPHE;
- vi.* Investigação do comportamento do subsistema quando controlado pela rotina embarcada no TMS320F28379D, por intermédio da realização de testes práticos em bancada;
- vii.* Aperfeiçoamento do projeto dos controladores, utilizando técnicas que melhor atendam ao sistema real na bancada;
- viii.* Implementação de uma técnica de partida suave para melhorar o transitório das correntes antes da ação efetiva dos controladores;
- ix.* Investigação da operação do sistema quando coordenado pelo sistema supervisor.

## REFERÊNCIAS

- BALDASSI, M. M. H. Controle de conversor cc-cc multifásico bidirecional em corrente não isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos leves. In: . Joinville: Universidade do Estado de Santa Catarina, 2015.
- BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas**. Florianópolis: [s.n.], 2007.
- BARBI, I. **Modelagem de Conversores CC-CC Empregando Modelo Médio em Espaço de Estados**. [S.l.: s.n.], 2015.
- BERMUDEZ-RODRÌGUEZ, T.; CONSONI, F. L. Uma abordagem da dinâmica do desenvolvimento científico e tecnológico das baterias lítio-íon para veículos elétricos. **Revista Brasileira de Inovação**, 2020. ISSN 2178-2822.
- BRAVO, G. M.; PRALIYEV, N.; VERESS Árpád. Performance analysis of hybrid electric and distributed propulsion system applied on a light aircraft. **Energy - ELSEVIER**, 2021.
- BROSLER, R. O. **Controlador PID Utilizando Microcontrolador PIC**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual Paulista, 2014.
- CASTRO, B. H. R. de; FERREIRA, T. T. Veículos elétricos: aspectos básicos, perspectivas e oportunidades. v. 32, p. 267–310, 2010.
- CHAN, C. C.; BOUSCAYROL, A.; CHEN, K. Electric, hybrid, and fuel-cell vehicles: Architectures and modeling. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 59, n. 2, p. 589–598, 2010.
- CHIRKIN, V. G.; KHRIPACH, N. A.; SHUSTROV, F. A.; TATARNIKOV, A. P. Review on dc-dc power converter topologies and control technics for hybrid storage systems. **International Journal of Mechanical Engineering and Technology (IJMET)**, v. 9, 2018. ISSN 0976-6359.
- CORPORATION, C. T. **C30**. 2020. Disponível em: <<https://www.capstoneturbine.com/products/c30>>. Acesso em: 16 de fevereiro de 2021.
- CORPORATION, C. T. C30 microturbine data sheet. In: . [s.n.], 2020. Disponível em: <[https://d1io3yog0oux5.cloudfront.net/\\_c2d03244fed5f1f4d2ee455d24524336/capstone\\_turbine/db/235/9432/file/C30+High+Pressure+Natural+Gas.pdf](https://d1io3yog0oux5.cloudfront.net/_c2d03244fed5f1f4d2ee455d24524336/capstone_turbine/db/235/9432/file/C30+High+Pressure+Natural+Gas.pdf)>.
- COUTINHO, H. V.; AZEVEDO, D.; MAIA, T. A. C. Dimensionamento e arranjo de baterias em um sistema de propulsão aeronáutica e as tendências para o futuro. Anais do XXIII Congresso Brasileiro de Automática, 2020.
- DAMASCENO, A. de C. H. **Controle Preditivo de Corrente Aplicado a um Controlador de Carga de Baterias Baseado em Conversor CC-CC Bidirecional**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2008.
- DEL PIZZO, A.; DI NOIA, L. P.; MARULO, F. Design considerations on energy storage system for electric aircraft propulsion. **AEIT International Annual Conference (AEIT)**, p. 1–6, 2016.

DEUS, F. R. A. de. Estudo comparativo entre técnicas de controle aplicadas em um conversor buck. In: . João Monlevade: Universidade Federal de Ouro Preto, 2018.

EMADI, A.; LEE, Y. J.; RAJASHEKARA, K. Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 55, n. 6, p. 2237–2245, 2008.

EMADI, A.; RAJASHEKARA, K.; WILLIAMSON, S. S.; LUKIC, S. M. Topological overview of hybrid electric and fuel cell vehicular power system architectures and configurations. **IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY**, v. 54, n. 3, p. 763–770, 2005.

EMRAX. **Manual for EMRAX Motors / Generators**. 2020. Disponível em: <<https://emrax.com/e-motors/emrax-228/>>. Acesso em: 17 de fevereiro de 2021.

ERKKINEN, T.; CONRAD, M. Verification, validation, and test with model-based design. Commercial Vehicle Engineering Congress Exhibition, 2008.

ESIN, E. **Vision-aided Landing for Fixed Wing Unmanned Aerial Vehicle**. Dissertação (Master of Science) — Middle East Technical University, 2016.

FERREIRA, A. I. O. **Energy Management and Control in Hybrid Aircraft with Energy Storage**. Dissertação (Master of Science) — Universidade de Lisboa, 2019.

FERRO, J. L.; BARBI, I. Carregador de baterias de Íon-lítio para veículos elétricos integrado a geração fotovoltaica. VII Congresso Brasileiro de Energia Solar, Gramado, 2018.

FRIEDRICH, C.; ROBERTSON, P. A. Hybrid-electric propulsion for aircraft. **Journal of Aircraft**, p. 176–189, 2015.

FRIEDRICH, C.; ROBERTSON, P. A. Hybrid-electric propulsion for automotive and aviation applications. **CEAS Aeronautical Journal**, v. 54, n. 3, p. 279–290, 2015.

FUGARO, F.; PALMIERI, M.; CASCELLA, G. L.; CUPERTINO, F. Aeronautical hybrid propulsion for more electric aircraft: a case of study. **2018 AEIT International Annual Conference**, p. 1–6, 2018.

GOMES, O. R. **Modelagem e Controle para Acionamento de uma Máquina Síncrona para Propulsão Elétrica de Aeronaves**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Juiz de Fora, 2021.

INSTRUMENTS, T. **Code Composer Studio (CCS) Integrated Development Environment (IDE)**. 2016. Disponível em: <<https://www.ti.com/tool/CCSTUDIO>>. Acesso em: 22 de fevereiro de 2021.

INSTRUMENTS, T. **LAUNCHXL-F28379D**. 2017. Disponível em: <<https://www.ti.com/tool/LAUNCHXL-F28379D>>. Acesso em: 22 de fevereiro de 2021.

INSTRUMENTS, T. **Technical Reference Manual - TMS320F2837xD Dual-Core Delfino Microcontrollers**. 2019. Disponível em: <<https://www.ti.com/lit/ug/spruhm8h/spruhm8h.pdf>>. Acesso em: 06 janeiro 2021.

INSTRUMENTS, T. **AMC1306E05**. 2020. Disponível em: <<https://www.ti.com/product/AMC1306E05>>. Acesso em: 19 de fevereiro de 2021.

INSTRUMENTS, T. Amc1306x small, high-precision, reinforced isolated delta-sigma modulators with high cmti. In: . [s.n.], 2020. Disponível em: <[https://www.ti.com/lit/ds/symlink/amc1306m25.pdf?ts=1613725341343&ref\\_url=https%2F%2Fwww.google.com%2F](https://www.ti.com/lit/ds/symlink/amc1306m25.pdf?ts=1613725341343&ref_url=https%2F%2Fwww.google.com%2F)>.

IRENO, T. S. de M. Aplicação da metodologia model-based design no projeto e teste de sistemas de controle. In: . Ouro Preto: Universidade Federal de Ouro Preto, 2014.

JUNIOR, J. R. X. dos S. Compartivo entre os dsp's tms320f2812 e tms320f28335. In: . Fortaleza: Universidade Federal do Ceará, 2011.

(LEM), L. E. M. Current transducer cksr series. In: . [s.n.], 2015. Disponível em: <[https://www.lem.com/sites/default/files/products\\_datasheets/cksr\\_series.pdf](https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/cksr_series.pdf)>.

MADEIRAS, A. J. C. **Utilização de uma flywheel como sistema de armazenamento de energia para veículos elétricos/híbridos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade da Beira Interior, 2015.

MARTINS, D. J. D. Controle de acionamento do motor brushless ac para aplicação em veículos elétricos com frenagem regenerativa. In: . João Monlevade: Universidade Federal de Ouro Preto, 2015.

