



UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
CENTRO DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

VINÍCIUS VASCONCELOS DO RÊGO

**CARREGADOR DE BATERIAS USANDO ENERGIA DE UM SISTEMA
BIO-ELETROMECHANICO**

FORTALEZA

2025

VINÍCIUS VASCONCELOS DO RÊGO

CARREGADOR DE BATERIAS USANDO ENERGIA DE UM SISTEMA
BIO-ELETROMECHANICO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Tecnologia da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.

Coorientador: Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório.

FORTALEZA

2025

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação
Universidade Federal do Ceará
Sistema de Bibliotecas
Gerada automaticamente pelo módulo Catalog, mediante os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

- R268c Rêgo, Vinícius Vasconcelos do.
Carregador de baterias usando energia de um sistema bio-eletromecânico / Vinícius Vasconcelos do Rêgo. – 2025.
166 f. : il. color.
- Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) – Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Curso de Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2025.
Orientação: Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé.
Coorientação: Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório.
1. Sistema Bioeletromecânico. 2. Baterias VRLA Estacionárias. 3. Conversor CC-CC Buck;. 4. Carregador de Baterias. I. Título.

CDD 621.3

VINÍCIUS VASCONCELOS DO RÊGO

CARREGADOR DE BATERIAS USANDO ENERGIA DE UM SISTEMA
BIO-ELETROMECAÂNICO

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao
Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do
Centro de Tecnologia da Universidade Federal
do Ceará, como requisito parcial à obtenção do
grau de bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em: 27/02/2025.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. René Pastor Torrico Bascopé (Orientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Dalton de Araújo Honório (Coorientador)
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Prof. Dr. Luiz Daniel Santos Bezerra
Instituto Federal do Ceará (IFCE)

Eng. Pedro Herysson Almeida da Silva
Universidade Federal do Ceará (UFC)

Aos meus pais, Haroldo e Luciney, à minha irmã,
Marília, e a toda a minha família, por todo o
amor, apoio e inspiração ao longo desta jornada.

AGRADECIMENTOS

A Deus, por Sua infinita graça e salvação na Pessoa de Seu Filho.

Aos meus pais Haroldo e Luciney por sempre me apoiarem e acreditarem em mim.

À minha irmã Marília, pelos momentos de alegria e cumplicidade, e por estar sempre ao meu lado, oferecendo seu apoio.

À minha madrinha de Crisma, Mariney, pelo acolhimento e pelo cuidado sempre generoso e cheio de carinho.

À minha madrinha de Batismo, Auriney, por todo o suporte e ajuda ao longo desta jornada.

À todos os meus tios, tias, primos e primas, com gratidão pelo apoio e carinho. Em especial, ao meu primo Victor, por sua generosidade, pelos valiosos conselhos e por estar sempre disposto a ajudar.

Ao meu orientador, Prof. Dr. René Bascopé, cuja orientação técnica e acadêmica, aliada a seus valiosos ensinamentos, foram fundamentais para o meu desenvolvimento profissional e pessoal.

Ao meu coorientador, Prof. Dr. Dalton Honório, pelo apoio e pelas valiosas oportunidades que me proporcionou, sem as quais minha trajetória acadêmica e profissional não teria sido a mesma.

Ao Laboratório de Condicionadores de Energia (LCE), pelo acolhimento e suporte essenciais ao desenvolvimento deste projeto. Aos meus amigos e colegas da universidade, por todas as trocas de conhecimento, boas conversas e momentos de descontração que tornaram essa jornada mais leve. Em especial, aos colegas de laboratório Emanuel, Ubirani, Auro, Pinheiro e Silvestre, que me auxiliaram diretamente com os testes do protótipo. Aos demais amigos e colegas de laboratório Juliana, Igor, Amanda, Rogério, Vitória, Enzo, Fonseca e Me. Paulo Honório. Aos meus grandes amigos João Gabriel (Budog), Zenóbio (Zena), Pedro Lucas (Barão), Abraão (Old Spice), William (Lorim) e Joel, por compartilharem comigo momentos de diversão, amizade e companheirismo ao longo dessa jornada. E aos demais que posso não estar me lembrando agora, mas que contribuíram de alguma forma e deveriam ser citados.

Ao Núcleo de Visão Computacional e Engenharia (NUVEN), pelo apoio e pela liberdade concedida durante a elaboração deste trabalho.

À minha namorada Bárbara, pelo amor, paciência e compreensão, além do constante incentivo e apoio, que tornaram essa jornada mais leve e significativa.

Aos membros da banca examinadora, Eng. Pedro Herysson e Prof. Dr. Luiz Daniel, minha sincera gratidão pelo tempo dedicado, pelas valiosas contribuições, sugestões e pelas conversas enriquecedoras que tanto agregaram a este trabalho.

"O homem que diz que a verdade não existe está pedindo para que você não acredite nele. Então, não acredite." (Roger Scruton)

RESUMO

O trabalho apresenta o desenvolvimento de um sistema bioeletromecânico (BEM) para o carregamento de baterias estacionárias, utilizando a energia gerada pelo esforço físico do usuário em uma bicicleta ergométrica modificada. O sistema consiste na conversão da energia mecânica em energia elétrica por meio de um gerador de ímã permanente, seguida por um processamento eletrônico composto por dois estágios de conversão. O primeiro estágio é um retificador trifásico que transforma a tensão alternada do gerador em tensão contínua, criando um barramento CC intermediário. O segundo estágio é baseado em um conversor CC-CC Buck, responsável por ajustar a tensão e corrente aos níveis ideais para o carregamento eficiente das baterias VRLA. O controle do sistema é realizado por um microcontrolador STM32F030F4P6, que gerencia a regulação da tensão e corrente de carga, garantindo segurança e eficiência energética. O estudo inclui análises teóricas, modelagem matemática, simulações e validação experimental do sistema proposto. Os resultados demonstram a viabilidade da solução, tanto como incentivo à prática de atividades físicas quanto como uma alternativa sustentável para o armazenamento e uso eficiente de energia. As especificações do sistema estudado são: potência de saída nominal de 100 W tensão de barramento 150 V a 200 V (CC), tensão do banco de baterias 21 V a 27 V.

Palavras-chave: Sistema Bioeletromecânico; Baterias VRLA Estacionárias; Conversor CC-CC Buck; Carregador de Baterias

ABSTRACT

This work presents the development of a bioelectromechanical system (BEM) for charging stationary VRLA batteries using energy generated by the user's physical effort on a modified exercise bike. The system converts mechanical energy into electrical energy through a permanent magnet generator, followed by a two-stage electronic conversion process. The first stage is a three-phase rectifier that converts the generator's AC voltage into DC, creating an intermediate DC bus. The second stage consists of a DC-DC Buck converter, responsible for adjusting the voltage and current to optimal levels for efficient battery charging. The system is controlled by an STM32F030F4P6 microcontroller, which regulates the charging voltage and current, ensuring safety and energy efficiency. The study includes theoretical analyses, mathematical modeling, simulations, and experimental validation. The results confirm the feasibility of the proposed solution, serving both as an incentive for physical activity and as a sustainable alternative for energy storage and efficient utilization. The system specifications include a nominal output power of 100 W, a DC bus voltage range of 150 V to 200 V, and a battery bank voltage of 21 V to 27 V.

Keywords: Bioelectromechanical System; Stationary VRLA Batteries; DC-DC Buck Converter; Battery Charger.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Sistema Bio-Eletromecânico (BEM) proposto para Academias de Musculação	24
Figura 2 – Sistema BEM utilizado para carregar baterias de robôs de exploração	25
Figura 3 – Adaptação da bicicleta comercial	26
Figura 4 – Vistas e dimensões em milímetros da base construída para o gerador.	26
Figura 5 – Acoplamento da polia do gerador e montagem na base construída, unidades em milímetros.	27
Figura 6 – Detalhe da correia dentada e dos dentes adicionados a polia dos pedais, unidades em milímetros.	28
Figura 7 – Direção dos campos magnéticos em máquinas de fluxo radial e axial.	29
Figura 8 – Esquemático de uma bateria de chumbo-ácido.	32
Figura 9 – Esquemático de uma bateria de Lítio-íon em descarga.	33
Figura 10 – Característica de descarga em corrente (A) de uma Bateria VRLA de 7 Ah da fabricante Intelbras	36
Figura 11 – Curva característica de vida útil em função da temperatura de trabalho para baterias Moura	36
Figura 12 – Método de carga corrente constante (CI) e tensão constante (CV) para baterias <i>Valve Regulated Lead Acid</i> (VRLA)	37
Figura 13 – Estágios de conversão de potência do carregador de baterias.	38
Figura 14 – Topologia do estágio de onversão CA-CC.	39
Figura 15 – Topologia de filtros de entrada.	40
Figura 16 – Topologias de conversores CC-CC clássicos de segunda ordem.	42
Figura 17 – Topologias de conversores CC-CC clássicos de quarta ordem.	43
Figura 18 – Conversor CC-CC Buck CCTE com retificação síncrona.	44
Figura 19 – Conversor CC-CC Buck com retificação síncrona.	44
Figura 20 – Retificador trifásico a diodos com filtro capacitivo.	47
Figura 21 – Etapa de operação em que $ v_{ab} $ é a maior das tensões de linha.	48
Figura 22 – Etapa de operação em que $ v_{ab} $ é a maior das tensões de linha e $\theta = 90^\circ$	48
Figura 23 – Etapa de operação em que $ v_{ab} < V_{CC}$	49
Figura 24 – Principais formas de onda teóricas no retificador.	50
Figura 25 – Topologia conversor CC-CC Buck com retificação síncrona.	54
Figura 26 – Etapas de operação conversor CC-C Buck: (a) 1º Etapa, (b) 2º Etapa.	55

Figura 27 – Principais formas de onda teóricas no conversor CC-CC Buck.	55
Figura 28 – Estágios de regulação linear.	61
Figura 29 – Regulador linear utilizado em cada estágio.	61
Figura 30 – Circuito simplificado do <i>driver bootstrap</i>	62
Figura 31 – Diagrama de blocos do controle.	63
Figura 32 – Diagrama de blocos de um sistema de malha fechada genérico.	65
Figura 33 – Principais elementos parasitas.	67
Figura 34 – Estágio topológico do conversor para $t < DT_s$	68
Figura 35 – Estado topológico do conversor para $DT_s < t < T_s$	70
Figura 36 – Modelo médio equivalente do conversor CC-CC Buck com retificação síncrona ($R_{s1} = R_{s2}$)	72
Figura 37 – Curva do ganho ideal vs não ideal para o conversor CC-CC Buck.	73
Figura 38 – Esquemático utilizado para validação de $G_i(s)$ no PSIM.	76
Figura 39 – Diagrama de Bode das FTs de $G_i(s)$: ganho e fase; modelo e simulação. . .	76
Figura 40 – Esquemático utilizado para validação de $G_v(s)$ no PSIM.	77
Figura 41 – Diagrama de Bode das FT de $G_v(s)$: ganho e fase; modelo e simulação. . .	78
Figura 42 – Topologia do filtro LC com ramo de amortecimento.	79
Figura 43 – Diagrama de blocos para requisitos de compatibilidade de impedância. . . .	80
Figura 44 – Modelo térmico dos transistores no dissipador.	94
Figura 45 – Correção da resistência térmica pelo comprimento HS Dissipadores.	95
Figura 46 – Características dos sinais ao longo do processo de sensoriamento de corrente e conversão analógico - digital.	98
Figura 47 – Características dos sinais ao longo do processo de sensoriamento de tensão e conversão analógico - digital.	100
Figura 48 – Fontes de perdas do conversor CC-CC Buck.	102
Figura 49 – Diagrama de Bode para $A_{IF}(s)$	106
Figura 50 – Diagrama de Bode para $Z_{OF}(s)$ e $ Z_{IC} _{min}$	106
Figura 51 – Diagrama de Bode de $F_{TLA_{SCV}}(s)$: ganho e fase.	110
Figura 52 – Compensador tipo III.	111
Figura 53 – Diagrama de Bode de $F_{TLA_{CCV}}(s)$: ganho e fase.	113
Figura 54 – Diagrama de Bode de $F_{TLA_{SCI}}(s)$: ganho e fase.	114
Figura 55 – Diagrama de Bode da FT de $F_{TLA_{CCI}}(s)$: ganho e fase.	116

Figura 56 – Modelo resistivo da bateria.	121
Figura 57 – Modelo simplificado da bateria.	121
Figura 58 – Tensão de entrada do conversor CC-CC Buck	122
Figura 59 – Tensão e corrente de saída do conversor CC-CC Buck	122
Figura 60 – Corrente e tensão no indutor L_x	123
Figura 61 – Corrente e tensão no capacitor C_x	123
Figura 62 – Corrente através dos transistores S_1 e S_2	124
Figura 63 – Corrente e tensão no diodo D_1 do retificador	124
Figura 64 – Tensão e corrente de fase do gerador.	125
Figura 65 – Arranjo de carga para o teste de degrau.	126
Figura 66 – Corrente e tensão de saída do conversor para o teste de degrau de carga. . .	127
Figura 67 – Corrente através do indutor e tensão de saída do conversor durante o curto-circuito.	128
Figura 68 – Corrente e tensão de saída do conversor CC-CC Buck durante a recarga da bateria com o barramento CC a 200 V.	129
Figura 69 – Corrente e tensão de saída do conversor CC-CC Buck durante a recarga da bateria com o barramento CC a 150 V.	129
Figura 70 – a) Corrente (Amarelo) e tensão (Verde) de saída do conversor CC-CC Buck; (b) tensão sobre o barramento CC	130
Figura 71 – a) Corrente através do indutor L_x (Amarelo) e tensão sobre o transistor S_1 do conversor CC-CC Buck (Verde); (b) corrente através do indutor L_x (Amarelo) e tensão sobre o transistor S_2 do conversor CC-CC Buck (Verde)	131
Figura 72 – Corrente através do indutor L_x (Amarelo) e tensão sobre o indutor L_x do conversor CC-CC Buck (Verde)	131
Figura 73 – Tensão sobre as baterias (roxo), Tensão do barramento CC (verde) e corrente de recarga das baterias (amarelo).	132
Figura 74 – a) Tensão de linha (amarelo) e corrente de fase (verde) durante a recarga das baterias para um valor intermediário de corrente de recarga; b) tensão de linha (verde) e corrente de fase (amarelo) durante a recarga das baterias para o valor máximo de corrente de recarga.	133

Figura 75 – a) Tensão no barramento CC (amarelo) e corrente de recarga das baterias (verde); b) ondulação de tensão no barramento CC (verde) e corrente de recarga das baterias (amarelo)..	134
Figura 76 – Esquemático do circuito de potência.	141
Figura 77 – Esquemático do circuito de controle.	141
Figura 78 – Esquemático do circuito de potência.	149
Figura 79 – Esquemático da fonte auxiliar	150
Figura 80 – Esquemático do controlador	151
Figura 81 – <i>Top Layer</i> da PCB	152
Figura 82 – <i>Bottom Layer</i> da PCB	152
Figura 83 – Vista superior do carregador de baterias.	162
Figura 84 – Fotografia da bancada de testes.	163
Figura 85 – Vista lateral do carregador de baterias.	164

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações do gerador utilizado no sistema BEM	30
Tabela 2 – Especificações do projeto	84
Tabela 3 – Especificações do conversor CC-CC.	84
Tabela 4 – Parâmetros de projeto físico do indutor L_x	87
Tabela 5 – Resumo do projeto físico do indutor L_x	88
Tabela 6 – Especificações do capacitor B41856C6107M.	91
Tabela 7 – Especificações do MOSFET IRFB4229PBF.	92
Tabela 8 – Considerações para o projeto térmico.	94
Tabela 9 – Especificações do dissipador de calor.	96
Tabela 10 – Considerações para dimensionamento do <i>driver bootstrap</i>	96
Tabela 11 – Especificações do diodo Schottky SB540-T.	101
Tabela 12 – Especificações para dimensionamento do estágio CA-CC.	103
Tabela 13 – Especificações do diodo retificador 1N4007.	108
Tabela 14 – Especificações técnicas do microcontrolador STM32F030F4P6.	119
Tabela 15 – Comparação das grandezas entre valores teóricos e simulados.	125

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BEM	Bio-Eletromecânico
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CCTE	Célula de Comutação de Três Estados
EUA	Estados Unidos da América
IBGE	Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística
LKC	Lei de Kirchoff das Correntes
LKT	Lei de Kirchoff das Tensões
MCC	Modo de Condução Contínuo
MF	Margem de Fase
MG	Margem de Ganho
PNS	Pesquisa Nacional de Saúde
rpm	Rotações por Minuto
VRLA	<i>Valve Regulated Lead Acid</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$A(z)$	Denominador da função de transferência do controlador
$B(z)$	Numerador da função de transferência do controlador
$C(z)$	Função de transferência do compensador no domínio discreto
D	Razão cíclica do conversor
D_{\max}	Razão cíclica máxima
D_{\min}	Razão cíclica mínima
$E(z)$	Erro do sistema no domínio z
f_c	Frequência de cruzamento
f_s	Frequência de chaveamento
$F_m(s)$	Função de transferência do modulador PWM
$G(s)$	Função de transferência do sistema
$G_i(s)$	Função de transferência do controlador de corrente
$G_v(s)$	Função de transferência do controlador de tensão
$H(s)$	Função de transferência do sensor
$H_i(s)$	Função de transferência do sensor de corrente
$H_v(s)$	Função de transferência do sensor de tensão
I_{Lx}	Corrente no indutor L_x
I_{ic}	Corrente de entrada do conversor
I_{bat}	Corrente da bateria
I_D	Corrente no diodo
I_{ref}	Corrente de referência
I_{s1}, I_{s2}	Correntes nos transistores S_1 e S_2
$I_{Lp,\max}$	Corrente de pico no indutor
$I_{Lp,\min}$	Corrente mínima no indutor
I_{Cip}	Corrente de pico no capacitor C_i
I_{ip}	Corrente máxima de entrada do estágio CC-CC

I_{Dx}	Corrente média através do diodo
K_i	Ganho do controlador de corrente
K_v	Ganho do controlador de tensão
L_x	Indutância do conversor Buck
L_f	Indutância do filtro
M_F	Margem de fase
M_G	Margem de ganho
P	Potência
P_{\max}	Potência máxima processada
P_{\min}	Potência mínima processada
P_{loss}	Potência dissipada no semicondutor
Q_{PWM}	Resolução do modulador PWM
R_o	Resistência de carga
R_{Lx}	Resistência série equivalente do indutor
R_{Cx}	Resistência série equivalente do capacitor
R_{s1}, R_{s2}	Resistências dos transistores de chaveamento
R_{bat}	Resistência interna da bateria
S_1, S_2	Interruptores do conversor
T_s	Período de chaveamento
T_{carga}	Tempo de carga da bateria
$U(z)$	Sinal de controle do compensador no domínio z
V_{bat}	Tensão da bateria
V_{bus}	Tensão do barramento CC
V_{CC}	Tensão de entrada do conversor
V_{CX}	Tensão no capacitor CX
V_{Lp}	Tensão de linha do gerador
$V_{\text{Lp,max}}$	Tensão máxima de linha do gerador
$V_{\text{CC,min}}$	Tensão mínima no barramento CC