MARTINS, L. M. P.; OLIVEIRA, D. P. S. D.; SILVA, R.; VIEGAS, H. M. C.; BÔAS, R. C. V. **Valorização de pegmatitos litíferos**. [S.l.: s.n.], 2011. ISSN 978-989-675-016-9.

MATHWORKS. **Battery**. 2010. Disponível em: <[https://www.mathworks.com/help/p\\_hysmod/sps/powersys/ref/battery.html](https://www.mathworks.com/help/p_hysmod/sps/powersys/ref/battery.html)>. Acesso em: 08 de maio de 2021.

MATHWORKS, I. T. **Developing S-Functions**. 2020. Disponível em: <[www.mathworks.com/help/pdf\\_doc/simulink/sfun.pdf](http://www.mathworks.com/help/pdf_doc/simulink/sfun.pdf)>. Acesso em: 09 de fevereiro de 2021.

MATOS, A. F. F. **Desenvolvimento de Barramento CC para carro eléctrico**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Porto, 2011.

MAYER, R. **Conversor Cc-Cc Multifásico Bidirecional em Corrente Não Isolado Aplicado a Sistemas Elétricos de Tração de Veículos Elétricos e Híbridos Leves**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Regional de Blumenau, 2014.

MAYER, R. **Conversores CCCC Bidirecionais Intercalados Aplicados a Bordo de Veículos Elétricos**. Dissertação (Doutorado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2019.

MELO, R. R. D.; TOFOLI, F. L.; DAHER, S.; ANTUNES, F. L. M. Interleaved bidirectional dc–dc converter for electric vehicle applications based on multiple energy storage devices. **Electrical Engineering**, p. 1–13, 2020.

MELO, R. R. de. **Conversor CC-CC Bidirecional Intercalado Aplicado a Supercapacitores para Veículos Elétricos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2014.

MINA, J.; FLORES, Z.; LÓPEZ, E.; PÉREZ, A.; CALLEJA, J.-H. Processor-in-the-loop and hardware-in-the-loop simulation of electric systems based in fpga. 13th International Conference on Power Electronics (CIEP), 2016.

MISRA, A. Energy storage for electrified aircraft: The need for better batteries, fuel cells and supercapacitors. IEEE Electrification Magazine, p. 54–61, 2018.

ORGANIZATIONS, W. H. **Coronavirus Disease (COVID-19) Pandemic**. 2019. Disponível em: <<https://www.who.int/emergencies/diseases/novel-coronavirus-2019>>. Acesso em: 14 de fevereiro de 2021.

POLANCZYK, C. S. Projeto e simulação de controlador de carga para um sistema de alimentação fotovoltaica para instrumentos industriais. In: . Belo Horizonte: Universidade Federal de Minas Gerais, 2017.

POMILIO, J. A. **Fontes Chaveadas**. Campinas: Publicação FEEC 13/95, 2018.

QUEIROZ, F. V. S. **Conversor CC-CC Bidirecional de Alto Ganho para Carregamento de Baterias em uma Nanorrede CC de Prossumidor Residencial**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2019.

RIBEIRO, A. do N. **Desenvolvimento de um Sistema de Acionamento e Monitoramento para Motor Elétrico em Sistema Híbrido**. Dissertação (Mestrado) — Universidade de Brasília, 2020.

RODRIGUES, M. C. B. P.; OLIVEIRA, J. G.; FERREIRA, A. A.; BARBOSA, P. G.; BRAGA, H. A. Conexão de veículos elétricos à rede de energia elétrica para recarga de baterias: uma visão geral. **Revista Eletrônica de Potência**, v. 19, n. 2, p. 194–207, 2014.

ROSA, V. da C. Projeto e implementação de um transdutor sigma-delta térmico linear. In: . Salvador: Universidade Federal da Bahia, 2009.

SANTOS, C. A. L. dos. Baterias de íons lítio para veículos elétricos. **Revista IPT | Tecnologia e Inovação**, v. 2, n. 9, 2018.

SCIENCE, E. a. M. The National Academies of. **Commercial Aircraft Propulsion and Energy Systems Research: Reducing Global Carbon Emissions**. [S.l.: s.n.], 2016.

SEMIKRON. **SKiiP39AC12F4V19**. 2016. Disponível em: <<https://www.semikron.com/products/product-classes/sic/hybrid-sic/detail/skiip39ac12f4v19-25231730.html>>. Acesso em: 17 de fevereiro de 2021.

SERÔDIO, P. M. S. B. e. **Desenvolvimento de um Conversor CC-CC Bidirecional Interleaved para Testes de Baterias de Lítio Ferro Fosfato (LiFePO<sub>4</sub>)**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Minho, 2018.

SILVA, W. W. A. G. **Estudo e Implementação de um Conversor Bidirecional como Interface na Regulação de Tensão em Barramento C.C. e Carregamento de Baterias em um Sistema Nanorrede**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2013.



SOUZA, R. B. de. **Uma visão sobre o balanço de energia e desempenho em veículos híbridos**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Estadual de Campinas, 2010.

TARIQ, M.; MASWOOD, A. I.; GAJANAYAKE, C. J.; GUPTA, A. K. Aircraft batteries: Current trend towards more electric aircraft. *IET Electrical Systems in Transportation*, 2017.

TORRES, V. C.; VINICIUS, M.; RENDÓN, M. A.; ALMEIDA, P. S.; OLIVEIRA, J. G.; RODRIGUES, M. C. Interleaved bidirectional dc-dc converter for application in hybrid propulsion system: Modeling and control. **IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**, p. 1–6, 2019.

VASCONCELLOS, R. D. de. **Projeto de um Conversor Analógico/Digital por Aproximações Sucessivas de 12 Bits**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2011.

WENK, M. **Estudo, Modelagem e Controle de Conversor CC–CC Bidirecional Não–isolado Baseado na Célula de Comutação de Três Estados**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2019.

Winston Battery. Tswb-lyp40aha datasheet. In: . [s.n.], 2015. Disponível em: <en.winston-battery.com/index.php/products/power-battery/item/wb-lyp40aha?category\_id=176>.

ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. **PID Controllers: Theory, Design, and Tuning**. 2nd. ed. [S.l.: s.n.], 1995.



## APÊNDICE A – COMPONENTES PASSIVOS DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL INTERCALADO

A escolha dos indutores e capacitores de um conversor CC-CC bidirecional aplicado em VHEs é um aspecto importante, uma vez que os indutores geralmente representam o maior volume e peso do conversor. É desejável componentes de tamanho reduzido. Além disso, esses componentes influenciam nas ondulações de corrente e tensão entregues às baterias, que podem ter sua vida útil reduzida por conta das ondulações (MAYER, 2019).

Os valores considerados neste trabalho são de componentes comerciais disponíveis no LAPHE para construção do banco de ensaios para propulsão aeronáutica. Nessa seção são realizados os cálculos das ondulações esperadas com a utilização desses componentes.

Para uma primeira análise, é considerado que o conversor não possui perdas, seus componentes são ideais e o circuito está estável. Os parâmetros de projeto considerados estão descritos na Tabela 7, incluindo os valores dos indutores e capacitores disponíveis no LAPHE. A frequência de comutação adotada ( $16\text{ kHz}$ ) é a limitada pelo driver das pontes de IGBTs empregadas (Skyper 32R).

Tabela 7 – Dados para cálculo das ondulações de corrente e tensão do conversor CC-CC bidirecional intercalado.

Descrição	Símbolo	Valor
Potência nominal	$P_{nom}$	29952 W
Tensão barramento CC	$V_{CC}$	670 V $\pm 20\%$
Capacitância do barramento CC	$C_{CC}$	250 $\mu F$
Tensão nominal baterias	$V_B$	249,6 V
Tensão máxima baterias	$V_{B\ max}$	312 V
Tensão mínima baterias	$V_{B\ min}$	218.4 V
Capacitância paralela ao banco	$C_B$	120 $\mu F$
Indutâncias	$L$	2,4 mH
Frequência de comutação	$f_S$	16 kHz

Fonte: Elaborada pela autora.

A partir do valor da indutância em cada braço do conversor, pode-se determinar a máxima ondulação de corrente no conjunto de baterias. Sobre cada indutor a ondulação de corrente ( $\Delta I_L$ ) é na ordem de três vezes a especificada pela carga ( $\Delta I_{LB}$ ), conforme a relação descrita em (A.1) (MAYER, 2014).

$$\Delta I_L = N_f \cdot \Delta I_{LB} \tag{A.1}$$

onde  $N_f$  é o número de braços do conversor.

É possível obter o valor de ondulação de corrente em cada braço a partir de (A.2).

$$\Delta I_L = \frac{V_B \cdot (V_{CC} - V_B)}{V_{CC} \cdot L_{1,2,3} \cdot f_s} \quad (\text{A.2})$$

A corrente média de saída do conversor operando em modo *buck* pode ser encontrada por (A.3).

$$I_B = \frac{P_{nom}}{V_B} = \frac{29952 \text{ W}}{249,6 \text{ V}} = 120 \text{ A} \quad (\text{A.3})$$

Considerando um regime de operação para o caso mais crítico, em que as tensões do conversor assumem seus valores máximo e mínimo, encontra-se os valores máximo de ondulação de corrente para as operações *buck* e *boost* (MAYER, 2014):

$$\Delta I_{L \text{ buck max}} = \frac{312 \text{ V} \cdot (670 \text{ V} - 312 \text{ V})}{670 \text{ V} \cdot 3 \cdot 2,4 \text{ mH} \cdot 16 \text{ kHz}} \cong 1,21\% \quad (\text{A.4})$$

$$\Delta I_{L \text{ boost max}} = \frac{249,6 \text{ V} \cdot (804 \text{ V} - 249,6 \text{ V})}{804 \text{ V} \cdot 3 \cdot 2,4 \text{ mH} \cdot 16 \text{ kHz}} \cong 1,24\% \quad (\text{A.5})$$

Por meio do capacitor de filtro da saída, paralelo ao conjunto de baterias, pode-se determinar a ondulação máxima da tensão no banco. A frequência da ondulação de tensão é três vezes maior do que a frequência de comutação (MAYER, 2014).

$$\Delta V_B = \frac{V_B \cdot (1 - D)}{8 \cdot L_1 \cdot C_B \cdot (N_f \cdot f_s)^2} = \frac{V_B \cdot (1 - D)}{72 \cdot L_1 \cdot C_B \cdot f_s^2} \quad (\text{A.6})$$

Para o sentido de operação *buck*, a razão cíclica mínima é calculada por (A.7), quando a tensão de entrada do conversor é a máxima, isto é,  $V_{CC \text{ max}} = V_{CC} + 20\%$ .

$$D_{\text{buck min}} = \frac{V_B}{V_{CC \text{ max}}} = \frac{249,6 \text{ V}}{804 \text{ V}} = 0,3104 \quad (\text{A.7})$$

Uma vez que a máxima ondulação de tensão nos terminais do banco ocorre quando a tensão máxima do barramento (entrada do conversor no modo *buck*) é a máxima, pode-se descobri-la considerando a razão cíclica encontrada em (A.7):

$$\Delta V_B = \frac{249,6 \cdot (1 - 0,3104)}{72 \cdot 2,4 \text{ mH} \cdot 120 \mu \cdot (16 \text{ kHz})^2} = 3,24\% \quad (\text{A.8})$$

Por outro lado, considerando o modo de operação *boost*, o valor da capacitância do barramento ( $C_{CC}$ ) pode ser encontrado por intermédio da Equação (A.9). Novamente, a frequência da ondulação de tensão é três vezes maior do que a frequência de comutação (MAYER, 2014).

$$\Delta V_{CC} = \frac{I_{CC}}{C_{CC} \cdot N_f \cdot f_s} \cdot \frac{V_{CC} - V_B}{V_{CC}} = \frac{I_{CC} \cdot (1 - D)}{3 \cdot C_{CC} \cdot f_s} \quad (\text{A.9})$$

A corrente média de saída quando o conversor opera como elevador de tensão é a indicada por (A.10).

$$I_{CC} = \frac{P_{nom}}{V_{CC}} = \frac{29952 \text{ W}}{670 \text{ V}} \cong 44,7 \text{ A} \quad (\text{A.10})$$

A maior ondulação de tensão ocorre quando a tensão de entrada é a mínima. Assim, a equação (A.11) determina esse valor de ondulação.

$$\Delta V_{CC} = \frac{44,7 \text{ A}}{3 \cdot 250 \mu \cdot 16 \text{ kHz}} \cdot \frac{(670 \text{ V} - 218,4 \text{ V})}{670 \text{ V}} = 0,37\% \quad (\text{A.11})$$

## APÊNDICE B – CONFIGURAÇÕES DO TMS320F28379D

O trecho de código a seguir trata-se da configuração dos módulos ePWM.

```

void cfgEPWM_123_AB()
{
    EALLOW;
    // EPWMCLK = SysCLK/2 = 100MHz
    ClkCfgRegs.PERCLKDIVSEL.bit.EPWMCLKDIV = 0x1;
    // ### EPWM Module 1 config:
    // TBCTR -> Contador
    //TBCLK=EPWMCLK/(HSPCLKDIV * CLKDIV)
    // /1
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;
    // /1 => TBCLK = 100MHz
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
    // Symmetrical mode
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
    // Master module
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_DISABLE;
    // TBPRD access via shadow register
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
    // Sync down-stream
    EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = TB_CTR_ZERO;
    //Set a frequência do PWM.
    //// Period (T_PWM=2*TBPRD*T_TBCLK >> 1/16000=2*TBPRD*100M).
    EPwm1Regs.TBPRD = 3124;
    // Set Phase = 0
    EPwm1Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 0;
    // CMPA access via shadow register
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
    // CMPB access via shadow register
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
    // CMPA load on TBCTR=Zero
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
    // CMPB load on TBCTR=Zero
    EPwm1Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
    // Action when TBCTR = CMPA on Up Count
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;
    // Action when TBCTR = CMPA on Down Count
    EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
}

```

```

// Dead-Band is fully enabled (RED and FED active)
EPwm1Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
// EPWMxB is inverted
EPwm1Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
// Set Atraso = 200/TBCLK (2us)
EPwm1Regs.DBRED.bit.DBRED = 200;
// Set Atraso = 200/TBCLK
EPwm1Regs.DBFED.bit.DBFED = 200;

// ### EPWM Module 2 config:
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
// (TB_ENABLE) Slave module
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;
// Sync flow-through
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCSEL = TB_SYNC_IN;
EPwm2Regs.TBPRD = 3124;
// (2083) Set Phase = 2083/(2*TBPRD)*360 = 120 deg
EPwm2Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 2083;
// Count DOWN on sync (=120 deg)
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = TB_DOWN;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm2Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
EPwm2Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm2Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm2Regs.DBRED.bit.DBRED = 200;
EPwm2Regs.DBFED.bit.DBFED = 200;

// ### EPWM Module 3 config:
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
// (TB_ENABLE) Slave module
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = TB_ENABLE;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PRDL = TB_SHADOW;

```

```

// Sync flow-through
EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSSEL = TB_SYNC_IN;
EPwm3Regs.TBPRD = 3124;
// (2083) Set Phase = 2083/(2*TBPRD)*360 = 120 deg
EPwm3Regs.TBPHS.bit.TBPHS = 2083;
// Count UP on sync (=240 deg)
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSDIR = TB_UP;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = CC_SHADOW;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm3Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = CC_CTR_ZERO;
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = AQ_CLEAR;
EPwm3Regs.DBCTL.bit.OUT_MODE = DB_FULL_ENABLE;
EPwm3Regs.DBCTL.bit.POLSEL = DB_ACTV_HIC;
EPwm3Regs.DBRED.bit.DBRED = 200;
EPwm3Regs.DBFED.bit.DBFED = 200;

// adjust duty for output EPWM1A
EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = 1562;
// adjust duty for output EPWM2A
EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = 1562;
// adjust duty for output EPWM3A
EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = 1562;