$V_{CC}(t)$	Tensão periódica no barramento CC
$Z_{IC}(0)_{\min}$	Impedância de entrada mínima do conversor
$Z_{OF}(s)$	Impedância de saída do filtro
Z_{IF}	Impedância de entrada do filtro
Z_{OC}	Impedância de saída do conversor
α_i	Avanço de fase do compensador de corrente
ΔV_{bat}	Variação da tensão da bateria
Δi_L	Ondulação de corrente no indutor
ΔV_{C_x}	Ondulação de tensão no capacitor
η	Eficiência do sistema
θ	Ângulo de fase
ω_o	Frequência natural do sistema
\hat{d}	Perturbação na razão cíclica
\hat{v}_{CC}	Perturbação na tensão de entrada
\hat{i}_{L_x}	Perturbação na corrente do indutor
\hat{v}_{C_x}	Perturbação na tensão do capacitor
λ_i	Determinante do sistema
C_f	Capacitância do filtro
C_1, C_2, C_3	Capacitores do compensador tipo III
R_1, R_2, R_3	Resistências do compensador tipo III
k_v	Parâmetro do compensador de tensão
ω_o	Frequência angular de ressonância do filtro LC
Q	Fator de qualidade do filtro LC
R_β	Soma das resistências internas do conversor
R_{omin}	Menor resistência de carga esperada

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	21
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DE TRABALHO	22
2.1	Introdução	22
2.2	Motivação	22
2.3	Sistemas Bio-eletromecânicos – Uma Revisão	23
2.4	Descrição Detalhada do Sistema Bio- eletromecânico Utilizado	26
2.4.1	<i>Bicicleta Ergométrica e suas Relações de Conversão de Velocidade dos Eixos</i>	26
2.4.2	<i>Gerador Síncrono</i>	27
2.5	Baterias Estacionárias Comuns	30
2.6	Topologias Não Isoladas de Carregadores de Baterias	38
2.7	Proposta do Trabalho	44
2.8	Conclusões	45
3	ANÁLISE DA ESTRUTURA DO CARREGADOR DE BATERIAS	46
3.1	Introdução	46
3.2	Estudo do Retificador Trifásico a Diodos	46
3.2.1	<i>Topologia</i>	46
3.2.2	<i>Análise Qualitativa</i>	47
3.2.3	<i>Análise Quantitativa</i>	50
3.3	Estudo do Conversor CC-CC Buck	53
3.3.1	<i>Análise Qualitativa</i>	53
3.3.2	<i>Análise Quantitativa</i>	56
3.3.3	<i>Estratégia de Polarização dos Transistores e Alimentação do Circuito de Controle</i>	60
3.4	Estratégia de Controle	63
3.4.1	<i>Diagrama de Blocos</i>	63
3.4.2	<i>Critérios de Estabilidade</i>	65
3.5	Modelagem e Determinação de Funções de Transferência - FTs	67
3.5.1	<i>Função de Transferência $G_i(s)$</i>	75
3.5.2	<i>Função de Transferência $G_v(s)$</i>	77
3.6	Filtro LC de Entrada	78

3.7	Conclusões	81
4	PROJETO DO CARREGADOR	83
4.1	Introdução	83
4.2	Especificações Globais	83
4.3	Projeto do Conversor CC-CC Buck	84
4.3.1	<i>Especificações e Considerações</i>	84
4.3.2	<i>Dimensionamento dos Componentes</i>	84
4.4	Projeto do Estágio CA-CC	102
4.4.1	<i>Especificações e Considerações</i>	102
4.4.2	<i>Dimensionamento dos Componentes</i>	103
4.5	Projeto do Circuito de Controle	108
4.5.1	<i>Malha de Tensão</i>	109
4.5.2	<i>Malha de Corrente</i>	113
4.5.3	<i>Implementação dos Controladores Digitais</i>	116
4.6	Conclusões	119
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS	120
5.1	Introdução	120
5.2	Resultados de Simulação	120
5.2.1	<i>Modelo da Bateria</i>	120
5.2.2	<i>Principais Formas de Onda em Regime Permanente</i>	122
5.2.3	<i>Formas de Onda em Regime Dinâmico</i>	126
5.2.4	<i>Curva de Recarga da Bateria.</i>	128
5.3	Resultados Experimentais	130
5.3.1	<i>Operação em Regime Permanente.</i>	130
5.3.2	<i>Recarga do Banco de Baterias.</i>	132
5.4	Conclusões	134
6	CONCLUSÕES GERAIS	135
	REFERÊNCIAS	137
	APÊNDICE A –ESQUEMÁTICOS DOS CIRCUITOS SIMULADOS	141
	APÊNDICE B – CÓDIGO FONTE UTILIZADO NO C-BLOCK DO PSIM	142
	APÊNDICE C –ESQUEMÁTICO E LAYOUT DA PCB	149

APÊNDICE D – CÓDIGO FONTE UTILIZADO NO MICROCON-	
TROLADOR STM32F030	153
APÊNDICE E –FOTOGRAFIAS DO PROTÓTIPO	162

1 INTRODUÇÃO GERAL

Com os avanços da Indústria 4.0 e da *Internet*, o homem moderno passou a vislumbrar as mais diversas atividades cotidianas sob um viés automatizado e fisicamente pouco exigente, se por um lado a humanidade teve um grande aumento de sua capacidade produtiva e na facilidade de resolver problemas por meio de soluções computadorizadas, por outro acostumou-se a fazer cada vez menos esforços físicos tanto no exercício de suas profissões, como fora dele.

Este certo comodismo amplamente disseminado devido aos aparatos tecnológicos automatizados, assim como outros fatores, tem contribuído para a formação de indivíduos cada vez mais sedentários e propensos aos mais diversos tipos de doenças não transmissíveis, levantando um problema de saúde pública.

Assim, este trabalho tem como objetivo fornecer um mecanismo que auxilie e incentive as pessoas a adquirir o costume de praticar exercícios físicos por meio de um sistema BEM, constituído de uma bicicleta ergométrica com um gerador de ímã permanente acoplado. Um conversor de potência é projetado para adaptar a tensão advinda do gerador aos níveis adequados de tensão e corrente, afim de carregar baterias de chumbo ácido, o que permite ao atleta guardar parte da energia convertida ao pedalar para uso futuro. Auxiliando no cumprimento da recomendação de 150 minutos semanais de exercícios.

No capítulo 2 é exposta com mais detalhes a motivação do trabalho , feita uma revisão dos sistemas Bio-Eletromecânicos existentes bem como uma descrição detalhada do sistema utilizado . Além disso, uma revisão sobre os tipos mais comuns de baterias estacionárias e algumas topologias comuns de carregadores de baterias não isoladas é apresentada. Por fim a proposta do trabalho é introduzida.

No capítulo 3 é analisada a estrutura do carregador de baterias, bem como sua fonte de polarização auxiliar e determinação das funções de transferência.

No capítulo 4 é apresentado o projeto detalhado de todos os componentes que envolvem o carregador de baterias, bem como das malhas de controle envolvidas.

No capítulo 5 são apresentados os resultados simulacionais e experimentais do sistema completo, contendo o sistema Bio-Eletromecânico e o carregador de baterias proposto.

No Apêndice A, são apresentados os diagramas esquemáticos utilizados nas simulações do sistema . O Apêndice B contém o código implementado no bloco *C-Block* do *software* PSIM. No Apêndice C, são disponibilizados tanto os esquemáticos quanto o *layout* da PCB fabricada.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DE TRABALHO

2.1 Introdução

O processamento de energia elétrica sempre caminhou junto da inovação tecnológica em prol da sociedade. Com os avanços da Eletrônica de Potência, tornou-se possível transformar e processar energia de diferentes naturezas com cada vez mais eficiência e menor custo. Este trabalho busca unir o processamento de energia elétrica através da Eletrônica de Potência para fornecer um mecanismo que auxilie as pessoas a combater o sedentarismo, conforme é exposto neste capítulo.

Ainda neste capítulo, é realizada uma revisão bibliográfica onde são estudados os sistemas Bio-eletromecânicos existentes, e dado um detalhamento do sistema BEM utilizado neste trabalho. Além disso são apresentados tipos de baterias estacionárias e as principais topologias de conversores não isoladas utilizados para carregá-las. A partir da revisão, é escolhida a topologia de carregador de baterias que fará parte do sistema como um todo.

2.2 Motivação

A última Pesquisa Nacional de Saúde (PNS), realizada pelo Instituto Brasileiro de Geografia e Estatística (IBGE) considera pessoas insuficientemente ativas aquelas que praticam atividades físicas por menos do que 150 minutos por semana. Segundo essa mesma pesquisa, no Brasil a proporção de adultos que se encontram nesta condição é de 40,3%, destes sendo 47,5% mulheres e 32,1% homens (IBGE, 2019). Além disso, em uma perspectiva mundial, segundo (WHO, 2022) a insuficiência de atividades físicas e o sedentarismo podem levar mais de 500 milhões de pessoas a desenvolverem doenças cardíacas, obesidade, diabetes e outras doenças não transmissíveis até o ano de 2030, infringindo assim um problema de saúde pública em escala global. Ainda nesse mesmo estudo, a Organização Mundial da Saúde indica que os custos com saúde para os governos mundiais será de 27 bilhões de dólares por ano, caso políticas públicas que incentivem a prática de atividades físicas não sejam implementadas de maneira efetiva.

Existem diversos fatores que podem influenciar nos elevados números discutidos acima e precisam ser analisados em conjunto para que soluções mais abrangentes sejam apresentadas. No entanto, em um viés mais específico, diversos estudos concluem que existe uma relação direta entre o uso indevido de tecnologias modernas como o celular, computadores, televisão e a

Internet com a diminuição das atividades físicas e os hábitos sedentários (FENNELL CURTIS; LEPP, 2019),(LEPP ANDREW, 2013).

Sob esse aspecto, portanto, esforços da comunidade acadêmica em diversas frentes tem sido realizados para mitigar ou reduzir os efeitos do sedentarismo na sociedade, utilizando a tecnologia como um fator positivamente disruptivo e não como um empecilho no caminho das atividades físicas na vida de cada cidadão.

À luz dessas considerações, este trabalho fornece um sistema que busca por meio da Eletrônica de Potência e do processamento de energia incentivar as pessoas à prática de atividades físicas. Este sistema, é constituído de uma bicicleta ergométrica com um gerador de Imã Permanente acoplado, cuja energia gerada ao pedalar a bicicleta é processada por um carregador de baterias, afim de que seja armazenada para uso futuro. Com este aparato, o atleta pode facilmente reservar os 150 minutos semanais necessários para não se tornar insuficientemente ativo, pedalar a bicicleta e utilizar a energia gerada para os mais diversos fins, juntando o útil ao agradável.

2.3 Sistemas Bio-eletromecânicos – Uma Revisão

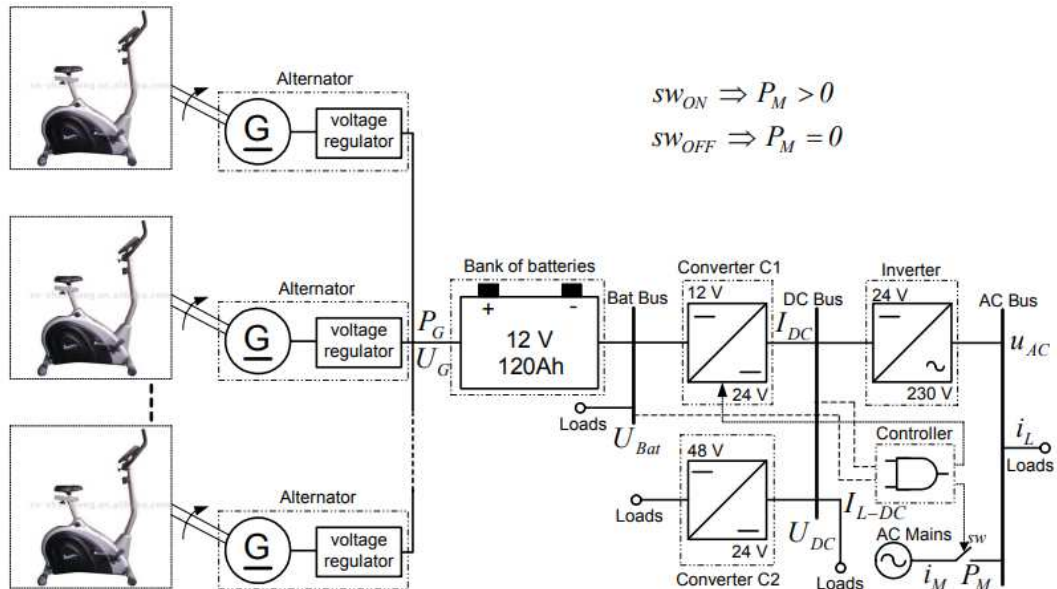
Esta revisão tem por interesse fornecer um panorama geral dos sistemas BEM existentes e suas aplicações, afim de obter um melhor entendimento do sistema proposto diante do que já foi implementado na literatura.

No estudo apresentado em (STRZELECKI, 2007), um alternador automotivo de 750 W e 12 V foi acoplado mecanicamente à roda dianteira de uma bicicleta ergométrica. Esse acoplamento permite que a energia biológica do atleta, proveniente do esforço físico, seja convertida em energia mecânica, a qual é posteriormente transformada em energia elétrica na forma de tensão e corrente pelo alternador, criando um sistema de geração de energia baseado em esforço muscular BEM. Como ilustrado na Figura 1, a tensão gerada é regulada como Corrente Contínua (CC) e utilizada para carregar um banco de baterias de 12 V.

Como resultado, concluiu-se que em uma academia hipotética equipada com 5 bicicletas ergométricas acopladas a alternadores, operando 6 horas diárias durante 300 dias, seria possível gerar aproximadamente 45% da energia total consumida pela academia nesse período. Nesse mesmo estudo, testes realizados demonstraram que um ciclista médio pode gerar aproximadamente 75 W ao pedalar em velocidade de estrada por uma hora. Além disso, a 200 W, a geração de energia é possível por curtos períodos a 25 km/h, enquanto 750 W podem ser

alcançados apenas por um segundo sob carga extrema. Esses resultados indicam que a energia humana/mecânica, se devidamente aproveitada, pode ser armazenada em bancos de baterias e utilizada para alimentar dispositivos elétricos.

Figura 1 – Sistema BEM proposto para Academias de Musculação



Fonte: (STRZELECKI, 2007)

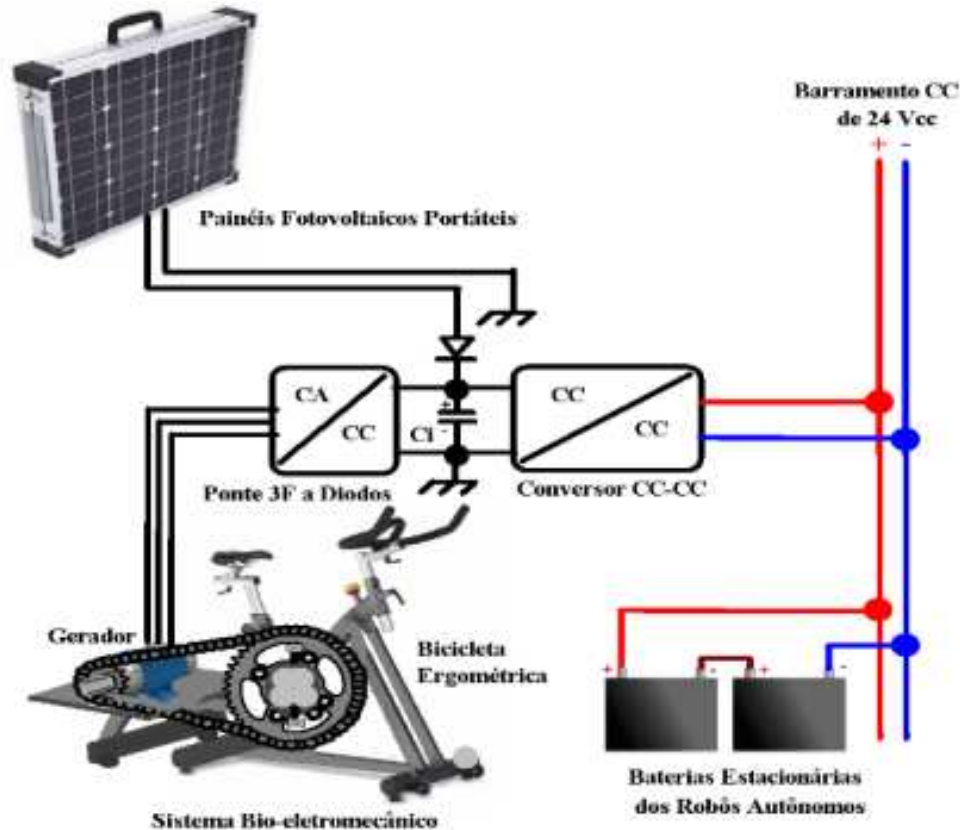
Já em (RÊGO, 2022), os autores propõem um arranjo em que é possível extrair energia de um conjunto de painéis fotovoltaicos portáteis e um sistema BEM, com o intuito de carregar baterias de robôs de exploração em regiões distantes da rede elétrica. Conforme mostra a Figura 2, um único estágio de conversão CC/CC é utilizado para ambas as fontes, ocasionando que apenas uma possa operar por vez. Por este motivo, o sistema BEM nesse trabalho atua como um complementar aos painéis fotovoltaicos, apenas atuando à noite ou em situações em que há ausência de radiação solar incidente nos painéis.

Em (CONDOMINIOS VERDES, 2015), é noticiado um modelo real de academia desenvolvida nos Estados Unidos da América (EUA), onde sistemas BEM são utilizados com intuito de gerar energia para a rede elétrica do próprio estabelecimento. Nessa academia, cerca de 20% da própria energia é gerada por sistemas BEM. Além disso, essa iniciativa deu luz a um dispositivo basicamente constituído de um gerador, que pode ser incorporado a qualquer bicicleta comercial permitindo ao atleta gerar energia de casa ao pedalar.

Em (DIAS, 2016) é construído um protótipo com valor total de fabricação de R\$ 1500,00 e que se trata de um sistema BEM composto por uma bicicleta ergométrica com um gerador CC acoplado. A tensão gerada ao pedalar passa por um conversor CC/CC *Boost* em

que é processada para alimentar cargas CC. Nesse mesmo trabalho, planeja-se implementar um estágio inversor afim de injetar energia na rede elétrica e gerar créditos junto a concessionária de energia local.