```

```
EDIS;
```

O trecho de código a seguir trata-se da configuração do módulo ADC.

```

void cfgADCA()
{
    // ADCA0 pin 30
    // ADCA2 pin 26
    // ADCA3 pin 29    (F28379D LaunchPad)
    EALLOW;
    // Set ADCCLK=SysCLK/8=25MHz (divisor de clock do ADC)
    AdcaRegs.ADCCTL2.bit.PRESCALE = 14;
    // Function in F2837xD_Adc.c (Set the resolution and
    // signal mode for a given ADC. This will
    // ensure that the correct trim is loaded.)
    AdcSetMode(ADC_ADCA, ADC_RESOLUTION_12BIT,
               ADC_SIGNALMODE_SINGLE);
    // Interrupt occurs at the end of the conversion
    AdcaRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;

```



```

// All analog circuitry inside the core is powered up
AdcaRegs.ADCCTL1.bit.ADCPWDNZ = 1;
DELAY_US(1000);

//EPWM4 para Start Of Conversion(SOC):
// Time Base Control Register (Time Base Clock Pre-Scale
// Bits 000: /1)
EPwm4Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;
// High Speed Time Base Clock Pre-Scale Bits > 000: /1
//=> TBCLK=EPWMCLK/(HSPCLKDIV x CLKDIV) = 100MHz
EPwm4Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
// 0: Disable SOC-A ADCA
EPwm4Regs.ETSEL.bit.SOCAEN = 0;
// SAC-A Selection. 0b100: Pulse SOC-A when the counter(up)
//equal to CMPA
EPwm4Regs.ETSEL.bit.SOCASEL = 4;
// 0b01: generate SOC-A pulse on the first event (equal CMPA)
EPwm4Regs.ETPS.bit.SOCAPRD = 1;
// Time Base Period Register. Set Period = (TBPRD+1)/TBCLK
EPwm4Regs.TBPRD = 3124;
// Value CMPA
EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = 1562;
//EPwm4Regs.TBPRD = 12399;
//EPwm4Regs.CMPA.bit.CMPA = 6200;
// Mode contador. 0b11: Freeze counter operation
EPwm4Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = TB_COUNT_UPDOWN;
// Action when TBCTR = TBPRD on Up Count
EPwm4Regs.AQCTLA.bit.PRD = AQ_CLEAR;
// Action when TBCTR = CMPA on Up Count
EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CAU = AQ_SET;

// SOC0 will convert ADCINA4
AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 0x4;
// Sample window is 14 ADCCLK
AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 14;

// ePWM4 is trigger for ADCSOCA
AdcaRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 0xB;

// SOC1 will convert ADCINA2
AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 0x2;
// Sample window is 14 ADCCLK
AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 14;
// ePWM4 is trigger for ADCSOCA
AdcaRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 0xB;

```

```

// SOC2 will convert ADCINA3
AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 0x3;
// Sample window is 14 ADCCLK
AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = 14;
AdcaRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 0xB;

// EOC0 is trigger for ADCINT1
AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1SEL = 0;
// ADCINT1 is enabled
AdcaRegs.ADCINTSEL1N2.bit.INT1E = 1;
//make sure INT1 flag is cleared
AdcaRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;
EDIS;
}

```

O trecho de código a seguir trata-se da configuração do módulo SDFM.

```

void cfgSDFM(void) //EPWM5A para clk SDFM:
{
    EALLOW;

    //Configura as opções de entrada / saída GPIO para o pino especificado.
    GPIO_SetupPinOptions(122, GPIO_INPUT, GPIO_ASYNC);

    //Defina o periférico mux para o pino especificado. o
    // parâmetros apropriados podem ser encontrados no GPIO Muxed
    // Tabela de pinos (4.4) na folha de dados. Use o índice GPIO
    // linha (0 a 15) para selecionar uma opção de muxing para o GPIO.

    GPIO_SetupPinMux(122,GPIO_MUX_CPU1,7);

    GPIO_SetupPinOptions(124, GPIO_INPUT, GPIO_ASYNC);
    GPIO_SetupPinMux(124,GPIO_MUX_CPU1,7);

    //Esta função configura a unidade de controle de entrada SDFM.

    // seleciona o SDFM, o filtro e o modo - configura
    //que o filtro especificado vai operar no modo 2
    Sdfm_configureInputCtrl(SDFM1, FILTER1, MODE_2);
    Sdfm_configureInputCtrl(SDFM1, FILTER2, MODE_2);

    uint16_t HLT, LLT;
}

```



```

//valores máximo e mínimo do comparador -
//setam interrupções de segurança

HLT = 0x7FFF;    // Over value threshold settings /2^15 -
LLT = 0x0000;    // Under value threshold settings

//This function configures SDFM Comparator unit.
Sdfm_configureComparator(SDFM1, FILTER1, SINC3, OSR_32,
                        HLT, LLT);
Sdfm_configureComparator(SDFM1, FILTER2, SINC3, OSR_32,
                        HLT, LLT);

// o sensor é de 12 bits, não vai usar shift_bits,
//pq a resolução do sensor é menor que 16 bits - SHIFT_0_BITS

// OSR 32 + 10 MHz clk = 312500 sps
Sdfm_configureData_filter(SDFM1, FILTER1, FILTER_ENABLE, SINC2,
                        OSR_32, DATA_16_BIT, SHIFT_0_BITS);

// OSR 32 + 10 MHz clk = 312500 sps
Sdfm_configureData_filter(SDFM1, FILTER2, FILTER_ENABLE, SINC2,
                        OSR_32, DATA_16_BIT, SHIFT_0_BITS);

Sdfm_enableMFE(SDFM1);

Sdfm_configureExternalreset(SDFM1, FILTER_1_EXT_RESET_DISABLE,
                            FILTER_2_EXT_RESET_DISABLE,
                            FILTER_3_EXT_RESET_DISABLE,
                            FILTER_4_EXT_RESET_DISABLE);

// Config interrupções só para novos dados
Sdfm_configureInterrupt(SDFM1, FILTER1, IEH_DISABLE,
                        IEL_DISABLE, MFIE_DISABLE, AE_DISABLE);
Sdfm_configureInterrupt(SDFM1, FILTER2, IEH_DISABLE,
                        IEL_DISABLE, MFIE_DISABLE, AE_DISABLE);

Sdfm_enableMIE(SDFM1);

EDIS;
}

```

## APÊNDICE C – ROTINA DE CONTROLE NO TMS320F28379

A implementação da rotina para cálculo das saídas de controle é mostrada a seguir.

```

void LeituraEControle (void)
{
    /**
     * Leitura das correntes a, b e c e da tensão de saída do CC-CC
     */

    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO24 = 1;
    if(i==1)
    {

        MAn1[0]= AdcaResultRegs.ADCRESULT0 << SHIFT;
        MAn2[0]= AdcaResultRegs.ADCRESULT1 << SHIFT;
        MAn3[0]= AdcaResultRegs.ADCRESULT2 << SHIFT;

        MA1[0] = AdcaResultRegs.ADCRESULT0 ;
        MA2[0] = AdcaResultRegs.ADCRESULT1 ;
        MA3[0] = AdcaResultRegs.ADCRESULT2 ;

        i++;
    }
    else if (i==2)
    {
        MAn1[1] = MAn1[0] + AdcaResultRegs.ADCRESULT0 - MA1[0];
        MA1[1] = MAn1[1] >> SHIFT;
        MAn1[0] = MAn1[1];
        MA1[0] = MA1[1];
        I1[j] = GID1*MA1[1] + I0D1;

        MAn2[1] = MAn2[0] + AdcaResultRegs.ADCRESULT1 - MA2[0];
        MA2[1] = MAn2[1] >> SHIFT;
        MAn2[0] = MAn2[1];
        MA2[0] = MA2[1];
        I2[j] = GID2*MA2[1] + I0D2;

        MAn3[1] = MAn3[0] + AdcaResultRegs.ADCRESULT2 - MA3[0];
        MA3[1] = MAn3[1] >> SHIFT;
        MAn3[0] = MAn3[1];
        MA3[0] = MA3[1];
        I3[j] = GID3*MA3[1] + I0D3;
    }
}