Figura 2 – Sistema BEM utilizado para carregar baterias de robôs de exploração



Fonte: (RÊGO, 2022)

No estado de Minas Gerais, o juiz José Henrique Mallmann idealizou uma forma inovadora de reduzir a pena de detentos, pedalando. Com o nome “Uma Luz para a Liberdade”, esta iniciativa se baseia em permitir que detentos reduzam sua pena ao gerar energia pedalando uma bicicleta estacionária com uma unidade geradora acoplada. Em troca de 16 horas de pedalada, o detento reduz em 24 horas sua pena no presídio. Quando os presos pedalam o suficiente para fornecer uma noite de luz, um aparelho instalado no guidão das bicicletas emite um sinal que informa a hora de parar. Após o alerta, o trabalho é suspenso até o próximo dia (MELEIRO, 2012).

Sendo assim, sistemas BEM são amplamente utilizados e estudados no meio acadêmico, comercial e até jurídico. Seja qual for a aplicação, este tipo de sistema aliado a Eletrônica de Potência, permite gerar e armazenar energia limpa e sustentável, motivando seu usuário a ter um estilo de vida cada vez menos sedentário.

2.4 Descrição Detalhada do Sistema Bio- eletromecânico Utilizado

2.4.1 Bicicleta Ergométrica e suas Relações de Conversão de Velocidade dos Eixos

O sistema BEM utilizado neste trabalho é composto por uma bicicleta ergométrica comercial CHB-S2002BE da *Athletic Works* que sofreu uma série de adaptações para que o gerador de Imã Permanente da *Enersud* fosse acoplado e para otimizar a geração ao pedalar. A Figura 3 mostra uma comparação entre a bicicleta comercial original e o resultado da adaptação que foi realizada.

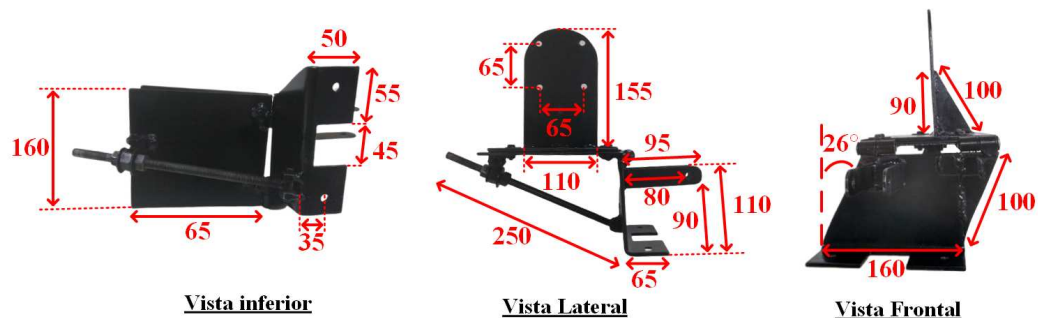
Figura 3 – Adaptação da bicicleta comercial



Fonte: Próprio Autor

Conforme mostra a Figura 3, o painel de controle, os discos roletes, a massa de aço rolante que vem na parte frontal da bicicleta, assim como outros componentes foram removidos e uma polia comercial de ferro fundido de 500 mm de diâmetro foi acoplada ao eixo do pedal. Para acoplar o gerador à bicicleta, uma base de metal foi desenvolvida e instalada na parte traseira. A Figura 4 mostra as vistas da base construída, bem como diversas dimensões em mm.

Figura 4 – Vistas e dimensões em milímetros da base construída para o gerador.



Fonte: Próprio Autor

Ao eixo do gerador, foi acoplada uma polia dentada de alumínio com aproximadamente 45,7 mm de diâmetro e 10 dentes. Um detalhe sobre o acoplamento da polia do gerador, suas dimensões em mm e a montagem do gerador na base de metal construída é mostrado na Figura 5.

Figura 5 – Acoplamento da polia do gerador e montagem na base construída, unidades em milímetros.



Fonte: Próprio Autor

A transmissão de velocidade entre as polias dos eixos do gerador e do pedal é realizada usando uma correia dentada de borracha e 140 dentes. Considerando o fato de que a polia utilizada no eixo do pedal não é dentada e apresenta apenas alguma rugosidade que causa oposição ao movimento da correia, a transmissão do movimento entre as polias não seria realizado de maneira eficiente. Afim de corrigir este problema, seis dentes foram adicionados em torno do comprimento da polia do eixo dos pedais conforme é possível observar com detalhes na Figura 6.

Este sistema BEM forma sistema de transmissão à polias em que a polia motora está acoplada ao eixo dos pedais e a polia movida ao eixo do gerador, considerando o diâmetro de cada polia a relação de conversão de velocidade entre os eixos é entorno de 10 vezes, ou seja, uma volta do pedal proporciona 10 voltas do eixo do gerador. Acredita-se que ainda exista pesquisa para compatibilizar a relação de diâmetro das polias e o passo dos dentes da correia dentada. É uma pesquisa da área da engenharia mecânica, porém deve ser tratado caso este sistema BEM seja transformado em produto.

2.4.2 Gerador Síncrono

Geradores síncronos, ou alternadores, são máquinas síncronas projetadas para a conversão de energia mecânica em energia elétrica de Corrente Alternada (CA). Suas principais componentes são o rotor e o estator. O rotor é responsável pela geração do campo magnético principal, o qual pode ser produzido por ímãs permanentes ou através de eletroímãs. O es-

Figura 6 – Detalhe da correia dentada e dos dentes adicionados a polia dos pedais, unidades em milímetros.



Fonte: Próprio Autor

tator, por sua vez, contém enrolamentos onde é induzida uma tensão trifásica, em função do campo magnético rotativo gerado pelo rotor quando este é acionado por uma máquina primária (CHAPMAN, 2013).

O enrolamento responsável pela geração do campo magnético principal é denominado enrolamento de campo e está localizado no rotor do gerador síncrono. Em contraste, o enrolamento no qual a tensão principal é induzida é conhecido como enrolamento de armadura e está situado no estator do gerador.

Em geradores síncronos com rotor dotado de enrolamentos de campo que operam como eletroímãs, é imprescindível o fornecimento de corrente contínua (CC) para a geração do campo magnético principal da máquina. A implementação dessa configuração pode introduzir complexidade adicional em determinadas aplicações, em virtude da necessidade de um sistema especializado para alimentar os enrolamentos de campo no rotor em movimento com potência CC.

Uma alternativa a essa configuração é a substituição dos enrolamentos de campo por ímãs permanentes, fabricados com materiais de terras raras, como neodímio-ferro-boro, ou por materiais cerâmicos, como óxido de ferro ou carbonato de bário. Essa solução elimina a necessidade de alimentação de corrente contínua para o rotor, simplificando a operação e o

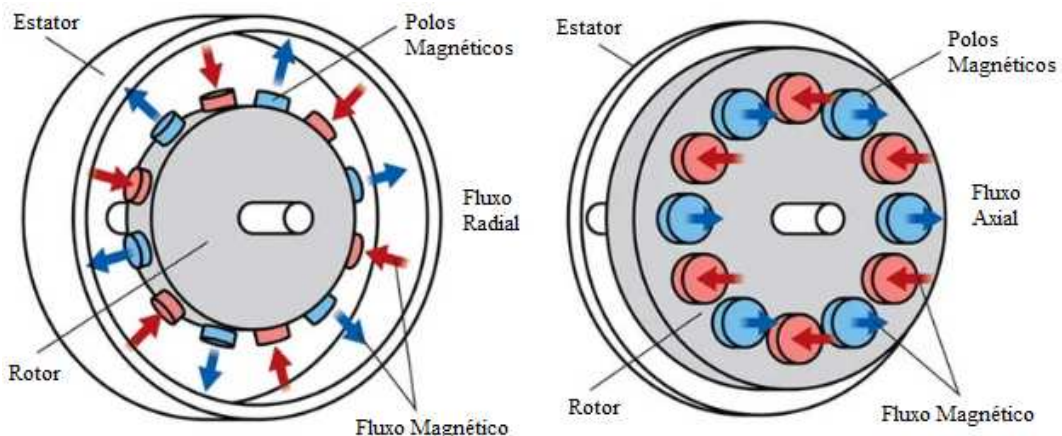
gerenciamento do gerador. No entanto, essa abordagem pode apresentar desafios adicionais em aplicações que demandam controle ativo, conforme discutido em (UMANS, 2014).

A circulação de corrente contínua no enrolamento de campo ou a utilização de ímãs permanentes no rotor cria um fluxo magnético constante. Quando o rotor é acionado por uma máquina primária, esse movimento rotativo provoca uma variação do fluxo magnético nos enrolamentos de armadura localizados no estator. De acordo com a lei de Faraday, essa variação gera tensões induzidas nos terminais dos enrolamentos de armadura. Essas tensões, devido à disposição espacial e distribuição dos enrolamentos no estator, são tipicamente alternadas e trifásicas, cuja frequência em Hz f depende do número de polos magnéticos p da máquina e da velocidade de rotação do rotor em Rotações por Minuto (rpm) n , de acordo com a Equação 2.1.

$$f = \frac{n}{2} \cdot \frac{p}{60}. \quad (2.1)$$

No contexto das máquinas síncronas de ímã permanente, elas podem ser classificadas em dois tipos principais com base na direção do fluxo magnético gerado no rotor: máquinas de fluxo radial e máquinas de fluxo axial. Nas máquinas de fluxo radial, o campo magnético se orienta na direção perpendicular ao eixo de rotação do rotor, enquanto nas máquinas de fluxo axial, o campo magnético é alinhado paralelamente ao eixo de rotação, conforme ilustrado na Figura 7.

Figura 7 – Direção dos campos magnéticos em máquinas de fluxo radial e axial.



Fonte: Adaptado de (MOREELS, 2019).

Máquinas de fluxo axial tendem a ser mais eficientes em comparação às de fluxo radial, devido à menor distância percorrida pelo fluxo magnético para fechar o laço entre seus

polos. Isso reduz as perdas associadas ao fluxo disperso e resulta em um campo magnético mais intenso, permitindo uma conversão mais eficiente da energia elétrica gerada (FAHEM, 2020).

Neste trabalho, para compor o sistema BEM é adotado um gerador trifásico de ímã permanente do tipo axial, projetado para aplicação em aerogeradores da fabricante nacional Enersud, conforme ilustrado na Figura 5. As especificações técnicas do gerador podem ser encontradas na Tabela 1.

Tabela 1 – Especificações do gerador utilizado no sistema BEM

Potência Nominal	420 W
Rotação Nominal	1100 RPM
Número de Polos	8
Velocidade Nominal	13 m/s
Velocidade de Partida	2,2 m/s
Velocidade Máxima	137 km/h
Temperatura de Operação	-10 a 50 °C

Fonte: elaborada pelo autor.

2.5 Baterias Estacionárias Comuns

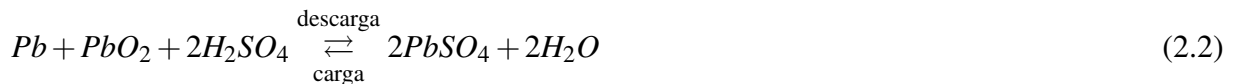
Baterias estacionárias são sistemas de armazenamento de energia concebidos para instalação fixa, em contraste com baterias móveis utilizadas em dispositivos portáteis ou veículos. Sua principal função é assegurar o fornecimento contínuo de energia elétrica ou atuar como reserva em casos de falhas na rede. São amplamente empregadas em instalações críticas, como *data centers*, sistemas de telecomunicações, e no suporte à integração de fontes de energia renováveis. Projetadas para operar em ciclos de carga e descarga lentos, essas baterias são otimizadas para alta capacidade de armazenamento e longevidade operacional são o tipo de bateria mais adequado para o sistema BEM apresentado neste estudo (WÜLLNER, 2021).

Entre os principais tipos de baterias estacionárias discutidos nesta seção estão as baterias de chumbo-ácido, baterias de Lítio-íon, baterias de Níquel-Cádmio (NiCd) e baterias de Níquel- Metal Hidreto (NiMH) cada uma com características técnicas distintas que serão exploradas em maior detalhe.

A. Baterias de chumbo-ácido

Inventadas em 1859 e desenvolvida ao longo dos anos tornaram-se um dos dispositivos eletroquímicos recarregáveis mais utilizados na atualidade (CHEN, 2009). Tipicamente,

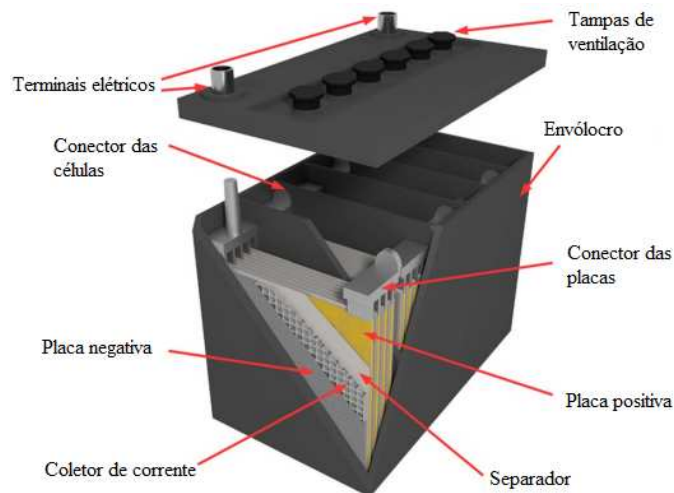
as baterias de chumbo-ácido são constituídas por um eletrodo negativo de dióxido de chumbo (PbO_2), um eletrodo positivo de chumbo metálico (Pb) e um eletrólito de ácido sulfúrico (H_2SO_4). A Equação 2.2 mostra a reação química geral na célula da bateria de chumbo-ácido, cuja reação durante a descarga produz cristais de sulfato de chumbo ($PbSO_4$) que precipitam na superfície dos eletrodos e água (H_2O) causando diluição do eletrólito (JUANICO, 2024).



Em um contexto geral, as baterias de chumbo-ácido são classificadas em duas categorias principais: baterias de chumbo-ácido inundadas, que requerem reabastecimento periódico de água destilada e baterias de chumbo-ácido seladas reguladas a válvula (VRLA, do inglês *Valve Regulated Lead Acid*), que são isentas de manutenção. As baterias VRLA são equipadas com válvulas de ventilação que permitem a liberação controlada de gases, regulando a pressão interna. Adicionalmente, essas baterias utilizam o processo de recombinação do oxigênio e o hidrogênio liberado pelos eletrodos positivos e negativos em condições de sobrecarga para repor a água de forma automática, eliminando a necessidade de manutenção manual (NELSON, 2001).

De acordo com (FAN, 2020), as baterias de chumbo-ácido possuem uma eficiência energética de 75–80% e uma densidade energética baixa de 30–50 Wh/kg, com tensão nominal de aproximadamente 2 V por célula. Além disso, apresentam um baixo custo (\$300–600/kWh), são de fácil fabricação, possuem *designs* livres de manutenção e permitem a reciclagem eficiente de seus componentes (mais de 97% de todo o chumbo da bateria pode ser reciclado), a Figura 8 mostra um diagrama esquemático de uma bateria de chumbo-ácido.

Figura 8 – Esquemático de uma bateria de chumbo-ácido.



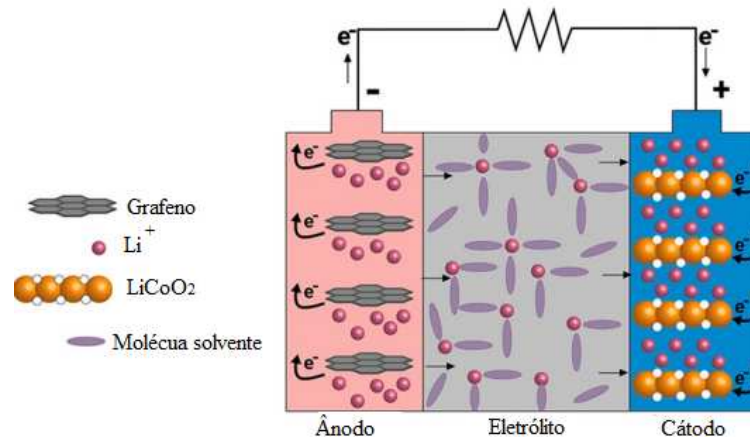
Fonte: Adaptado de (LACH, 2019).

B. Baterias de Lítio-íon

Inicialmente proposta na década de 1960, a tecnologia das baterias de Lítio-íon tornou-se viável quando os laboratórios Bell desenvolveram um eletrodo positivo funcional de grafite, substituindo o metal de Lítio utilizado nas baterias convencionais. Ademais, sua comercialização tornou-se viável pela primeira vez em 1990 pela Sony, consolidando-as como uma das tecnologias de armazenamento de energia mais relevantes e dominantes no mercado.

Comumente referida como bateria de "cadeira de balanço" (do inglês *rocking chair battery*), seu princípio de funcionamento baseia-se no movimento dos íons de lítio (Li^+) entre os eletrodos durante os ciclos de carga e descarga. Durante o processo de carga, os átomos de lítio presentes no eletrodo negativo ionizam-se em Li^+ e migram através do eletrólito em direção ao eletrodo positivo de carbono, onde se recombina com elétrons e se depositam entre as camadas de carbono na forma de átomos de lítio. Esse processo ocorre de forma reversa durante o ciclo de descarga (CHEN, 2009). Tipicamente, o eletrodo positivo é feito de materiais de óxido metálico com estruturas em camada ou em túnel como óxido de lítio-cobalto (LiCoO_2), óxido de lítio-manganês (LiMn_2O_4), entre outros. Já o eletrodo negativo é geralmente composto por materiais de carbono grafitico. O eletrólito das baterias de Lítio-íon pode ser dividido em duas categorias: eletrólitos líquidos e eletrólitos semissólidos/sólidos. Os eletrólitos líquidos geralmente são compostos por sais de Lítio (por exemplo, LiPF_6 , LiBF_4 , etc) dissolvidos em carbonatos orgânicos (por exemplo, carbonato de propileno, carbonato de etileno, carbonato de dimetilo, etc).

Figura 9 – Esquemático de uma bateria de Lítio-íon em descarga.



Fonte: Adaptado de (ARGYROU, 2018).

Já o eletrólito semissólido é tipicamente um eletrólito polimérico, que consiste em um material condutor de íons composto por sais de lítio e matrizes poliméricas de alto peso molecular com ou sem solventes (FAN, 2020). A Figura 9 mostra um diagrama esquemático da bateria de Lítio-íon em descarga.

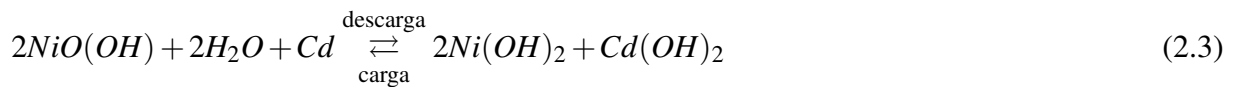
Conforme discutido em (FAN, 2020) e (CHEN, 2009), as baterias de Lítio-íon possuem uma longa vida útil (superior a 1000 ciclos), alta eficiência (quase 100%, sendo superior às outras baterias nesse quesito), baixa taxa de auto-descarga e ampla faixa de temperatura operacional (podem ser carregadas entre 0 e 45 °C e descarregadas entre -40 e 65 °C). Além disso, podem ser fabricadas em uma ampla variedade de tamanhos e formatos como prismáticas empilhadas, prismáticas enroladas, cilíndricas enroladas em espiral e células *pouch*, variando em capacidade dos 0,1 Ah a 160 Ah e podem ser associadas para formar bancos com centenas de Ah.

Suas principais desvantagens incluem sua densidade de energia relativamente baixa (240 Wh/kg), degradação potencial quando descarregadas abaixo de 2 V em temperaturas elevadas (65 °C), risco de incineração em caso de sobrecarga e alto custo em relação às baterias VRLA.

C. Baterias de níquel-cádmio (NiCd)

As baterias de níquel-cádmio (NiCd) apresentam uma maturidade tecnológica comparável às baterias de chumbo-ácido, com mais de um século de desenvolvimento. Suas principais componentes incluem um eletrodo positivo de hidróxido de níquel (Ni), um eletrodo negativo de hidróxido de cádmio (Cd), um eletrólito alcalino e um separador. A reação química que governa

os processos de carga e descarga das baterias Ni-Cd é descrita pela Equação 2.3.



Assim como em baterias de chumbo-ácido, as baterias de Ni-Cd utilizam do processo de recombinação do oxigênio para repor a água destilada e podem ser construídas de maneira selada, no entanto em contraste as baterias de chumbo-ácido, o eletrólito em baterias de NiCd servem apenas para melhorar a condutividade, somente a água participa diretamente na reação global de carga e descarga conforme mostra a Equação 2.3. Válvulas que controlam a ventilação para alívio da pressão interna também fazem parte deste tipo de bateria, no entanto o aumento da pressão interna devido a geração de gases ocorre em menor escala do que em bateria VRLA (NELSON, 2001).

Segundo (CHEN, 2009), as baterias de NiCd possuem uma densidade de energia entre 50 e 75 Wh/kg, robustez e confiabilidade, além de requererem pouca manutenção. Essas vantagens em relação às baterias de chumbo-ácido tornam-nas preferidas para ferramentas elétricas, dispositivos portáteis, iluminação de emergência, UPS, telecomunicações e partida de geradores. No entanto, dispositivos portáteis, como telefones móveis e *laptops*, foram substituídos por outras eletroquímicas ao longo da última década. As principais desvantagens das baterias de NiCd são o custo relativamente alto (cerca de \$1000/kWh), o fato de que o cádmio é um metal pesado tóxico, o que apresenta desafios em relação ao descarte adequado e o chamado "efeito memória", onde as baterias de NiCd só alcançam a carga completa após uma série de descargas totais.

C. Baterias de Níquel- Metal Hidreto (NiMH)

Disponíveis comercialmente a mais e 20 anos, as baterias de Ni-MH são amplamente utilizadas em aplicações portáteis e de tração. Essas baterias são formadas por um eletrodo positivo de hidreto metálico, um eletrodo negativo de hidróxido de níquel e um eletrólito alcalino. Um separador é comumente empregado para isolar os eletrodos e também serve como meio de absorção dos eletrólitos, sendo fabricado com material sintético não tecido.

Na prática, conforme discutido em (FAN, 2020) as baterias de Ni-MH podem ser utilizadas em telecomunicações, em fontes de alimentação ininterruptas e em veículos elétricos híbridos devido à sua alta densidade de energia e potência (40–110 Wh/kg, 200–1200 W/kg),

além de outras características como a ampla faixa de temperaturas operacionais (de -30 °C a 70 °C), alta tolerância ao sobrecarregamento e sobre descarga, longa vida útil, baixa manutenção, e respeito ao meio ambiente, uma vez que não possui metais pesados tóxicos em sua composição como em baterias de NiCd. Sua principal desvantagem, em relação a baterias VRLA por exemplo, é o seu alto custo.

D. Definição da Tecnologia de Bateria Adotada e Considerações de Uso

No contexto do projeto do sistema BEM, a seleção da tecnologia de bateria baseia-se nos seguintes critérios técnicos:

1. Baixo custo : a escolha de baterias com preço acessível é essencial para garantir a viabilidade econômica do projeto.
2. Rendimento : maximiza o aproveitamento da energia gerada pelo atleta, o que contribui para minimizar o desgaste físico e aumentar a autonomia do sistema.
3. Disponibilidade : a tecnologia escolhida deve ser amplamente disponível no mercado local, reduzindo a dependência de importações. Isso facilita a logística, diminui custos e assegura que o sistema possa ser amplamente adotado, promovendo maior acessibilidade e inclusão tecnológica.

Com base nos critérios estabelecidos, as tecnologias de bateria mais adequadas para esta aplicação são as VRLA e NiCd. Entre elas, a bateria VRLA se sobressai devido à sua ampla disponibilidade comercial, baixo custo, longa vida útil e maturidade tecnológica comprovada. Adicionalmente, essa tecnologia apresenta vantagens significativas, como a ausência de metais tóxicos em sua composição e a inexistência do "efeito memória", uma limitação característica das baterias de NiCd.

O correto dimensionamento de baterias VRLA requer a consideração de diversos fatores, como capacidade nominal, temperatura de operação e método de carga. A capacidade nominal da bateria, indicada como "C" e medida em ampère-hora (Ah), refere-se à quantidade de carga elétrica que a bateria pode fornecer sob condições específicas de descarga, até atingir uma tensão final predeterminada, e considerando uma temperatura de operação em torno de 25 °C. Essa capacidade também depende de parâmetros construtivos da bateria, como a área e a espessura das placas internas (MOURA, 2011).

Por exemplo, uma bateria com capacidade nominal de 10 Ah é capaz de fornecer uma corrente de 1 A continuamente por um período de 10 horas, desde que operando a uma temperatura de 25 °C. No entanto, a relação entre capacidade, corrente de descarga e tempo de

fornecimento não é linear, sendo necessário consultar as especificações técnicas do fabricante para correlacionar adequadamente estas grandezas, vide Figura 10.

Figura 10 – Característica de descarga em corrente (A) de uma Bateria VRLA de 7 Ah da fabricante Intelbras

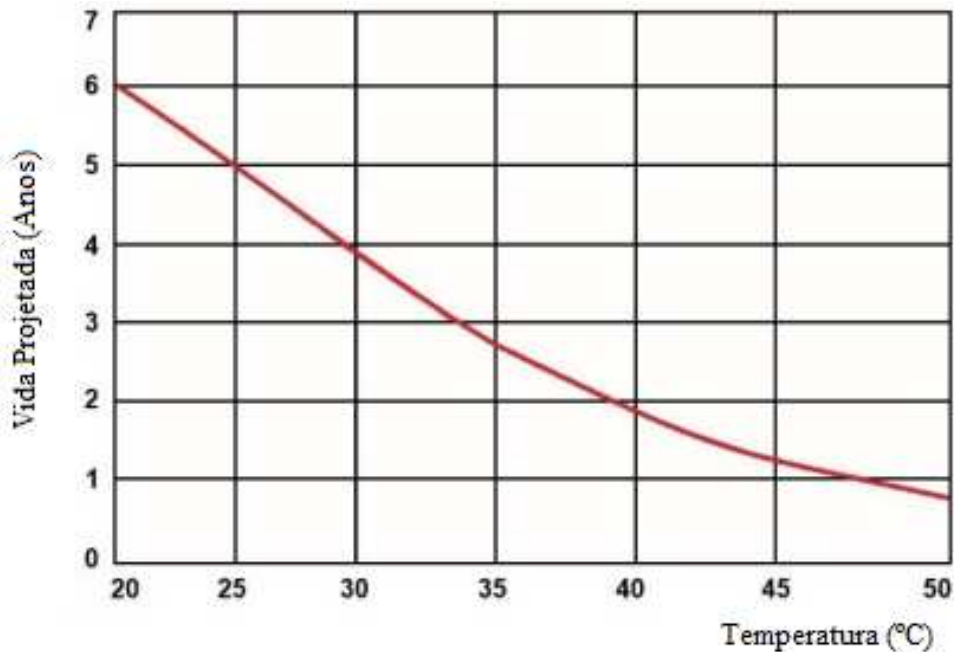
F.V / Tempo	5 min	10 min	15 min	30 min	45 min	1 h	2 h	3 h	5 h	8 h	10 h	20 h
9,60 V	26,23	17,20	12,81	6,818	4,322	2,643	1,742	1,418	1,166	0,768	0,655	0,356
10,0 V	25,28	16,77	12,40	6,730	4,256	2,590	1,709	1,398	1,155	0,765	0,658	0,353
10,2 V	23,80	15,94	12,05	6,628	4,224	2,562	1,694	1,384	1,148	0,758	0,648	0,343
10,5 V	21,39	14,90	11,37	6,445	4,172	2,529	1,679	1,364	1,138	0,751	0,645	0,336
10,8 V	19,17	13,90	10,73	6,232	4,114	2,508	1,659	1,317	1,133	0,748	0,634	0,322
11,1 V	16,77	12,74	9,90	5,995	4,016	2,407	1,627	1,298	1,128	0,742	0,624	0,317

Valores médios (tolerância de ± 2%)

Fonte: (INTELBRAS, 2023).

A temperatura de operação das baterias VRLA tem um impacto significativo em sua vida útil. De acordo com (IEEE, 2006), o uso contínuo dessas baterias em temperaturas elevadas pode reduzir sua vida útil em cerca de 50% a cada aumento de 8 °C acima de 25 °C. Portanto, manter as baterias o mais próximo possível de 25 °C otimiza sua durabilidade, desempenho e custos operacionais, a Figura 11 mostra uma curva característica de redução da vida útil projetada em função da temperatura de operação de baterias VRLA .

Figura 11 – Curva característica de vida útil em função da temperatura de trabalho para baterias Moura



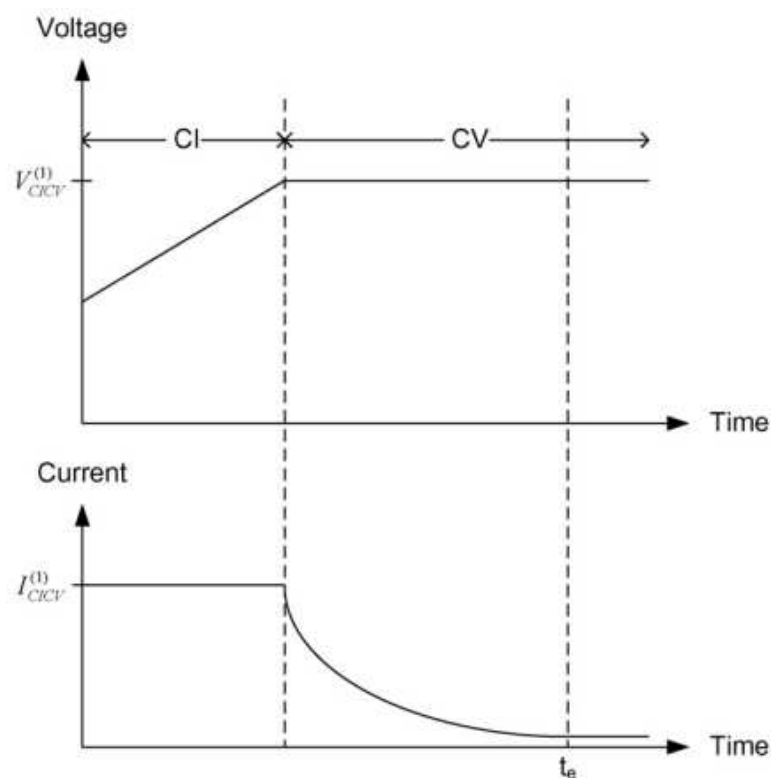
Fonte: adaptado de (MOURA, 2023).

Além dos fatores supracitados, baterias VRLA são altamente sensíveis à metodologia

e ao perfil de carga aplicados, tornando essencial a implementação de um processo de carregamento adequado para garantir desempenho e longevidade (MOURA, 2023). Dessa forma, o desenvolvimento e a engenharia de um carregador de baterias que incorpore o método de carregamento otimizado tornam-se igualmente essenciais para maximizar a eficiência e a confiabilidade do sistema.

Os métodos de carregamento de baterias são, em sua essência, baseados em três abordagens principais: corrente constante, tensão constante e potência constante. Para maximizar a vida útil das baterias, os processos de carregamento frequentemente utilizam múltiplos estágios que combinam essas técnicas, ajustando cuidadosamente as variáveis de tensão, corrente e potência de acordo com o estágio do processo. Segundo (WONG, 2008), o método de carregamento por tensão constante e corrente constante destaca-se como o mais amplamente utilizado, devido à sua eficácia na mitigação de efeitos adversos em baterias VRLA, como sulfatação, corrosão das grades e perdas de água.

Figura 12 – Método de carga corrente constante (CI) e tensão constante (CV) para baterias VRLA



Fonte: (WONG, 2008).

Nesse método, a corrente de carga é mantida constante em um valor máximo pré-definido, geralmente estabelecido como uma fração da capacidade nominal da bateria (e.g., 0,4C

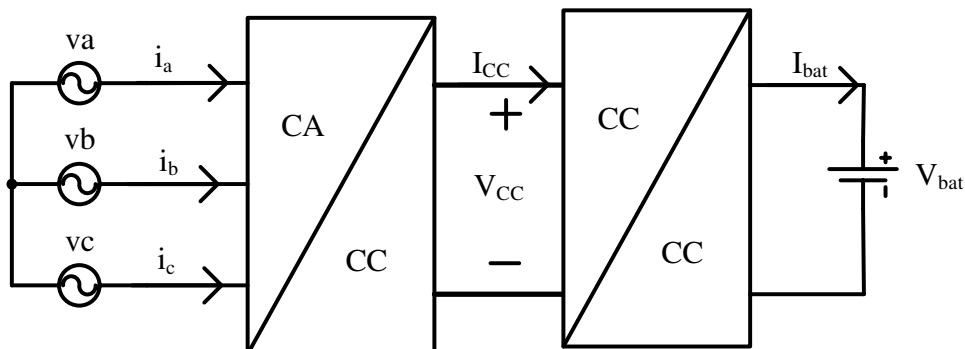
para uma bateria de 40 Ah resulta em uma corrente de carga máxima de 16 A). Esse regime é mantido até que a tensão nos terminais da bateria alcance o nível de flutuação, que, para a maioria das baterias VRLA com tensão nominal de 12 V, corresponde a aproximadamente 13,7 V. Em seguida, a tensão é mantida constante nesse valor, enquanto a corrente de carga diminui progressivamente ao longo do tempo, conforme ilustrado na Figura 12.

No contexto do sistema BEM, este método será implementado, e a corrente de carga no estágio de corrente constante deverá ser ajustável, tanto para limitar a carga a uma fração da capacidade nominal da bateria quanto para regular a intensidade do esforço exigido ao atleta durante o pedal. Quanto maior a corrente de carga aplicada, maior será a dificuldade para o atleta gerar energia.

2.6 Topologias Não Isoladas de Carregadores de Baterias

Ao pedalar a bicicleta ergométrica que integra o sistema BEM, o movimento do atleta aciona um gerador síncrono de ímã permanente, produzindo uma tensão alternada trifásica com amplitude e frequência dependentes da cadência de pedalada. A energia elétrica gerada, portanto, não pode ser diretamente utilizada para carregar a bateria, pois esta necessita de um nível de tensão CC regulado. Para atender a essa necessidade, são empregadas técnicas de eletrônica de potência que permitem o gerenciamento eficiente da energia gerada. Uma abordagem viável consiste no uso de uma topologia em dois estágios de processamento, conforme ilustrado na Figura 13.

Figura 13 – Estágios de conversão de potência do carregador de baterias.



Fonte: próprio autor.

Nesta topologia, as tensões trifásicas v_a , v_b e v_c geradas são retificadas pelo estágio CA-CC, resultando em uma tensão contínua V_{CC} , comumente denominada tensão do barramento CC. Apesar de apresentar características de corrente contínua, o valor médio de V_{CC} é aproxi-

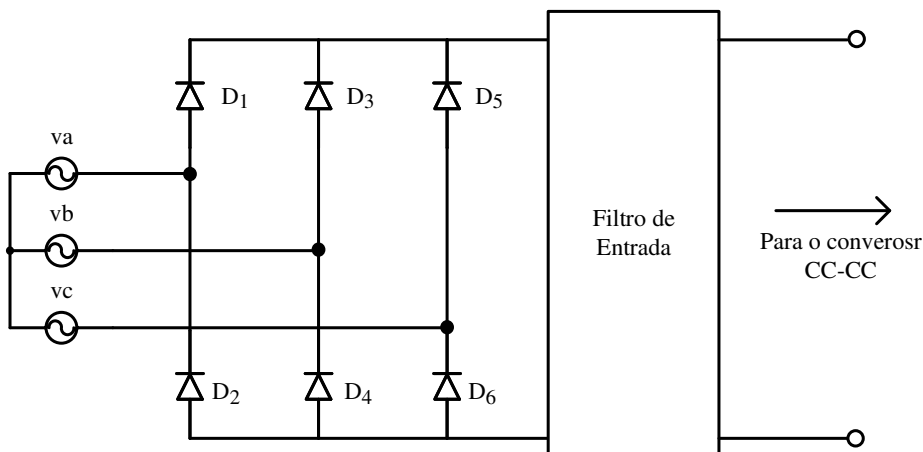
madamente igual ao valor de pico das tensões trifásicas geradas (HART, 2011), o que a torna inadequada para utilização direta. Afim de ajustar os níveis de tensão e corrente V_{CC} e I_{CC} aos requisitos específicos do banco de baterias, V_{bat} e I_{bat} , é implementado um segundo estágio de conversão CC-CC.

Outra alternativa seria a implementação de um único estágio de processamento CA-CC, o que resultaria em maior eficiência, dado que a eficiência total do carregador é determinada pelo produto das eficiências individuais de cada estágio de conversão (VITORINO, 2019). Contudo, a natureza de retificação controlada dessa estratégia implica em uma elevada complexidade de implementação, aumentando os custos do controlador, tornando-a inviável para este projeto.