```

```

j++;

if(j >= BUFFER_SIZE)
{
    j=0;
}
}

Sd1_f1Results = SDFM1_READ_FILTER1_DATA_16BIT; //Vcc
Sd1_f2Results = SDFM1_READ_FILTER2_DATA_16BIT; //Vb

Vcc = (float)Sd1_f1Results;
Vb = (float)Sd1_f2Results;

/*****
* Controle - Geração do PWM
*****/

IL1 = I1[j]; //valor da corrente lida pelo sensor
IL2 = I2[j];
IL3 = I3[j];

if (flag_modos == 0)////ref é tensão e modo é boost
{
    Vout = Vcc;
    IL1 = -IL1; //valor da corrente lida pelo sensor
    IL2 = -IL2;
    IL3 = -IL3;
    Kp_I = Kp_I_boost ;
    Ki_I = Ki_I_boost;
    Kp_V = Kp_V_boost;
    Ki_V = Ki_V_boost;
    Kb = Kb_boost;
    Vout_erro = Out_ref - Vout;
    inte_in_ant = inte_in;
    W = (Kp_V*Vout_erro) + inte_Vout;
    Es = (sat_ant - W);

    inte_in = (Vout_erro*Ki_V) + Es*Kb;
    inte_Vout = inte_Vout + ((inte_in + inte_in_ant)*T_controle*0.5);
    Iref = (Kp_V*Vout_erro) + inte_Vout;

}else if (flag_modos == 1)////ref é tensão e modo é buck
{

```

```

Vout = Vb;
Kp_I = Kp_I_buck;
Ki_I = Ki_I_buck;
Kp_V = Kp_V_buck;
Ki_V = Ki_V_buck;
Kb = Kb_buck;
Vout_erro = Out_ref - Vout;
inte_in_ant = inte_in;
W = (Kp_V*Vout_erro) + inte_Vout;
Es = (sat_ant - W);
inte_in = (Vout_erro*Ki_V) + Es*Kb;
inte_Vout = inte_Vout + ((inte_in + inte_in_ant)*T_controle*0.5);
Iref = (Kp_V*Vout_erro) + inte_Vout;
}

else if (flag_mod0 == 2)//ref é potêncIL1 e modo é buck
{

Kp_I = Kp_I_buck;
Ki_I = Ki_I_buck;
Iref = -(Out_ref/Vb);
}

else if (flag_mod0 == 3)//ref é corrente Ib e modo é buck
{
Kp_I = Kp_I_buck;
Ki_I = Ki_I_buck;
Iref = -Out_ref;
}

if (flag_mod0 == 0)
{
if (Iref > 120)
{
Iref = 120;
}
else if (Iref < -40)
{
Iref = -40;
}
}

```

```

}else{
  if (Iref > 40)
  {
    Iref = 40;
  }
  else if (Iref < -120)
  {
    Iref = -120;
  }
}

```

```
// Malha Corrente
```

```
sat_ant = Iref;
IL123_ref = Iref*UmDivididoPorTres;
```

```

IL1_erroAnt = IL1_erro;
IL1_erro = IL123_ref - IL1;
inte_IL1 = inte_IL1 + (Ki_I*(IL1_erroAnt + IL1_erro)*T_controle*0.5);
//(T/2); é o TEMPO ENTRE UMA EXECUÇÃO E OUTRA
ma = (Kp_I*IL1_erro) + inte_IL1;

```

```

IL2_erroAnt = IL2_erro;
IL2_erro = IL123_ref - IL2;
inte_IL2 = inte_IL2 + (Ki_I*(IL2_erroAnt + IL2_erro)*T_controle*0.5);
mb = (Kp_I*IL2_erro) + inte_IL2;

```

```

IL3_erroAnt = IL3_erro;
IL3_erro = IL123_ref - IL3;
inte_IL3 = inte_IL3 + (Ki_I*(IL3_erroAnt + IL3_erro)*T_controle*0.5);
mc = (Kp_I*IL3_erro) + inte_IL3;

```

```

if (flag_mod0 == 0)
{
  ma = 1- ma;
  mb = 1 - mb;
  mc = 1 - mc;
}

```

```

if (ma > 1)
{
  ma = 1;
}

```

```

else if (ma < 0)
{
    ma = 0;
}
if (mb > 1)
{
    mb = 1;
}
else if (mb < 0)
{
    mb = 0;
}

if (mc > 1)
{
    mc = 1;
}
else if (mc < 0)
{
    mc = 0;
}

/*****
 * Atualizando modulante
 *****/
Pwa = (float) ma*3124;
Pwb = (float) mb*3124;
Pwc = (float) mc*3124;

EPwm1Regs.CMPA.bit.CMPA = Pwa;
EPwm2Regs.CMPA.bit.CMPA = Pwb;
EPwm3Regs.CMPA.bit.CMPA = Pwc;

flag_controle = 0;
GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO24 = 0; // Turn on
}

```

---



## APÊNDICE D – CÓDIGOS PARA IMPLEMENTAÇÃO DO PIL

O algoritmo a seguir foi implementado na S-Function para transmissão dos dados entre o MATLAB/Simulink e o microcontrolador.

```

#define S_FUNCTION_NAME Bidirecional_PIL
#define S_FUNCTION_LEVEL 2
#include "simstruc.h"
#include "math.h"

#include <windows.h>

static HANDLE serialfd;
static char buff[100];
static char name[50];

int
    serialOpen (LPCSTR portname)
{
    serialfd = CreateFile (portname, GENERIC_READ | GENERIC_WRITE,
        0, // exclusive access
        NULL, // no security
        OPEN_EXISTING,
        0, // no overlapped I/O
        NULL); // null template
    if (serialfd == INVALID_HANDLE_VALUE)
    {
        serialfd = 0;
        printf ("Erro on Port Open:%s!\n", portname);
        return 0;
    }

    strcpy(name,portname);
    printf ("Port Open:%s!\n", portname);
    return 1;
}

int
    serialClose (void)
{
    if (serialfd != 0)
    {

```

```
        CloseHandle (serialfd);
        serialfd = 0;
    }
    return 0;
}

int
serialConfig (unsigned int BAUDRATE)
{
    switch (BAUDRATE / 300)
    {
        case 1:
            BAUDRATE = 300;
            break;
        case 2:
            BAUDRATE = 600;
            break;
        case 4:
            BAUDRATE = 1200;
            break;
        case 8:
            BAUDRATE = 2400;
            break;
        case 16:
            BAUDRATE = 4800;
            break;
        case 32:
            BAUDRATE = 9600;
            break;

        case 64:
            BAUDRATE = 19200;
            break;
        case 128:
            BAUDRATE = 38400;
            break;
    }
}
```



```
    case 192:
        BAUDRATE = 57600;
        break;
    default:
        BAUDRATE = 115200;
        break;
}

//printf("baud = %i \n",BAUDRATE);

DCB dcb;
COMMTIMEOUTS CommTimeouts;

GetCommState (serialfd, &dcb);
dcb.BaudRate = BAUDRATE;
dcb.ByteSize = 8;
dcb.Parity = NOPARITY;
dcb.StopBits = ONESTOPBIT;
dcb.fAbortOnError = TRUE;

// set XON/XOFF
dcb.fOutX = FALSE; // XON/XOFF off for transmit
dcb.fInX = FALSE; // XON/XOFF off for receive
// set RTSCTS

dcb.fOutxCtsFlow = FALSE; // turn off CTS flow control
//dcb.fRtsControl = RTS_CONTROL_HANDSHAKE; //
dcb.fRtsControl = RTS_CONTROL_DISABLE; //
// set DSRDTR
dcb.fOutxDsrFlow = FALSE; // turn off DSR flow control
//dcb.fDtrControl = DTR_CONTROL_ENABLE; //
dcb.fDtrControl = DTR_CONTROL_DISABLE; //
// dcb.fDtrControl = DTR_CONTROL_HANDSHAKE; //

SetCommState (serialfd, &dcb);
```

```
// Communication timeouts are optional

GetCommTimeouts (serialfd, &CommTimeouts);

CommTimeouts.ReadIntervalTimeout = 10;
CommTimeouts.ReadTotalTimeoutConstant = 0;
CommTimeouts.ReadTotalTimeoutMultiplier = 0;
CommTimeouts.WriteTotalTimeoutConstant = 0;
CommTimeouts.WriteTotalTimeoutMultiplier = 0;

SetCommTimeouts (serialfd, &CommTimeouts);

//EscapeCommFunction (serialfd, SETRTS);

return 0;
}

int
    serialSend (unsigned char c)
{

    if (serialfd)
    {
        unsigned long nbytes;

        WriteFile (serialfd, &c, 1, &nbytes, NULL);
        return nbytes;
    }
    else

        return 0;
}

int
    serialSendBuff (unsigned char * c, int size)
{
```

```
    if (serialfd)
    {
        unsigned long nbytes;

        WriteFile (serialfd, c, size, &nbytes, NULL);
        return nbytes;
    }
    else
        return 0;
}

int
serialReceive (unsigned char * c)
{
    if (serialfd)
    {

        unsigned long nbytes;

        ReadFile (serialfd, c, 1, &nbytes, NULL);
        return nbytes;
    }
    else
        return 0;
}

int
serialReceiveBuff (unsigned char * c, int size)
{
    if (serialfd)
    {
        unsigned long nbytes;

        ReadFile (serialfd, c, size, &nbytes, NULL);
        return nbytes;
    }
}
```

```
    }
    else
        return 0;
}

#endif

void serialSendStr (const char * str)
{
    for (unsigned int i = 0; i < strlen (str); i++)
        serialSend (str[i]);
}

const char *serialRecStr (void)
{
    int i = -1;

    do
    {
        i++;
        serialReceive ((unsigned char *) &buff[i]);
    }
    while ((buff[i] != 0) && ((buff[i] != '\n')));
    buff[i + 1] = '\0';

    return buff;
}

int_T nports;
int_T npins;
real_T timestep;
int_T flag_ativa_controle;
real_T ma_ant; mb_ant; mc_ant;
```

```

/* Função: mdlInitializeSizes =====
 * Resumo: tamanhos de configuração dos vários vetores.
 * Ex: número de entradas,
 * saídas, estados , parametros e outras características.
 */
static void mdlInitializeSizes(SimStruct *S)
{
    int i;

    npins=8;
    nports=1;
    flag_ativa_controle = 0;
    ma_ant = 0;
    mb_ant = 0;
    mc_ant = 0;

    if (!ssSetNumInputPorts(S,nports)) return;

    for(i=0; i< nports ; i++)
    {
        ssSetInputPortWidth(S, i, npins);
        ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, i, 1);
    }

    if (!ssSetNumOutputPorts(S,nports)) return;

    for(i=0; i< nports ; i++)
    {
        ssSetOutputPortWidth(S, i, npins);
    }

    ssSetNumSampleTimes(S, 1);
    /* specify the sim state compliance to be same
     * as a built-in block */
    //ssSetSimStateCompliance(S, USE_DEFAULT_SIM_STATE);
    ssSetOptions(S,0);
}