A. Topologias de conversor do estágio CA-CC

O estágio de conversão CA-CC, ilustrado na Figura 13, em aplicações de conversão unidirecional, é tipicamente implementado utilizando um circuito retificador trifásico em configuração de ponte a diodos, seguido por um circuito de filtragem, conforme mostrado na Figura 14 (YILMAZ, 2012).

Figura 14 – Topologia do estágio de onversão CA-CC.



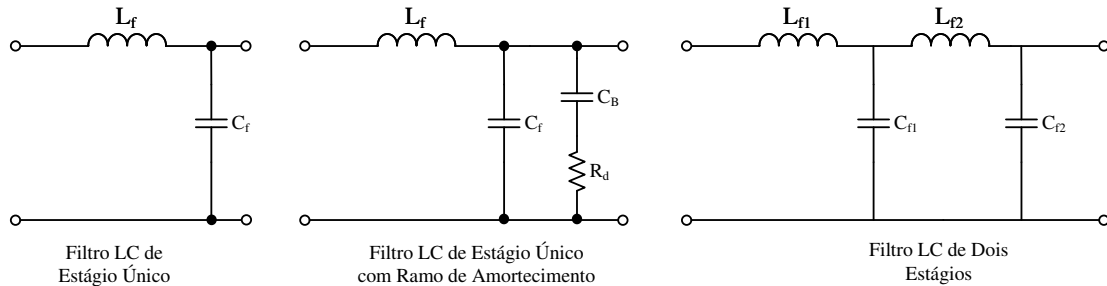
Fonte: próprio autor.

Nesse contexto, as diferenças mais relevantes entre as diversas topologias deste estágio estão majoritariamente associadas ao filtro de entrada, cuja função é essencial para o desempenho do carregador de baterias. Esse filtro é responsável por duas tarefas principais: atenuar componentes de alta frequência indesejadas na corrente do lado CA, geradas pelo chaveamento do estágio CC-CC, e minimizar as interações indesejadas entre os dois estágios

de conversão (CHOI; CHO, 1995). A Figura 15 mostra topologias comuns utilizadas para esse propósito.

O primeiro filtro apresentado é o filtro de segunda ordem LC de estágio único, formado por um indutor e um capacitor. Embora seja a topologia mais simples, ela apresenta dificuldades adicionais em relação ao controle de seus parâmetros. Um dos fatores críticos no projeto de um filtro de segunda ordem é a característica de atenuação na frequência de corte f_0 . O ganho próximo à frequência de corte pode ser muito elevado, o que potencialmente amplifica o ruído nessa faixa de frequência, impactando negativamente o desempenho do sistema (SCLOCCHI, 2010). Por tal motivo, muitas vezes é preferível a utilização da versão do filtro LC de estágio único com um ramo adicional de amortecimento, também mostrado na Figura 15.

Figura 15 – Topologia de filtros de entrada.



Fonte: Adaptado de (MIDDLEBROOK, 1978).

Nessa topologia, o resistor R_d e o capacitor C_b são adicionados para melhorar o desempenho do filtro em condições específicas. O resistor R_d tem como propósito reduzir o pico de impedância de saída do filtro na frequência de corte, enquanto o capacitor C_b bloqueia o componente de corrente contínua da tensão de entrada, reduzindo a dissipação de potência no resistor R_d . Essa abordagem contribui para uma operação mais eficiente e estável do sistema, especialmente em aplicações que exigem controle preciso da resposta em frequência (SCLOCCHI, 2010). Já o filtro LC de dois estágios, segundo (MIDDLEBROOK, 1978) é recomendado para aplicações que necessitam processar correntes elevadas, o que não é o caso do sistema BEM apresentado neste trabalho. Sendo assim, o mais adequado seria a utilização do filtro LC com ramo de amortecimento ilustrado na Figura 15.

B. Conversores CC-CC isolados e não isolados

Os conversores que compõem o estágio CC-CC, ilustrado na Figura 13, são usualmente classificados em isolados e não isolados. Os conversores isolados (e.g. *Flyback*, *Forward*,

etc) possuem isolamento galvânico, utilizando um transformador que separa eletricamente os lados de entrada e saída. Apesar de permitirem operação com uma ampla taxa de conversão e garantirem uma saída estável, apresentam desafios significativos como, saturação do núcleo, efeitos térmicos, picos de tensão nos interruptores e um tamanho maior, o que aumenta o custo em relação às topologias não isoladas (MUMTAZ, 2020).

Por outro lado, os conversores não isolados não possuem isolamento galvânico, fazendo com que variações no lado de entrada afetem diretamente o lado de saída. Embora tenham uma contagem menor de componentes em comparação aos conversores isolados, enfrentam limitações como menor taxa de conversão, baixo ganho de tensão e a necessidade de circuitos adicionais para operação otimizada. O isolamento galvânico, por sua vez, é essencial em aplicações que demandam altos níveis de segurança, como dispositivos médicos e sistemas de telecomunicações, onde há interação direta do usuário com equipamentos conectados à rede elétrica (JONES, 2005).

No contexto do sistema BEM, a escolha por conversores CC-CC não isolados fundamenta-se em sua simplicidade topológica, menor custo de implementação e maior eficiência energética em comparação com conversores isolados. Além disso, considerando que o sistema não possui conexão direta com a rede elétrica e que a tensão gerada é diretamente proporcional à atividade de pedalada do usuário, o isolamento galvânico não é um requisito essencial. Dessa forma, sua ausência não compromete a funcionalidade nem a segurança do sistema.

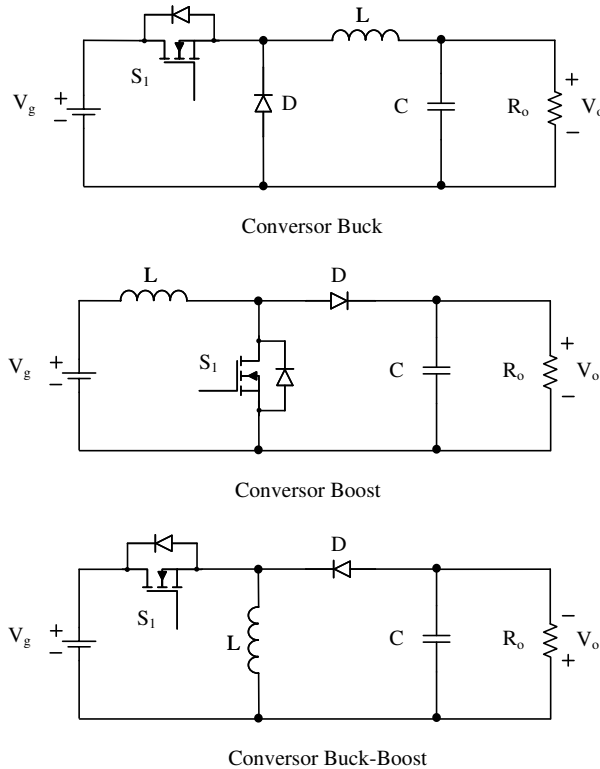
C. Topologias clássicas de conversores CC-CC não isolados

Entre os conversores CC-CC não isolados convencionais, é possível classificá-los em conversores de segunda e quarta ordem. A Figura 16 apresenta as principais topologias clássicas de conversores CC-CC de segunda ordem (HART, 2011).

O conversor CC-CC Buck é um regulador de tensão do tipo abaixador, projetado para fornecer uma tensão de saída menor do que a tensão de entrada. Uma de suas principais vantagens é o uso de um número reduzido de componentes, o que resulta em um design de baixo custo, alta eficiência, além de características como menor peso e volume físico. Por essas razões, é amplamente utilizado em aplicações onde a redução de tensão é necessária, como fontes de alimentação e carregadores de bateria, como mostrado em (FORMENTI; MARTINEZ, 2004).

Por outro lado, o conversor CC-CC Boost possui uma topologia elevadora, sendo capaz de fornecer uma tensão de saída maior que a tensão de entrada. Apesar de também

Figura 16 – Topologias de conversores CC-CC clássicos de segunda ordem.



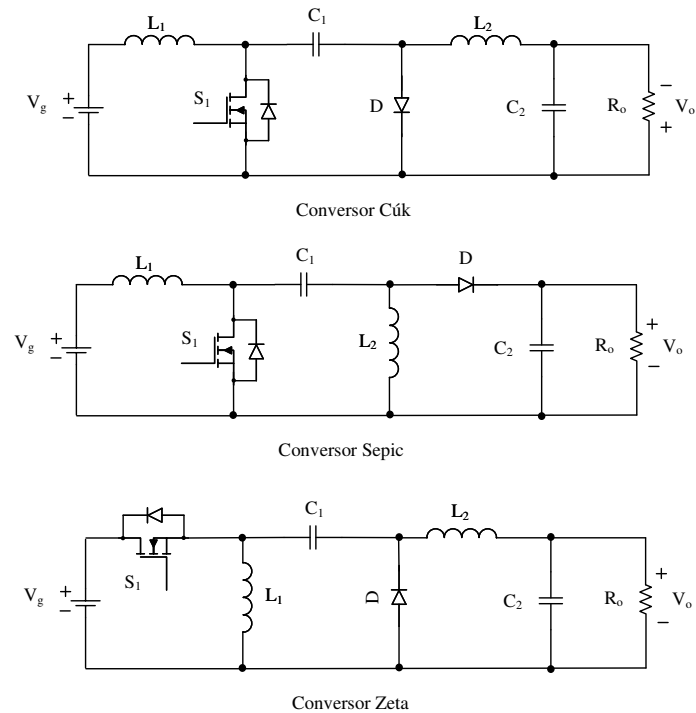
Fonte: adaptado de (HART, 2011).

apresentar simplicidade no design, similar ao CC-CC Buck, ele é ideal para aplicações onde a tensão de entrada precisa ser aumentada, como sistemas de energia renovável (e.g., painéis fotovoltaicos) ou em fontes de alimentação para LEDs de alta potência (FOROUZESH, 2017).

O conversor CC-CC Buck-Boost integra as funcionalidades dos conversores CC-CC Buck e Boost, permitindo operar como abaixador ou elevador de tensão, dependendo da relação entre a tensão de entrada e a tensão desejada na saída. No entanto, sua topologia tradicional inverte a polaridade da tensão de saída em relação à entrada, característica que pode limitar sua aplicabilidade em sistemas onde a manutenção da polaridade é um requisito essencial. Além destes, existem também os conversores CC-CC não isolados clássicos de quarta ordem, ilustrados na Figura 17.

As topologias dos conversores CC-CC Ćuk, SEPIC e Zeta podem acrescentar vantagens significativas em relação aos conversores de segunda ordem, conforme destacado em (MUMTAZ, 2020), incluindo maior flexibilidade na regulação da tensão de saída e a atenuação da ondulação de corrente nos terminais de entrada e saída, como observado no conversor CC-CC Ćuk. Contudo, essas topologias exigem um maior número de componentes reativos, o que geralmente implica em uma eficiência reduzida e um aumento nos custos de implementação

Figura 17 – Topologias de conversores CC-CC clássicos de quarta ordem.



Fonte: adaptado de (HART, 2011).

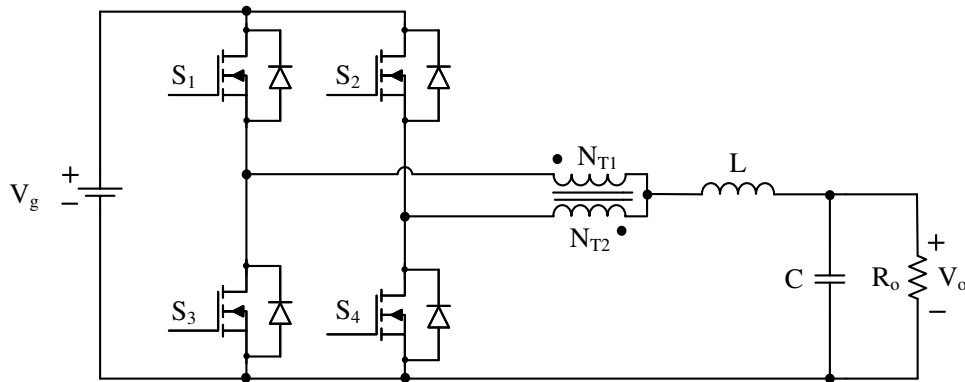
devido à maior complexidade do circuito.

D. Conversor CC-CC Buck CCTE com retificação síncrona.

Além das topologias clássicas de conversores não isolados frequentemente utilizadas no estágio CC-CC representado na Figura 13, o estudo conduzido por (GOMES, 2019) emprega uma topologia baseada na Célula de Comutação de Três Estados (CCTE), conforme originalmente estudada e aprofundada em (BASCOPE, 2001). Essa abordagem é aplicada ao desenvolvimento de um carregador de baterias cuja energia também é proveniente de um sistema BEM. A topologia utilizada é ilustrada na Figura 18.

Embora essa topologia possua uma maior complexidade em comparação com os conversores CC-CC clássicos, ela apresenta diversas vantagens técnicas. A principal característica distintiva é que, devido à aplicação da CCTE, a frequência da corrente através do indutor L é igual ao dobro da frequência de chaveamento, o que contribui para um projeto de menor peso e volume. No entanto, o aumento no número de componentes envolvidos impacta negativamente tanto na eficiência quanto no custo de implementação, quando comparada às topologias convencionais.

Figura 18 – Conversor CC-CC Buck CCTE com retificação síncrona.

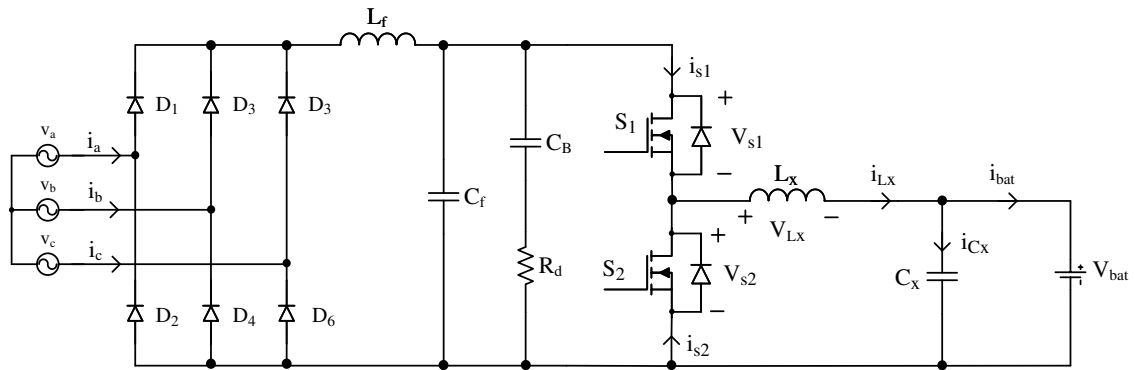


Fonte: Adaptado de (GOMES, 2019).

2.7 Proposta do Trabalho

A proposta deste trabalho consiste na implementação de um carregador de baterias capaz de aproveitar a energia gerada pelo sistema BEM para carregar baterias VRLA com o máximo e eficiência de o mínimo de custo. Com base na revisão bibliográfica apresentada neste capítulo, foi definida a topologia do carregador de baterias representada na Figura 19.

Figura 19 – Conversor CC-CC Buck com retificação síncrona.



Fonte: Próprio autor.

No estágio de conversão CA-CC, emprega-se um retificador de seis pulsos a diodos, seguido por um filtro LC de um único estágio equipado com um ramo de amortecimento RC. Para o estágio de conversão CC-CC, utiliza-se um conversor CC-CC Buck clássico com retificação síncrona (i.e., o diodo é substituído por um transistor MOSFET comutado, visando melhorar o rendimento do sistema). Essa topologia é adotada devido à sua capacidade de reduzir a tensão de entrada de forma eficiente, oferecendo um equilíbrio favorável entre eficiência energética e custo de implementação.

2.8 Conclusões

Neste capítulo, foi apresentada a motivação para o desenvolvimento deste trabalho, destacando problemáticas relacionadas à saúde pública decorrentes da falta de prática regular de exercícios físicos. O sistema BEM foi introduzido como uma alternativa para incentivar a prática de atividades físicas aliada à geração de energia sustentável.

Além disso, foi realizada uma revisão bibliográfica abrangente sobre as principais tecnologias de baterias estacionárias atualmente utilizadas. Com base nessa análise, foi selecionado o tipo de bateria mais adequado para integração ao sistema BEM, considerando critérios técnicos e operacionais. Também foram exploradas considerações práticas relacionadas ao uso dessas baterias.

Adicionalmente, foram revisadas as principais topologias de carregadores de baterias não isolados, com uma análise detalhada de cada estágio de conversão de energia. Por fim, a topologia do carregador de baterias proposto foi apresentada e especificada, destacando suas características técnicas e justificativas para sua escolha no contexto do sistema BEM.

3 ANÁLISE DA ESTRUTURA DO CARREGADOR DE BATERIAS

3.1 Introdução

Conforme apresentado no capítulo anterior, o carregador de baterias é estruturado em dois estágios distintos de processamento de energia. O primeiro estágio, responsável pela conversão CA-CC, utiliza uma topologia de retificador trifásico a diodos, associado a um filtro LC para mitigação de ondulações e harmônicos da frequência de chaveamento na corrente de entrada. O segundo estágio, dedicado à conversão CC-CC, é implementado por um conversor CC-CC Buck com retificação síncrona, selecionado por seu alto rendimento e capacidade de controle preciso da tensão e corrente de saída.

Neste capítulo, serão descritos em detalhes os dois estágios do carregador de baterias. Inicialmente, será apresentada a análise do estágio CA-CC, incluindo sua topologia, operação e características associadas ao desempenho do sistema. Em seguida, será abordado o estágio CC-CC, com ênfase no dimensionamento dos componentes, estratégias de controle e modelagem. Por fim, serão discutidas as interações entre os estágios, destacando como cada um contribui para atender aos requisitos do sistema BEM e o projeto do filtro LC de entrada.

3.2 Estudo do Retificador Trifásico a Diodos

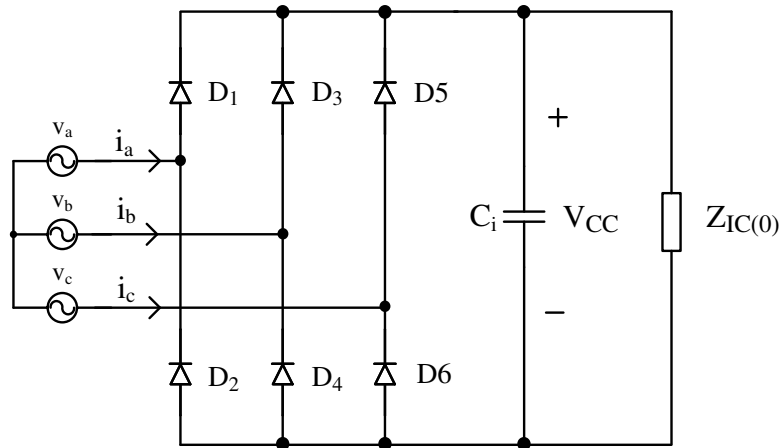
3.2.1 Topologia

A topologia do retificador trifásico a diodos empregada é ilustrada na Figura 20. Para simplificar a análise e obter expressões analíticas que auxiliem no dimensionamento dos componentes do retificador, assume-se que o impacto do indutor do filtro de entrada é mais significativo em atenuar harmônicos da frequência de chaveamento do conversor CC-CC. Dessa forma, o filtro LC de entrada é aproximado por um único capacitor C_i , o qual drena uma corrente pulsada em cada fase do gerador. Embora essa simplificação não represente uma abordagem ideal para o projeto do filtro LC, ela permite o dimensionamento dos diodos da ponte retificadora e a estimativa da corrente máxima em cada fase do gerador. Uma análise mais detalhada do dimensionamento dos componentes do filtro será apresentada na seção 3.6.

Na Figura 20, as tensões induzidas pelo gerador síncrono de ímã permanente são representadas por três fontes de tensão alternada, v_a , v_b e v_c , conectadas em configuração estrela, replicando a topologia dos enrolamentos do gerador. Ressalta-se que a frequência e a amplitude

de pico das tensões em cada fase são diretamente proporcionais à cadência de pedalada do atleta no sistema BEM.

Figura 20 – Retificador trifásico a diodos com filtro capacitivo.



Fonte: adaptado de (BARBI, 2007).

Por fim, a carga do retificador é representada pela impedância de entrada em regime permanente $Z_{IC}(0)$, vide equação (3.80), do estágio de conversão CC-CC.

3.2.2 Análise Qualitativa

Nesta seção, será realizada uma análise qualitativa do retificador trifásico a diodos, destacando suas principais características e etapas de operação. Serão apresentadas e discutidas as formas de onda associadas ao circuito, com o objetivo de ilustrar seu comportamento em diferentes condições de funcionamento.

A. Etapas de Operação.

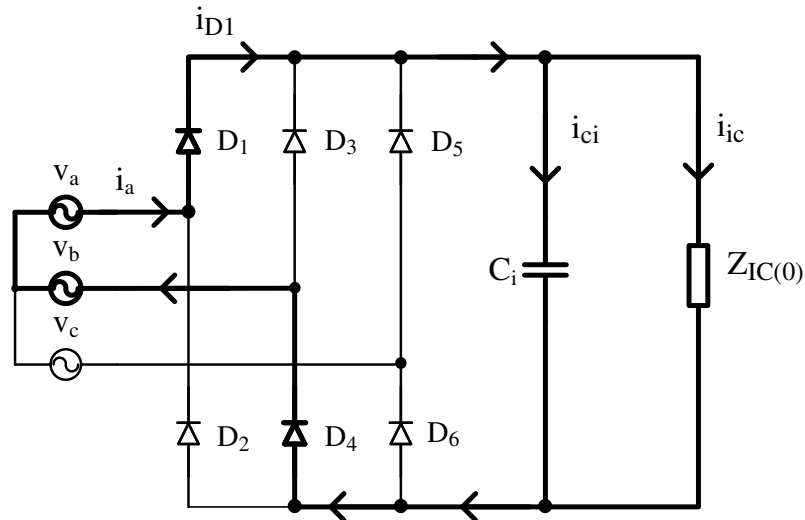
Para facilitar e tornar a análise mais objetiva, foram estabelecidas as seguintes considerações relacionadas ao funcionamento e às características do retificador e do gerador síncrono. Essas premissas visam reduzir a complexidade do estudo, focando nos aspectos mais relevantes para o dimensionamento dos componentes.

- O retificador e o gerador operam em regime permanente;
- As tensões geradas são puramente senoidais;
- A impedância de entrada do conversor CC-CC é puramente resistiva.
- Os diodos da ponte são ideais.

As tensões de linha do gerador, v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} , estão defasadas em 120° elétricos, uma

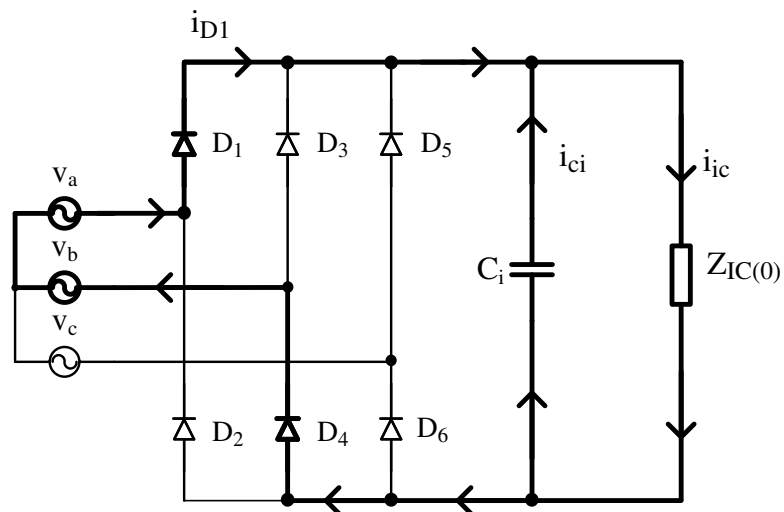
característica intrínseca da configuração física do gerador. A cada intervalo de 60° , quando o módulo de uma dessas tensões atinge o valor da tensão do barramento CC (V_{CC}), dois diodos do retificador ficam diretamente polarizados. Nesse momento, ocorre a transferência de energia gerada pelo movimento do atleta ao pedalar para a saída do retificador, alimentando a carga conectada ao barramento CC (BARBI, 2007). O caso em que, por exemplo, $|v_{ab}| \geq V_{CC}$ e os diodos D1 e D4 estão diretamente polarizados é mostrado na Figura 21.

Figura 21 – Etapa de operação em que $|v_{ab}|$ é a maior das tensões de linha.



Fonte: adaptado de (BARBI, 2007).

Figura 22 – Etapa de operação em que $|v_{ab}|$ é a maior das tensões de linha e $\theta = 90^\circ$.

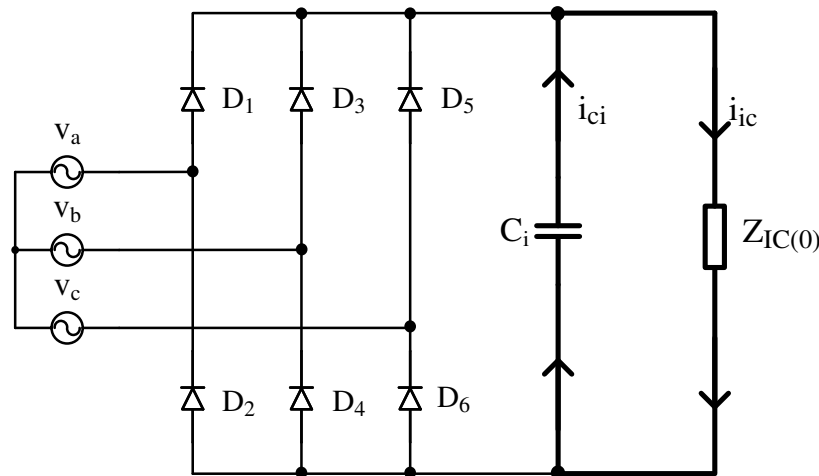


Fonte: adaptado de (BARBI, 2007).

A cada 90° , a corrente através do capacitor inverte sua direção, resultando na dimi-

nuição do valor de $|v_{ab}|$. Entretanto, os diodos D1 e D4 permanecem diretamente polarizados, conforme ilustrado na Figura 22. Esse estágio é mantido até que $|v_{ab}| < V_{CC}$, momento em que todos os diodos da ponte retificadora trifásica ficam reversamente polarizados, e a carga do barramento CC é alimentada exclusivamente pelo capacitor. Essa condição perdura até que o módulo de uma das outras tensões de linha ultrapasse o valor da tensão do barramento CC, como mostrado na Figura 23.

Figura 23 – Etapa de operação em que $|v_{ab}| < V_{CC}$.



Fonte: adaptado de (BARBI, 2007).

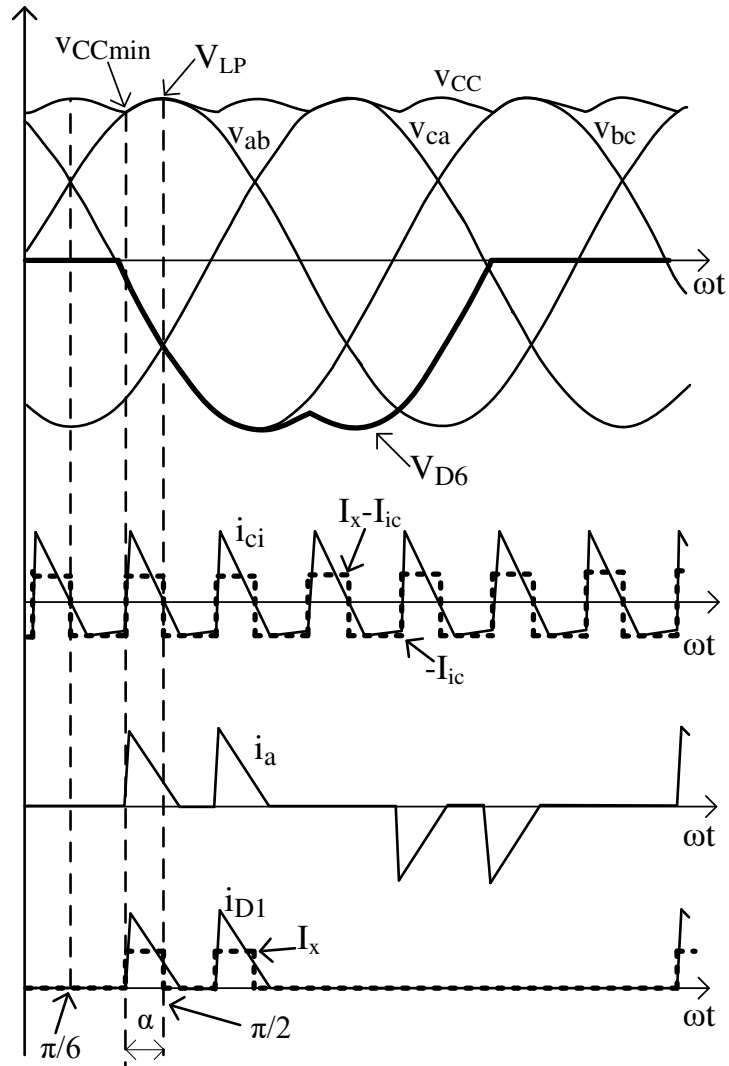
Estas etapas, conforme apresentadas, se repetem para as seis combinações possíveis de tensões de linha retificadas, que decorrem da condução alternada dos pares de diodos, onde, a cada intervalo de 60° elétricos, dois diodos conduzem: um ligado à fase de maior tensão instantânea e outro à fase de menor tensão. Isso resulta em seis intervalos distintos ao longo de um ciclo de 360° (HART, 2011).

B. Principais Formas de Onda.

Na Figura 24, são apresentadas as principais formas de onda teóricas de tensão e corrente nos componentes do retificador trifásico a diodos. Por questões de conveniência e clareza, alguns componentes foram omitidos para evitar redundâncias. Por exemplo, a forma de onda de tensão no diodo D_6 é exibida, mas as tensões nos demais diodos da ponte apresentam características semelhantes, porém defasadas. O mesmo raciocínio aplica-se às correntes através das fases e diodos. Ressalta-se que, no projeto final, será implementado um filtro LC, o que modificará as formas de onda das correntes. No entanto, os valores fundamentais utilizados no dimensionamento dos componentes deverão permanecer próximos aos estimados nesta análise

teórica.

Figura 24 – Principais formas de onda teóricas no retificador.



Fonte: próprio autor.

3.2.3 Análise Quantitativa

Nesta análise teórica, são determinados os esforços de tensão e corrente nos componentes do retificador trifásico a diodos, com base nas formas de onda apresentadas na Figura 24.

A. Tensões Geradas.

As tensões de fase geradas são descritas pelas equações apresentadas em (3.1), onde $\omega = 2\pi f$ representa a frequência angular, em rad/s, resultante do movimento do atleta ao pedalar.

A frequência f é determinada com base na relação expressa na equação (2.1), que define a frequência, em Hz, das tensões em uma máquina síncrona. Além disso, V_p corresponde à amplitude de pico da tensão em cada fase do gerador, cujo valor, conforme apresentado em (CHAPMAN, 2013), é dependente de ω , do fluxo magnético ϕ , e de parâmetros construtivos da máquina.

$$v_a = V_p \text{sen}(\omega t - 30^\circ) \quad v_b = V_p \text{sen}(\omega t - 150^\circ) \quad v_c = V_p \text{sen}(\omega t + 90^\circ) \quad (3.1)$$

As tensões de linha geradas são descritas pelas equações apresentadas em (3.2), onde o valor V_{Lp} é definido como $\sqrt{3}V_p$, representando a relação entre as tensões de linha e de fase.

$$v_{ab} = V_{Lp} \text{sen}(\omega t^\circ) \quad v_{bc} = V_{Lp} \text{sen}(\omega t - 120^\circ) \quad v_{ca} = V_{Lp} \text{sen}(\omega t + 120^\circ) \quad (3.2)$$

A tensão periódica no barramento CC é definida como $v_{cc}(\omega t) = V_{Lp} \text{sen}(\omega t)$ para cada intervalo de 60° a 120° com período de 60° , assim seu valor médio pode ser determinado como o nível CC de uma série de Fourier, conforme mostra a equação (3.3) (RASHID, 2015).

$$V_{CC} = \frac{2}{2\pi/6} \int_0^{\pi/6} V_{Lp} \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{3V_{Lp}}{\pi} \approx 0,955V_{Lp} \quad (3.3)$$

B. Esforços no Capacitor de Entrada

Embora o capacitor de entrada C_i seja uma simplificação do filtro LC real, os esforços nos capacitores do filtro podem ser estimados com base nessa análise. Assim, por inspeção da Figura 24, considerando que $\text{sen}(90^\circ - \alpha) = \cos(\alpha)$, é possível determinar o valor mínimo instantâneo da tensão no barramento CC v_{CCmin} como:

$$v_{CCmin} = V_{Lp} \cos(\alpha) \quad (3.4)$$

$$\alpha = \cos^{-1} \left(\frac{v_{CCmin}}{V_{Lp}} \right) \quad (3.5)$$

Em que α é o ângulo sob o qual a energia é transferida para o capacitor C_i . Já a corrente de pico através do capacitor de entrada pode ser determinada por:

$$I_{ci_p} = \omega C_i V_{Lp} \text{sen}(\alpha) \quad (3.6)$$

Utilizando a relação fundamental da trigonometria e substituindo (3.5), pode-se reescrever a equação (3.6) como:

$$I_{ci_p} = \omega C_i \sqrt{V_{Lp}^2 - v_{CCmin}^2} \quad (3.7)$$

Para determinar a corrente eficaz no capacitor C_i , a corrente que atravessa esse componente é aproximada por uma onda quadrada, como ilustrado na Figura 24. Essa aproximação visa simplificar o processo de modelagem matemática. Assim, a corrente i_{ci} pode ser aproximada utilizando a expressão a na Equação (3.8).

$$i_{ci}(t) \approx \begin{cases} I_x - I_{ic}, & \text{se } 0 < \omega t < \alpha \\ -I_{ic}, & \text{se } \frac{\pi}{6} < \omega t < \frac{\pi}{2} - \alpha, \end{cases} \quad (3.8)$$

Onde I_{ic} representa a corrente média de entrada do conversor CC-CC, e I_x corresponde à corrente aproximada que atravessa cada diodo da ponte retificadora quando este está diretamente polarizado, conforme ilustrado na Figura 24.

Assim a corrente eficaz através do capacitor C_i pode ser aproximada como:

$$I_{Cief} \approx \sqrt{\frac{1}{\frac{\pi}{3}} \left[\int_0^{\alpha} (I_x - I_{ic})^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3} - \alpha} (-I_{ic})^2 d\omega t \right]}. \quad (3.9)$$

Também por inspeção da Figura 24, a tensão máxima sobre o capacitor C_i será igual a V_{Lp} .

B. Esforços nos Diodos

A tensão máxima sobre os terminais dos diodos da ponte, analisando a Figura 24 será igual a V_{Lp} e possui polaridade negativa, uma vez que é medida do anodo em relação ao catodo. Já a corrente de pico através do diodo será dada por $I_{ci_p} + I_{i_p}$, em que I_{i_p} é a corrente máxima de entrada do estágio de conversão CC-CC, assim:

$$I_{Dx_p} = \omega C_i \sqrt{V_{Lp}^2 - v_{CCmin}^2} + \frac{V_{Lp}}{Z_{IC}(0)}. \quad (3.10)$$

Analisando a expressão, nota-se que a corrente de pico através dos diodos é diretamente proporcional a frequência angular das tensões geradas pelo atleta ao pedalar, além disso o ângulo de condução dos diodos pode ser aproximado pela equação (3.5), conforme mostra a Figura 24.

Para determinar a corrente média que flui através do diodo, de maneira análoga ao procedimento aplicado ao capacitor, considera-se que a corrente no diodo pode ser aproximada por uma forma de onda quadrada, conforme ilustrado na Figura 24. Analisando a figura, tem-se que:

$$I_{Dx} \approx \frac{1}{2\pi} \left(2 \int_0^\alpha I_x d\omega t \right) = \frac{I_x \alpha}{\pi}. \quad (3.11)$$

O valor de I_x pode ser determinado considerando que cada diodo do retificador conduz por um terço do período das tensões geradas, assim:

$$I_{Dx} = \frac{I_{ic}}{3} \quad (3.12)$$

Dessa forma, ao utilizar as equações (3.11) e (3.12), obtém-se o valor de I_x , que é empregado na aproximação do valor eficaz da corrente que atravessa o capacitor C_i , conforme:

$$I_x = \frac{I_{ic} \pi}{3\alpha} \quad (3.13)$$

3.3 Estudo do Conversor CC-CC Buck

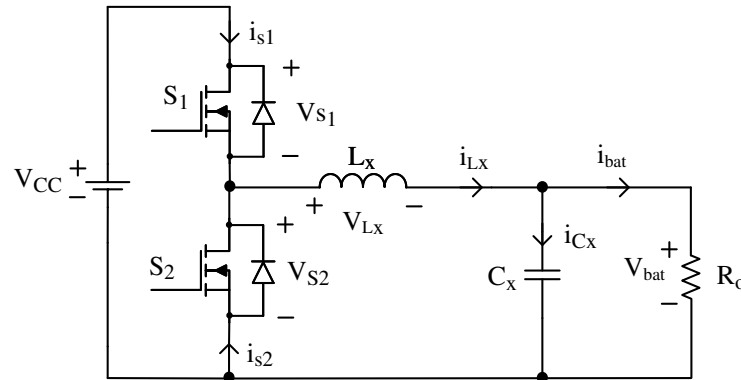
Nesta seção, será realizada uma análise detalhada do conversor CC-CC Buck, com foco no Modo de Condução Contínuo (MCC). A modelagem do circuito será apresentada, incluindo a derivação das funções de transferência essenciais para o controle de tensão e corrente. Além disso, será discutida a estratégia de controle adotada para implementar o método de carregamento por corrente constante e tensão constante (CC-CV).