```

```
    serialOpen ("COM6");
    serialConfig (115200);
}

/* Function: mdlInitializeSampleTimes =====
 * Abstract: Specify that we inherit our sample time from the
 * driving block.
 * This function is used to specify the sample time(s) for your
 * S-function. You must register the same number of sample times
 * as specified in ssSetNumSampleTimes. If you specify that you
 * have no sample times, then the S-function is assumed to have
 * one inherited sample time.
 */
static void mdlInitializeSampleTimes(SimStruct *S)
{
    ssSetSampleTime(S, 0, 6.25e-5);
    ssSetOffsetTime(S, 0, 0.0);
}

/* Function: mdlOutputs =====
 * Abstract: In this function, you compute the outputs
 * of your S-function block. Generally outputs are
 * placed in the output vector(s), ssGetOutputPortSignal.
 */
static void mdlOutputs(SimStruct *S, int_T tid)
{
    InputRealPtrsType uPtrs;
    real_T          *y;
```

```

//int_T in0,in1,in2,in3,in4,in5,in6,in7;
real_T in0,in1,in2,in3,in4,in5,in6,in7;
uint16_T ma_bits ,mb_bits, mc_bits, flag_falha;
  uint16_T verificador, soma_modulantes;
real_T ma, mb, mc;
uint16_T numBits;
uint16_T verifica;
uint16_T modulantes_erradas = 1459;

//simulator input
uPtrs = ssGetInputPortRealSignalPtrs(S,0);

int_T escala; // Valor transformar 65535/variável

in0 = *uPtrs[0];
in1 = *uPtrs[1];
in2 = *uPtrs[2];
in3 = *uPtrs[3];
in4 = *uPtrs[4];
in5 = *uPtrs[5];
in6 = *uPtrs[6];
in7 = *uPtrs[7];

// Conversões das variáveis para transmissão via serial
int_T Ia, Ib, Ic, Vb, flag_modo, Vcc, Vref;

// vario de 120 a -120 -> 240 -> 65535/240 = 273.0625
// Supondo uma corrente variando de -200A a 200A

Ia = round(273.0625*in0 + 32767.5);
Ib = round(273.0625*in1 + 32767.5);
Ic = round(273.0625*in2 + 32767.5);
//4*78 = 312 -> 65535/400 = 163.8375
Vb = round(163.8375*in3);

```



```
//65535/10 = 6553.5
flag_mod0 = round(6553.5*in4);
//65535/1000 = 65.5350 - considerando 1000 V
Vcc = round(65.5350*in5);
//65535/60000 = 1.0922 - considerando de -30000W a 30000W V
Vref = round(1.0922*in6 + 32767.5);
numBits = Ia + Ib + Ic + Vb + flag_mod0 + Vcc + Vref;

//envia um int de 4 bytes
serialSendBuff((unsigned char *)&Ia,2);
serialSendBuff((unsigned char *)&Ib,2);
serialSendBuff((unsigned char *)&Ic,2);
serialSendBuff((unsigned char *)&Vb,2);
serialSendBuff((unsigned char *)&flag_mod0,2);
serialSendBuff((unsigned char *)&Vcc,2);
serialSendBuff((unsigned char *)&Vref,2);
serialSendBuff((unsigned char *)&numBits,2);

//espera um int de 4 bytes de resposta
serialReceiveBuff((unsigned char *)&ma_bits,2);
serialReceiveBuff((unsigned char *)&mb_bits,2);
serialReceiveBuff((unsigned char *)&mc_bits,2);
serialReceiveBuff((unsigned char *)&verificador,2);
soma_modulantes = ma_bits + mb_bits + mc_bits;

if(verificador == soma_modulantes)

{
    ma = (float) ma_bits/65535;
    mb = (float) mb_bits/65535;
    mc = (float) mc_bits/65535;
```



```

//PORTA
y=ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
*y++= ma;
*y++= mb;
*y++= mc;
}
else
{
    serialClose();
    serialOpen("COM6");
    int i = 0;
    while((verificador != soma_modulantes) && (i<5))
    {

        serialSendBuff((unsigned char *)&modulantes_erradas,2);
        serialSendBuff((unsigned char *)&modulantes_erradas,2);
        serialSendBuff((unsigned char *)&modulantes_erradas,2);
        serialSendBuff((unsigned char *)&modulantes_erradas,2);
        serialSendBuff((unsigned char *)&modulantes_erradas,2);
        serialSendBuff((unsigned char *)&modulantes_erradas,2);
        serialSendBuff((unsigned char *)&modulantes_erradas,2);
        serialSendBuff((unsigned char *)&modulantes_erradas,2);
        numBits = 1459*7;
        serialSendBuff((unsigned char *)&numBits,2);

        serialReceiveBuff((unsigned char *)&ma_bits,2);
        serialReceiveBuff((unsigned char *)&mb_bits,2);
        serialReceiveBuff((unsigned char *)&mc_bits,2);
        serialReceiveBuff((unsigned char *)&verificador,2);

        soma_modulantes = ma_bits + mb_bits + mc_bits;
        i++;

    }

    ma = (float) ma_bits/65535;
    mb = (float) mb_bits/65535;
    mc = (float) mc_bits/65535;
    y=ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
    *y++= ma;
    *y++= mb;
    *y++= mc;
}

```

```
    }  
  
}  
  
/* Function: mdlTerminate =====  
 * Abstract: No termination needed, but we are required to  
 * have this routine. In this function, you should perform  
 * any actions that are necessary at the termination of a  
 * simulation. For example, if memory was allocated in  
 * mdlStart, this is the place to free it. */  
static void mdlTerminate(SimStruct *S)  
{  
    serialClose();  
}  
  
#ifdef MATLAB_MEX_FILE    /* Is this file being compiled as  
a MEX-file? */  
#include "simulink.c"    /* MEX-file interface mechanism */  
#else  
#include "cg_sfuns.h"    /* Code generation registration  
function */  
#endif
```