3.3.1 Análise Qualitativa

A topologia do conversor é mostrada na Figura 25. Ela é composta por um indutor filtro de saída L_x , transistor principal S_1 , transistor de roda livre S_2 , capacitor filtro de saída C_x e

a carga R_o . Na Figura também é apresentado o sentido adotado para as principais correntes e a polaridade das principais tensões envolvidas.

Figura 25 – Topologia conversor CC-CC Buck com retificação síncrona.



Fonte: Adaptado de (HART, 2011).

A. Etapas de Operação

O conversor opera no MCC e, para simplificar a análise, são adotadas as seguintes premissas:

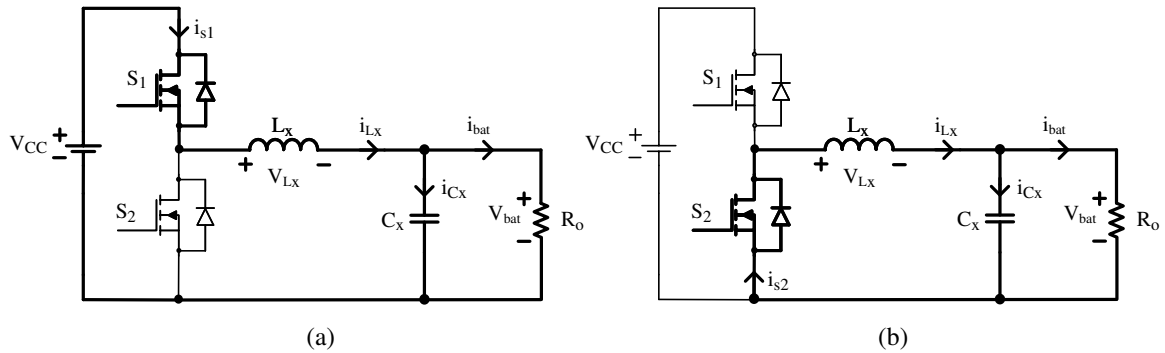
- O conversor opera em regime permanente.
- Todos os componentes são considerados ideais. Uma análise dos efeitos das não idealidades sobre o ganho estático é apresentada na seção 3.5.
- O indutor L_x é modelado como uma fonte de corrente.
- O capacitor C_x é modelado como uma fonte de tensão.

Durante um período de chaveamento, o conversor opera em duas etapas distintas. Na primeira etapa, ilustrada na Figura 26 (a), o transistor S_1 encontra-se em estado de condução, enquanto o transistor S_2 permanece em estado bloqueado. Nesse intervalo, a fonte de alimentação V_{CC} fornece energia diretamente à carga, ao mesmo tempo em que magnetiza o indutor L_x , permitindo o armazenamento de energia no campo magnético gerado.

Já na segunda etapa de operação, o transistor S_1 é comandado a bloquear e S_2 comandado a entrar em condução após um determinado tempo morto. Durante esse período, a energia previamente armazenada no campo magnético do indutor L_x é liberada e transferida para a carga, sustentando o fornecimento de energia até o término da etapa, conforme a Figura 26 (b).

B. Principais Formas de Onda

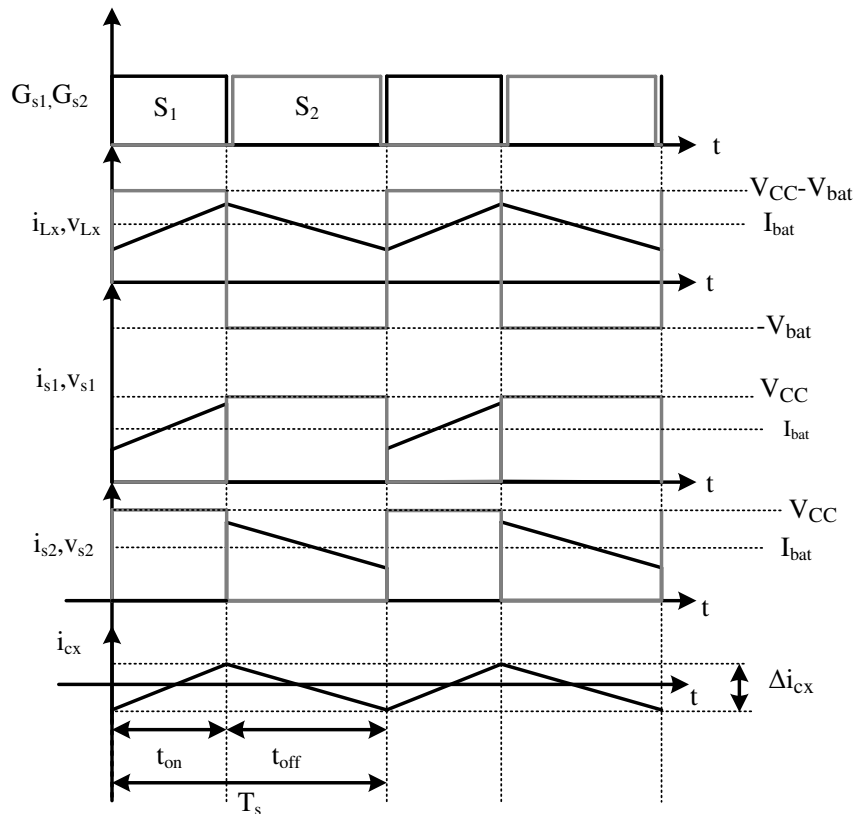
Figura 26 – Etapas de operação conversor CC-C Buck: (a) 1º Etapa, (b) 2º Etapa.



Fonte: próprio autor.

Na Figura 27 são apresentadas as principais formas de onda teóricas de tensão e de corrente do conversor CC-CC Buck.

Figura 27 – Principais formas de onda teóricas no conversor CC-CC Buck.



Fonte: próprio autor.

3.3.2 Análise Quantitativa

Nesta análise teórica, são determinados os esforços de tensão e corrente aplicados aos componentes do conversor CC-CC Buck, com base nas formas de onda apresentadas na Figura 27.

A. Parâmetros Temporais

Inicialmente, define-se a razão cíclica do conversor CC-CC Buck como D e sua frequência de chaveamento como f_s , conforme as equações (3.14) e (3.15), respectivamente:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.14)$$

$$f_s = \frac{1}{T_s} \quad (3.15)$$

Onde t_{on} representa o intervalo de tempo em que o interruptor S_1 está em condução, e T_s corresponde à um período de completo de chaveamento do conversor CC-CC Buck.

B. Cálculo do Ganho Estático

O ganho estático do conversor pode ser determinado diretamente pela aplicação do princípio de equilíbrio volt-segundo no indutor. Esse método consiste em igualar a zero o valor médio da tensão sobre o indutor L_x ao longo de um período completo de chaveamento, conforme descrito em (HART, 2011). Assim, com o auxílio da Figura 27, o ganho estático do conversor CC-CC Buck com retificação síncrona no MCC é mostrado na equação (3.16)

$$G_{buck} = \frac{V_{bat}}{V_{CC}} = D. \quad (3.16)$$

C. Indutor L_x

A indutância L_x do conversor CC-CC Buck é determinada com base na análise das tensões e correntes aplicadas ao indutor durante os estados de condução e bloqueio dos transistores. Adicionalmente, considera-se o limite máximo admissível para a ondulação de corrente, ΔI_{L_x} . Assim, o valor da indutância é obtido conforme a Equação (3.17)

$$L_x = \frac{V_{bat}(1-D)}{f_s \Delta I_{Lx}}. \quad (3.17)$$

Para simplificar a análise dos esforços de corrente no indutor L_x , assume-se que a ondulação de corrente através deste componente é suficientemente pequena para que o valor médio da corrente seja aproximadamente igual ao seu valor eficaz, ou seja, $I_{Lx} = I_{Lx_{ef}}$. Essa simplificação não compromete a representação do comportamento operacional do conversor. Assim, as correntes média e eficaz no indutor são consideradas equivalentes e são calculadas conforme a Equação (3.18)

$$I_{Lx_{ef}} = I_{Lx} = I_{bat}. \quad (3.18)$$

Já o valor de pico da corrente através do indutor é dado pela Equação (3.19)

$$I_{Lx_p} = I_{bat} + \frac{\Delta I_{Lx}}{2}. \quad (3.19)$$

Quando o transistor S_1 está em condução, a tensão nos terminais do indutor corresponde à diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída do conversor. Por outro lado, quando S_1 está em bloqueio e o indutor está em fase de desmagnetização, a tensão no indutor inverte sua polaridade, tornando-se igual à tensão de saída, porém com sinal invertido, veja Equação (3.20).

$$V_{Lx}(t) = \begin{cases} V_{CC} - V_{bat}, & \text{se } 0 < t < t_{on} \\ -V_{bat}, & \text{se } t_{on} < t < T_s \end{cases} \quad (3.20)$$

Com isso, determina-se que o valor de pico da tensão sobre os terminais do indutor L_x será dado pela Equação (3.21) :

$$V_{Lx_p} = V_{CC} - V_{bat}. \quad (3.21)$$

D. Capacitor C_x

Analisando a corrente e a tensão sobre o capacitor C_x nas condições em que os interruptores estão em estado de condução ou bloqueio, e definindo um valor admissível para a variação de tensão sobre o capacitor, a capacitância pode ser determinada utilizando a equação (3.22)

$$C_x = \frac{1 - D}{8L_x \frac{\Delta V_{bat}}{V_{bat}} f_s^2}. \quad (3.22)$$

Pela análise da Figura 27, conclui-se que o capacitor absorve a ondulação de corrente do indutor, assim $\Delta I_{Lx} = \Delta I_{C_x}$. Dessa maneira, pode-se determinar a corrente instantânea através do capacitor $i_{C_x}(t)$ conforme mostra a equação (3.23).

$$i_{C_x}(t) = \begin{cases} \frac{-\Delta I_{Lx}}{2} + \frac{V_{CC} - V_{bat}}{L_x} t, & \text{se } 0 < t < t_{on} \\ \frac{\Delta I_{Lx}}{2} - \frac{V_{CC}}{L_x} (t - D), & \text{se } t_{on} < t < T_s \end{cases} \quad (3.23)$$

A partir dessa equação, a corrente eficaz através do capacitor C_x pode ser determinada considerando o comportamento periódico da corrente ao longo de um período de chaveamento do conversor, conforme a seguinte expressão:

$$I_{C_{x_{ef}}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left\{ \int_0^{DT_s} \left(\frac{-\Delta I_{Lx}}{2} + \frac{V_{CC} - V_{bat}}{L_x} t \right)^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} \left[\frac{\Delta I_{Lx}}{2} - \frac{V_{bat}}{L_x} (t - DT_s) \right]^2 dt \right\}}. \quad (3.24)$$

Além disso, a corrente média através do capacitor é nula. Já em relação a tensão sobre o capacitor C_x , uma simples inspeção da Figura 25 mostra que o valor máximo que este elemento deverá suportar é igual a tensão máxima no barramento das baterias, ou seja,

$$V_{C_{x_p}} = V_{bat}. \quad (3.25)$$

E. Transistor S_1

O transistor S_1 envolve a determinação dos esforços de tensão e corrente aos quais este componente estará submetido. Para isso, são apresentadas expressões que quantificam a corrente que o atravessa e a tensão aplicada sobre seus terminais.

Assim como no caso do indutor, considera-se nesta análise que a corrente através do transistor S_1 permanece constante durante o intervalo em que este conduz. Com base nessa suposição e utilizando a definição de valor eficaz, é obtida a equação que descreve a corrente eficaz através de S_1 , conforme apresentada na equação (3.26)

$$I_{S_{1ef}} = I_{bat} \sqrt{D}. \quad (3.26)$$

Além disso, o valor médio da corrente através do transistor S_1 pode ser determinado de acordo com

$$I_{S_1} = I_{bat} D. \quad (3.27)$$

O valor de pico da corrente no transistor $I_{S_{1p}}$ é equivalente ao valor de pico da corrente que atravessa o indutor, sendo este definido pela equação (3.19).

No que se refere à tensão aplicada sobre o transistor S_1 , durante o intervalo em que este não está conduzindo e o transistor S_2 encontra-se em condução, seja pelo canal principal ou pelo diodo parasita durante o tempo morto, S_1 é conectado em paralelo com a fonte V_{CC} . Dessa forma, a tensão de pico sobre S_1 é dada pela seguinte expressão:

$$V_{S_{1p}} = V_{CC}. \quad (3.28)$$

F. Transistor S_2

O S_2 leva em consideração a mesma simplificação feita tanto para o indutor quanto para o transistor S_1 . Assim a corrente eficaz através deste dispositivo é dada por

$$I_{S_{2ef}} = I_{bat} \sqrt{1 - D}. \quad (3.29)$$

Além disso, o valor médio da corrente através do transistor S_2 pode ser determinado de acordo com

$$I_{S_2} = I_{bat} (1 - D). \quad (3.30)$$

Assim como no caso o transistor S_1 , valor de pico da corrente através do transistor I_{S_2p} é equivalente ao valor de pico da corrente que atravessa o indutor, sendo este definido pela equação (3.19).

No que diz respeito à tensão de pico sobre o transistor S_2 , ao analisar a Figura 26 (b), observa-se que, durante o estado de condução de S_1 , a fonte V_{CC} é conectada em paralelo com S_2 . Assim, a tensão de pico sobre S_2 é dada por:

$$V_{S_2p} = V_{CC}. \quad (3.31)$$

3.3.3 *Estratégia de Polarização dos Transistores e Alimentação do Circuito de Controle*

Além da análise dos esforços de tensão e corrente nos transistores S_1 e S_2 , torna-se necessário o dimensionamento do circuito de acionamento responsável pela geração das tensões de polarização destes dispositivos. Esse circuito deve fornecer os níveis de tensão adequados entre os terminais porta e fonte (V_{GS}), garantindo a operação confiável do transistor tanto na região ôhmica quanto na de corte, possibilitando assim a modulação por largura de pulso (PWM) com eficiência e precisão.

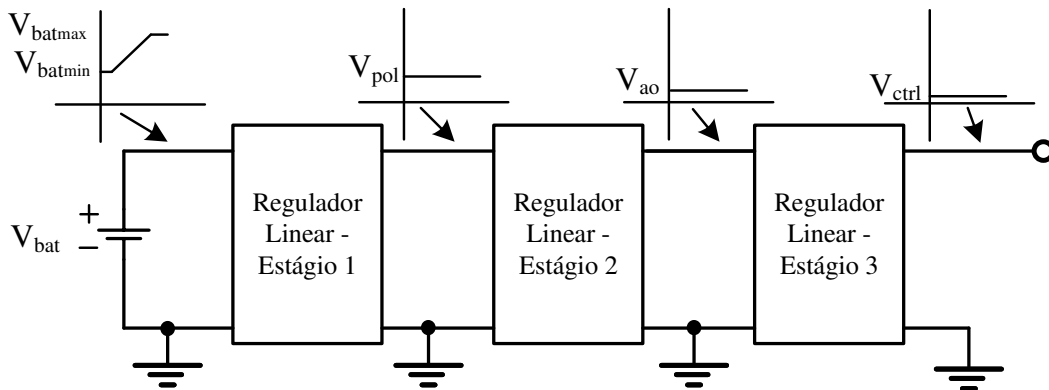
Conforme discutido, o sistema BEM desenvolvido neste trabalho opera de forma isolada, sem qualquer conexão com a rede elétrica. Suas únicas fontes de energia são a bicicleta ergométrica, equipada com um gerador de ímã permanente, e o banco de baterias. Entre essas duas opções, o banco de baterias destaca-se como a alternativa mais adequada para fornecer a tensão de polarização dos transistores e alimentar o circuito de controle, pois já se trata de uma fonte de tensão contínua (CC) e, desde que não esteja completamente descarregado, é capaz de suprir a energia necessária para o funcionamento confiável desses circuitos independente do exercício do atleta.

Apesar de já fornecer tensão contínua CC, o valor dessa tensão pode apresentar variações significativas durante o processo de carga. Além disso, o nível de tensão do banco de baterias pode exceder o limite V_{GS} máximo suportado por MOSFETs convencionais de potência, geralmente em torno de 20 V. Outro desafio é que o circuito de controle pode demandar um nível de tensão mais baixo, tipicamente 3,3 V, conforme as especificações dos microcontroladores modernos. Esses requisitos tornam essencial a disponibilidade de múltiplos níveis de tensão CC bem regulados.

Para atingir esse objetivo, propõe-se a utilização de um esquema de regulação em

múltiplos estágios com reguladores lineares, conforme ilustrado na Figura 28. Essa abordagem foi selecionada devido à baixa corrente demandada pelo circuito de controle e pela polarização dos transistores, o que dispensa a necessidade de um regulador chaveado.

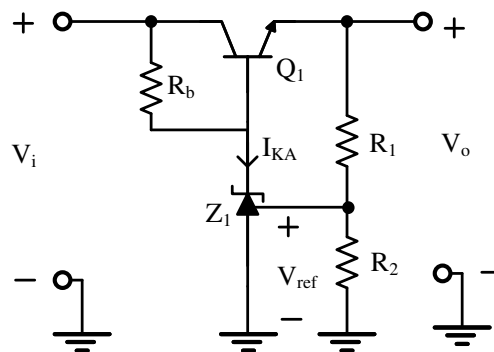
Figura 28 – Estágios de regulação linear.



Fonte: próprio autor.

O esquema de regulação proposto é dividido em três estágios sequenciais. O primeiro estágio converte a tensão variável do banco de baterias para uma tensão regulada V_{pol} , destinada à polarização dos transistores. O segundo estágio reduz V_{pol} para V_{ao} , que será utilizada para alimentar os amplificadores operacionais no circuito de amostragem de tensão e corrente, para garantir uma alimentação simétrica um circuito eletrônico simples pode ser utilizado. Finalmente, o terceiro estágio regula V_{ao} para V_{ctrl} , tensão destinada à alimentação do microcontrolador principal e de seus periféricos. Visando a redução do custo, cada estágio de regulação linear é implementado utilizando o circuito mostrado na Figura 29.