O trecho de código a seguir trata-se da interrupção implementada no microcontrolador para o recebimento das variáveis enviadas pelo Simulink.

```

interrupt void sciaRxFifoIsr(void)
{

    int i;

    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO25 = 1; // Turn on
    for(i=0;i<16;i++)
    {
        rdataA[i]=SciaRegs.SCIRXBUF.all; // Read data
    }

    int j=0;
    for(i=0;i<16;i=i+2)
    {
        result[j] = (rdataA[i+1] << 8) | rdataA[i];
        j++;
    }

    i=0;

    numBits = 0;
    verifica= 0;

    Ia_bits = (rdataA[i+1] << 8) | rdataA[i];
    Ib_bits = (rdataA[i+3] << 8) | rdataA[i+2];
    Ic_bits = (rdataA[i+5] << 8) | rdataA[i+4];
    Vb_bits = (rdataA[i+7] << 8) | rdataA[i+6];
    flag_mod0_bits = (rdataA[i+9] << 8) | rdataA[i+8];
    Vcc_bits = (rdataA[i+11] << 8) | rdataA[i+10];
    Ref_bits = (rdataA[i+13] << 8) | rdataA[i+12];
    numBits = (rdataA[i+15] << 8) | rdataA[i+14];

    verifica = Ia_bits + Ib_bits + Ic_bits + Vb_bits + flag_mod0_bits
              + Vcc_bits + Ref_bits;
}

```

```

if(numBits==verifica)
{

    if(Vb_bits == 1459 & flag_modos_bits == 1459 & Vcc_bits == 1459)
    {
        Ma_bits = round(65535*ma);
        SciaRegs.SCITXBUF.all = Ma_bits & 0x00FF;
        SciaRegs.SCITXBUF.all = (Ma_bits >> 8) & 0x00FF;
        DELAY_US(100);
        Mb_bits = round(65535*mb);
        SciaRegs.SCITXBUF.all = Mb_bits & 0x00FF;
        SciaRegs.SCITXBUF.all = (Mb_bits >> 8) & 0x00FF;
        DELAY_US(100);
        Mc_bits = round(65535*mc);
        SciaRegs.SCITXBUF.all = Mc_bits & 0x00FF;
        SciaRegs.SCITXBUF.all = (Mc_bits >> 8) & 0x00FF;

        somabits = Ma_bits + Mb_bits + Mc_bits;
        SciaRegs.SCITXBUF.all = somabits & 0x00FF;
        SciaRegs.SCITXBUF.all = (somabits >> 8) & 0x00FF;

        flag_ModulantesErradas = flag_ModulantesErradas+1;
    }
    else
    {
        Ia = (Ia_bits - 32767.5)/273.0625;
        Ib = (Ib_bits - 32767.5)/273.0625;
        Ic = (Ic_bits - 32767.5)/273.0625;
        Vb = Vb_bits/163.8375;
        flag_modos = flag_modos_bits/6553.5;
        Vcc = Vcc_bits/65.5350;
        Out_ref = (Ref_bits - 32767.5)/1.0922;

        flag_ativaControle = 1;
    }
}

SciaRegs.SCIFFRX.bit.RXFFOVRCLR=1; // Clear Overflow flag
SciaRegs.SCIFFRX.bit.RXFFINTCLR=1; // Clear Interrupt flag

PieCtrlRegs.PIEACK.all|=0x100; // Issue PIE ack
}

```

Após o recebimento das variáveis de processo, o controle é executado pela função de controle adaptada mostrada a seguir:

```

void Controle (void)
{
    GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO25 = 1; // Turn on
    somabits = 0;
    verificabits = 0;

    if (flag_mod0 == 0) //ref é tensao e modo é boost
    {
        Ia_ctrl = -Ia;
        Ib_ctrl = -Ib;
        Ic_ctrl = -Ic;
        Vout = Vcc;
        Kp_I = Kp_I_boost ;
        Ki_I = Ki_I_boost;
        Kp_V = Kp_V_boost;
        Ki_V = Ki_V_boost;
        Kb = Kb_boost;
        Vout_erro = Out_ref - Vout;
        inte_in_ant = inte_in;
        W = (Kp_V*Vout_erro) + inte_Vout;
        Es = (sat_ant - W);
        inte_in = (Vout_erro*Ki_V) + Es*Kb;
        inte_Vout = inte_Vout + ((inte_in + inte_in_ant)*T_controle*0.5);
        Iref = (Kp_V*Vout_erro) + inte_Vout;
    }

    else if (flag_mod0 == 1) //ref é tensao e modo é buck
    {
        Ia_ctrl = Ia;
        Ib_ctrl = Ib;
        Ic_ctrl = Ic;
        Vout = Vb;
        Kp_I = Kp_I_buck;
        Ki_I = Ki_I_buck;
        Kp_V = Kp_V_buck;

        Ki_V = Ki_V_buck;
        Kb = Kb_buck;
        Vout_erro = Out_ref - Vout;
        inte_in_ant = inte_in;
        W = (Kp_V*Vout_erro) + inte_Vout;
        Es = (sat_ant - W);
    }
}

```

```

inte_in = (Vout_erro*Ki_V) + Es*Kb;
inte_Vout = inte_Vout + ((inte_in + inte_in_ant)*T_controle*0.5);
Iref = (Kp_V*Vout_erro) + inte_Vout;
}

```

```

else if (flag_mod0 == 2)//ref é potência e modo é buck

```

```

{
Ia_ctrl = Ia;
Ib_ctrl = Ib;
Ic_ctrl = Ic;
Kp_I = Kp_I_buck;
Ki_I = Ki_I_buck;
Iref = -(Out_ref/Vb);
}

```

```

else if (flag_mod0 == 3)//ref é corrente Ib e modo é buck

```

```

{
Ia_ctrl = Ia;
Ib_ctrl = Ib;
Ic_ctrl = Ic;
Kp_I = Kp_I_buck;
Ki_I = Ki_I_buck;
Iref = -Out_ref;
}

```

```

if (flag_mod0 == 0)

```

```

{
if (Iref > 120)
{
Iref = 120;
}
else if (Iref < -40)
{
Iref = -40;
}
}

```

```

}else{
if (Iref > 40)
{
Iref = 40;
}
}

```

```

        else if (Iref < -120)
        {
            Iref = -120;
        }
    }

    sat_ant = Iref;
    Iabc_ref = Iref*0.333333333333;

    Ia_erroAnt = Ia_erro;
    Ia_erro = Iabc_ref - Ia_ctrl;
    inte_Ia = inte_Ia + (Ki_I*(Ia_erroAnt + Ia_erro)*T_controle*0.5);
    ma = (Kp_I*Ia_erro) + inte_Ia;

    Ib_erroAnt = Ib_erro;
    Ib_erro = Iabc_ref - Ib_ctrl;
    inte_Ib = inte_Ib + (Ki_I*(Ib_erroAnt + Ib_erro)*T_controle*0.5);
    mb = (Kp_I*Ib_erro) + inte_Ib;

    Ic_erroAnt = Ic_erro;
    Ic_erro = Iabc_ref - Ic_ctrl;
    inte_Ic = inte_Ic + (Ki_I*(Ic_erroAnt + Ic_erro)*T_controle*0.5);
    //((T/2); é o TEMPO ENTRE UMA EXECUÇÃO E OUTRA
    mc = (Kp_I*Ic_erro) + inte_Ic;

    if (flag_mod0 == 0)
    {
        ma = 1- ma;
        mb = 1 - mb;
        mc = 1 - mc;
    }

    if (ma > 1)
    {
        ma = 1;
    }
    else if (ma < 0)
    {
        ma = 0;
    }
    if (mb > 1)
    {
        mb = 1;
    }

```



```

else if (mb < 0)
{
    mb = 0;
}
if (mc > 1)
{
    mc = 1;
}
else if (mc < 0)
{
    mc = 0;
}

    Ma_bits = round(65535*ma);
    SciaRegs.SCITXBUF.all = Ma_bits & 0x00FF;
    SciaRegs.SCITXBUF.all = (Ma_bits >> 8) & 0x00FF;
    DELAY_US(100);
    Mb_bits = round(65535*mb);
    SciaRegs.SCITXBUF.all = Mb_bits & 0x00FF;
    SciaRegs.SCITXBUF.all = (Mb_bits >> 8) & 0x00FF;
    DELAY_US(100);
    Mc_bits = round(65535*mc);
    SciaRegs.SCITXBUF.all = Mc_bits & 0x00FF;
    SciaRegs.SCITXBUF.all = (Mc_bits >> 8) & 0x00FF;
    DELAY_US(100);
    CountTx++;

    somabits = Ma_bits + Mb_bits + Mc_bits;
    SciaRegs.SCITXBUF.all = somabits & 0x00FF;
    SciaRegs.SCITXBUF.all = (somabits >> 8) & 0x00FF;

flag_ativaControle = 0;
GpioDataRegs.GPADAT.bit.GPIO25 = 0; // Turn off
}

```



## ANEXO A – FOLHA DE DADOS DA BATERIA WB-LYP40AHA

As especificações das células TSWB-LYP40AHA, fornecidas pela folha de dados do fabricante Thunder Sky são mostradas na Figura 79.

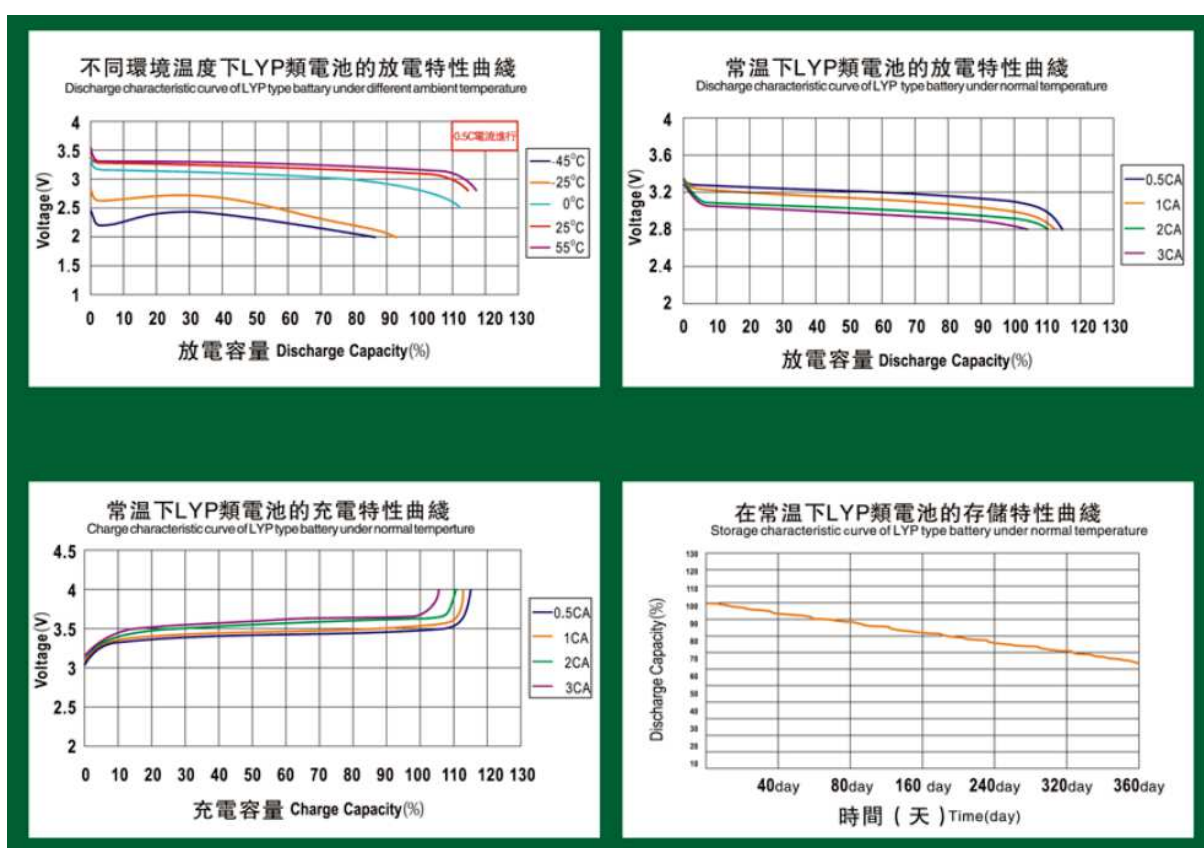
Figura 79 – Especificações TSWB-LYP40AHA.

型號(MODEL)	TSWB-LYP40AHA	
標稱容量 Nominal Capacity	40AH	
規格 SPEC	長 L	115mm
	寬 W	47mm
	高 H	183mm
工作電壓 Operation Voltage	充電 Charge	4.0(V)
	放電 Discharge	2.8(V)
內阻 Internal resistance	≤0.7(mΩ)	
最大放電電流 Max Discharge Current	恒電流 Constant Current	≤3CA
	脈衝試 Impulse Current	≤10CA
標準充放電電流 Standard Charge/ Discharge Current	20A(0.5CA)	
循環壽命 Cycle Life	(80%DOD)	≥5000Times
	(70%DOD)	≥7000Times
殼體耐溫性 Temperature Durability Of Case	≤200°C	
適應環境 Operating Temperature	充電 Charge	-45°C ~ 85°C
	放電 Discharge	
	存儲濕度 Storage Humidity	≤75%RH
自放電率(月) Self-discharge Rate	≤1% (月/Monthly)	
單體電池重量 Weight	1.6kg ± 50g	

Fonte: Site do fabricante (Winston Battery, 2015).

A Figura 80 apresenta as curvas típicas de carga e descarga disponibilizadas na folha de dados do fabricante.

Figura 80 – Curvas típicas de carga e descarga das células TSWB-LYP40AHA.



Fonte: Site do fabricante (Winston Battery, 2015).

## ANEXO B – TRANSDUTOR DE EFEITO HALL CKSR 50-NP

O sensoriamento das correntes nos três braços do conversor será realizado por meio de transdutores de efeito Hall CKSR 50-NP, mostrado na Figura 81.

Figura 81 – Sensor de corrente CKSR 50-NP.



Fonte: Site do fabricante ((LEM), 2015).

Esse sensor possui uma faixa de medição de  $-150$  a  $150$  A, saída em tensão e separação galvânica entre o circuito primário e o secundário. Algumas características interessantes são *design* compacto para montagem em PCB, coeficiente de temperatura de *offset* baixo e boa imunidade à variações de tensão. Sendo indicado para uma gama de aplicações industriais e automotivas, tais como, inversores solares, aplicações alimentadas por baterias, fontes de alimentação ininterrupta, entre outras ((LEM), 2015).

Por meio desse sensor, o microcontrolador utilizado no projeto receberá um sinal analógico de tensão condicionado equivalente a medição de corrente em um braço do conversor.

## ANEXO C – CI AMC1306M05

O sensoriamento das tensões do barramento e dos terminais da bateria ocorrerá por intermédio de CIs AMC1306M05 (Figura 82), da Texas Instruments. Esse CI é um modulador sigma-delta ( $\Sigma\Delta$ ) de precisão, cuja saída é separada do circuito de entrada por uma barreira de isolamento duplo capacitiva (INSTRUMENTS, 2020b). Um modulador sigma-delta é uma configuração que gera uma versão digital sobreamostrada de um sinal analógico de entrada (ROSA, 2009).

Figura 82 – CI AMC1306M05.



Fonte: Site do fabricante (INSTRUMENTS, 2020a).

Os moduladores sigma-delta são conhecidos como conversores 1-bit por conta de suas saídas serem um trem de pulsos (1 ou 0). O trem de pulsos deve passar por um filtro digital decimador que reduz a quantidade de bits. Ao usar um filtro digital integrado para dizimar o fluxo de bits, como os da família do processador utilizado (TMS320F2837x), o dispositivo pode atingir 16 bits de resolução (INSTRUMENTS, 2020b).

A codificação das saída de fluxo de bits do AMC1306 pode ocorrer por meio de codificação Manchester. Neste caso, uma única conexão pode ser utilizada para transmissão de dados e clock. A codificação Manchester combina as informações do clock e dos dados usando uma operação lógica exclusiva ou (XOR) e resulta em um fluxo de bits (INSTRUMENTS, 2020b). No projeto, o CI recebe um sinal de clock de 10 MHz fornecido por um cristal externo.