Figura 29 – Regulador linear utilizado em cada estágio.



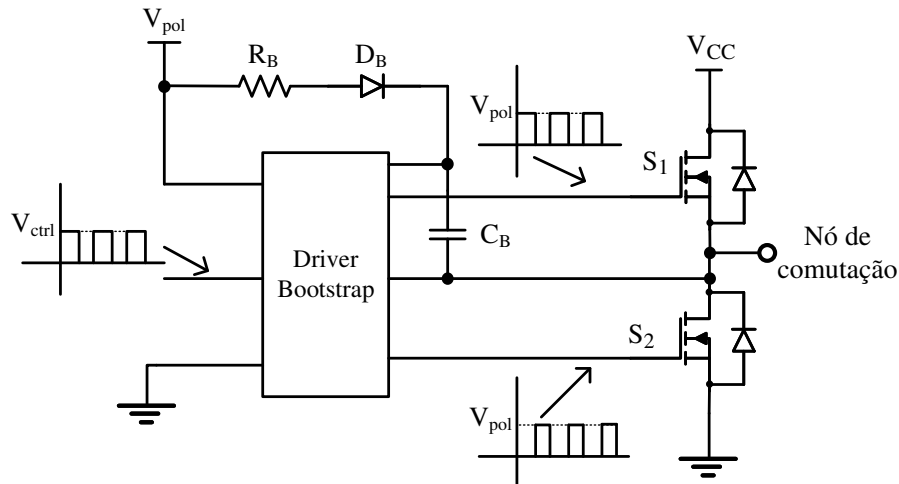
Fonte: próprio autor.

O circuito consiste em um transistor bipolar NPN Q_1 , um regulador *shunt* Z_1 e um conjunto de resistores. A regulação de cada estágio é obtida ajustando o divisor de tensão

formado por R_1 e R_2 , de forma que, quando a tensão de saída desejada V_o for alcançada, a tensão no nó comum entre esses resistores seja igual ao valor fixo de referência V_{ref} . Adicionalmente, o valor do resistor R_b deve ser dimensionado para garantir que a corrente de polarização I_{KA} do regulador *shunt* permaneça acima de um valor mínimo especificado pelo fabricante.

Após superar o desafio de gerar as tensões de polarização para os transistores e de alimentação para o circuito de controle, torna-se necessário detalhar o acionamento da chave S_1 . Esse componente apresenta seu terminal fonte conectado a um potencial distinto da referência das fontes de polarização, exigindo uma abordagem específica para seu acionamento. Conforme discutido em (BALOGH, 2018), a utilização de um *driver bootstrap*, representado de forma simplificada na Figura 30, apresenta-se como uma solução eficaz para esse problema.

Figura 30 – Circuito simplificado do *driver bootstrap*.



Fonte: próprio autor.

Neste circuito, o sinal PWM com razão cíclica D , responsável pelo acionamento do transistor S_1 , é gerado pelo circuito de controle, porém apresenta amplitude V_{ctrl} , insuficiente para a polarização adequada dos MOSFETs. Para superar essa limitação, o sinal PWM é aplicado à entrada de um *driver bootstrap*, que utiliza seu circuito interno, juntamente com componentes externos como o resistor R_B , o diodo D_B e o capacitor C_B , para gerar um sinal PWM com a mesma razão cíclica D , mas com amplitude elevada para V_{pol} e corretamente referenciado ao potencial do terminal fonte, garantindo o acionamento correto do transistor S_1 .

Adicionalmente, muitos *drivers bootstrap* comerciais oferecem funcionalidades extras, como a geração de um sinal PWM complementar para a chave S_2 , incorporando automaticamente um tempo morto (*dead time*) entre as transições. Uma descrição detalhada do funcionamento de *drivers bootstrap* pode ser encontrada em (SKYWORKS, 2018).

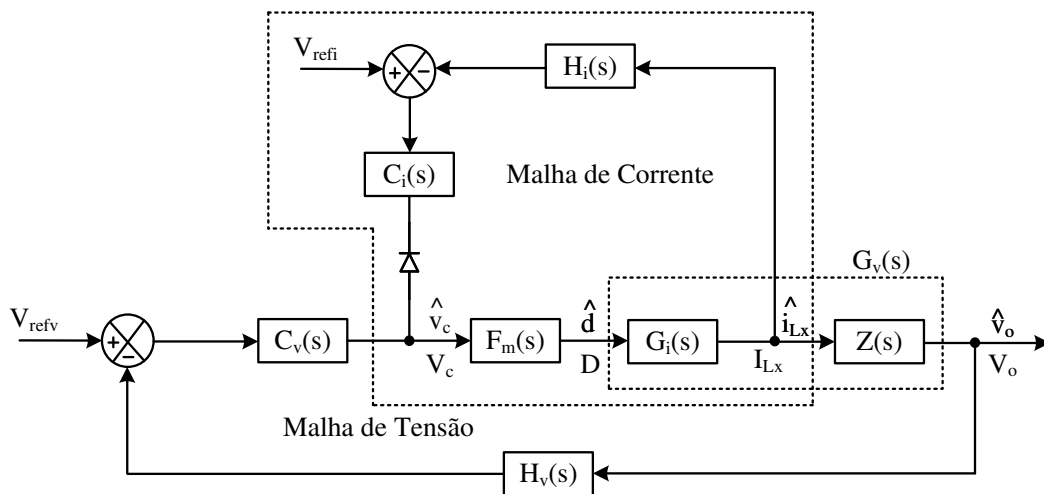
3.4 Estratégia de Controle

Conforme abordado anteriormente, o conversor CC-CC do carregador de baterias deve operar utilizando o método de carregamento por corrente constante e tensão constante. Para alcançar esse objetivo, é necessário implementar estratégias de controle adequadas. Nesta seção, será apresentado o diagrama de blocos do sistema de controle adotado, juntamente com uma descrição detalhada das principais funções de transferência envolvidas, destacando seus papéis no desempenho dinâmico e na estabilidade do sistema.

3.4.1 Diagrama de Blocos

Para o controle do conversor, serão utilizadas duas malhas: um para controle da corrente média através do indutor e uma para controle da tensão de saída do conversor. Na Figura 31, é mostrado o diagrama de blocos do sistema com ambas as malhas.

Figura 31 – Diagrama de blocos do controle.



Fonte: adaptado de (RÊGO, 2022).

em que :

- $H_i(s)$ e $H_v(s)$ correspondem às funções de transferência do elemento de medição de corrente e de tensão, respectivamente.
- $C_i(s)$ e $C_v(s)$ correspondem às funções de transferência do compensador da malha de corrente e da malha de tensão, respectivamente.
- $F_m(s)$ corresponde à função de transferência do modulador PWM.
- $G_v(s)$ corresponde à função de transferência do conversor, que relaciona a tensão de saída

com a razão cíclica. Esta função de transferência pode ser decomposta em $G_i(s)$, que relaciona a corrente no indutor com a razão cíclica, e $Z(s)$, que relaciona a tensão de saída com a corrente no indutor.

- V_{refi} e V_{refv} correspondem respectivamente às tensões de referência para a malha de corrente e para a malha de tensão.

A malha de realimentação de tensão opera de forma a ajustar a tensão de saída V_o com base na referência definida. Nesse sistema, a tensão de saída V_o é processada pelo sensor de tensão, cuja função de transferência é representada por $H_v(s)$, resultando em um sinal proporcional ao valor medido. Este sinal é então comparado a uma tensão de referência V_{refv} , definida como a tensão de flutuação da bateria. A diferença entre esses dois sinais gera um erro, que representa a discrepância entre o valor de tensão desejado na saída e o valor efetivamente medido, considerando o ganho do sensor.

Este erro é então processado pelo compensador da malha de tensão, representado pela função de transferência $C_v(s)$, que gera um sinal de controle V_c . Este sinal de controle é utilizado como entrada no modulador PWM $F_m(s)$, o qual converte V_c em um sinal de razão cíclica D por meio de um processo de comparação com uma onda portadora, geralmente triangular ou dente de serra. O valor resultante de D é então aplicado ao conversor para ajustar a tensão de saída V_o .

A malha de tensão, isoladamente, seria teoricamente capaz de controlar o processo de carga das baterias durante o acionamento da bicicleta ergométrica pelo atleta. Contudo, a implementação de uma malha de corrente adicional torna-se indispensável devido a dois fatores principais:

1. Em situações em que a bateria encontra-se descarregada, a malha de tensão isolada tenderia a fornecer uma corrente excessivamente elevada para elevar a tensão das baterias ao nível de flutuação necessário para zerar o erro na malha de tensão. Essa corrente de carga elevada pode causar danos significativos às baterias, comprometendo sua vida útil, além de aumentar os requisitos de projeto e os custos associados ao conversor devido à necessidade de componentes capazes de suportar correntes mais elevadas. Assim, um mecanismo de limitação de corrente é extremamente necessário.
2. O valor da corrente de carga influencia diretamente a potência processada pelo conversor e, conseqüentemente, a energia gerada pelo atleta. Um aumento na corrente de carga resulta em uma maior potência demandada, exigindo um nível mais elevado de esforço físico por parte do atleta. Dessa forma, o controle da corrente de carga pode ser interpretado como

um mecanismo para ajustar o nível de dificuldade associado ao ato de pedalar e à geração de energia, permitindo uma melhor adequação às capacidades físicas do usuário.

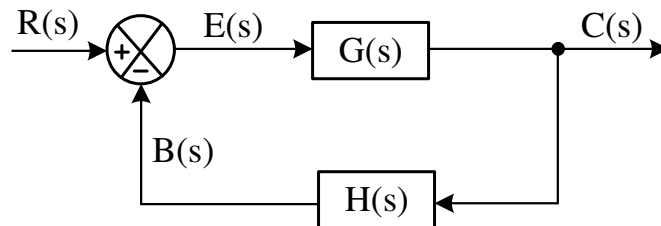
Considerando os fatores mencionados, as duas malhas de controle não operam simultaneamente, mas seguem uma lógica do tipo "OU", na qual apenas uma delas atua em um dado momento. Essa alternância é implementada, em um circuito analógico, por meio do diodo mostrado na Figura 31. O processo de carga inicia-se com o controle de corrente, sendo a corrente de carga definida pelo valor de referência V_{refi} . Nesse estágio, a corrente é mantida constante em conformidade com V_{refi} até que ocorra uma das seguintes condições: V_{refi} seja alterado ou a tensão da bateria atinja o nível de flutuação. Quando o nível de flutuação é alcançado, a malha de corrente é desativada, permitindo que a malha de tensão assuma o controle, garantindo que a tensão seja mantida constante durante o restante do processo de carga.

3.4.2 Critérios de Estabilidade

A análise de estabilidade é um dos principais aspectos do projeto de sistemas de controle, uma vez que um sistema instável, via de regra, não possui aplicabilidade prática. Assim, define-se que um sistema dinâmico é considerado estável se apresentar uma resposta limitada quando excitado por uma entrada limitada. Com o intuito de analisar a estabilidade de sistemas lineares, muitos métodos foram desenvolvidos ao longo do tempo como o critério de Routh-Hurwitz, método do lugar geométrico das raízes e métodos de resposta em frequência (DORF, 2005).

O diagrama de blocos de um sistema em malha fechada genérico pode ser visto na Figura 32 e a função de transferência que relaciona a referência $R(s)$ com a saída $C(s)$ é dada pela equação (3.32)

Figura 32 – Diagrama de blocos de um sistema de malha fechada genérico.



Fonte: adaptado de (OGATA, 2014).

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}. \quad (3.32)$$

Esta expressão é conhecida como a função de transferência de malha fechada, e o termo $G(s)H(s)$ presente no denominador é denominado função de transferência de malha aberta (ou laço aberto), desempenhando um papel fundamental na análise de estabilidade do sistema. De acordo com o critério de Nyquist, o sistema será considerado instável caso a resposta em frequência de $G(s)H(s)$, na frequência em que o ganho cruza 0 dB (isto é, o ganho unitário), apresente uma fase menor que -180° nos diagramas de Bode (NISE, 2012).

Considerando este conceito, definem-se dois parâmetros fundamentais na análise de estabilidade: a Margem de Ganho (MG) e a Margem de Fase (MF). A Margem de Ganho é o incremento máximo no ganho do sistema, na frequência em que a fase é igual a -180° , que levará o sistema a uma condição marginalmente estável (ou seja, no limiar da instabilidade). Assim, a MG quantifica a variação admissível no ganho antes que o sistema se torne instável. Por sua vez, a Margem de Fase é definida como o deslocamento angular adicional, em graus, que o sistema pode suportar na frequência em que o ganho é unitário (0 dB no diagrama de Bode), sem comprometer a estabilidade. Ela indica o quanto de defasagem pode ser aplicado a $G(s)H(s)$, nessa condição, antes que o sistema atinja o estado marginalmente estável (DORF, 2005).

A inclusão de um compensador no ramo direto possibilita o ajuste dos valores da Margem de Fase e da Margem de Ganho, visando estabilizar o sistema sob diferentes condições operacionais. No diagrama de Bode, a frequência na qual a magnitude da função de transferência em malha aberta $G(s)H(s)$ atinge 0 dB é denominada de frequência de cruzamento f_c , sendo um parâmetro crítico no projeto de compensadores devido à sua influência direta na estabilidade e no desempenho dinâmico do conversor CC-CC (VENABLE, 1983).

Dessa maneira, analisando o diagrama de blocos da Figura 31, é possível definir as seguintes funções de transferência relevantes para a análise de estabilidade do conversor CC-CC. As equações (3.33) a (3.34) representam as funções de transferência de laço aberto para as malhas de tensão e corrente, respectivamente.

$$FTLA_{SCV}(s) = H_v(s) \cdot F_m(s) \cdot G_v(s) \quad (3.33)$$

$$FTLA_{SCI}(s) = H_i(s) \cdot F_m(s) \cdot G_i(s) \quad (3.34)$$

Já as equações (3.35) a (3.36) representam as funções de transferência de laço aberto, tendo incluído o compensador no ramo direto para as malhas de tensão e corrente, respectivamente.

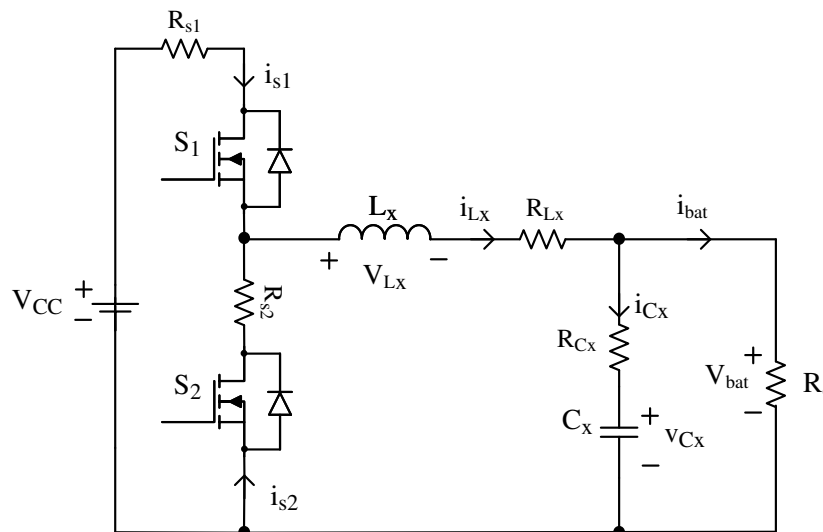
$$FTLA_{CCV}(s) = C_v(s) \cdot H_v(s) \cdot F_m(s) \cdot G_v(s) \quad (3.35)$$

$$FTLA_{CCI}(s) = C_i(s) \cdot H_i(s) \cdot F_m(s) \cdot G_i(s) \quad (3.36)$$

3.5 Modelagem e Determinação de Funções de Transferência - FTs

Para dimensionar os compensadores e realizar a análise de estabilidade do conversor CC-CC, é necessário determinar as funções de transferência principais, conforme ilustrado na Figura 31. Para tal, assume-se o modelo do conversor CC-CC Buck com retificação síncrona, conforme apresentado na Figura 33.

Figura 33 – Principais elementos parasitas.



Fonte: próprio autor.

A principal diferença entre a Figura 33 e a Figura 25 é a inclusão dos elementos parasitas no modelo do conversor. Os parâmetros R_{s1} e R_{s2} representam as resistências do canal dos transistores S_1 e S_2 , respectivamente. O termo R_{Lx} refere-se à resistência série equivalente (ESR) do indutor L_x , enquanto R_{Cx} corresponde à resistência série equivalente do capacitor C_x . A consideração desses elementos parasitas no modelo contribui para uma maior precisão na

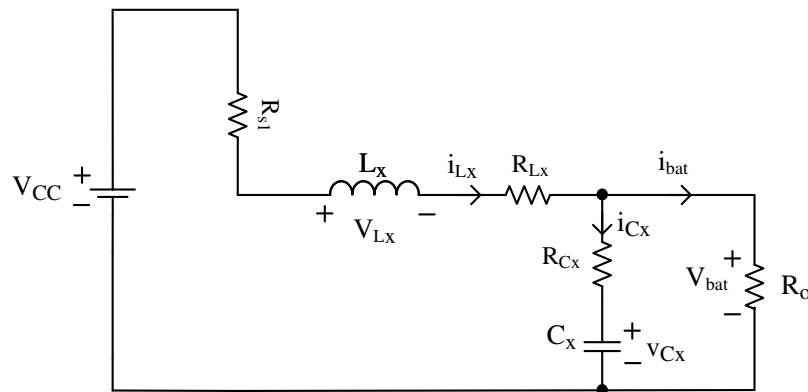
análise do comportamento dinâmico do conversor em malha fechada, proporcionando maior confiabilidade e realismo às simulações e ao projeto do sistema.

O procedimento de modelagem apresentado nesta seção será conduzido por meio da análise em espaço de estados, com a derivação do modelo médio conforme descrito em (MIDDLEBROOK; CUK, 1976). Este método baseia-se na obtenção da média das duas descrições exatas em espaço de estados correspondentes aos modelos chaveados, ao longo de um ciclo completo de chaveamento T_s . Para isso, é fundamental analisar as equações diferenciais que governam cada uma das etapas de operação do conversor, ilustradas na Figura 26.

A. Modelo Médio Para $t < DT_s$

Durante o intervalo $t < DT_s$, em que a etapa de operação pode ser vista na Figura 26 (a), o estado topológico do conversor é resumido no circuito da Figura 34, adicionando os elementos parasitas envolvidos.

Figura 34 – Estágio topológico do conversor para $t < DT_s$.



Fonte: próprio autor.

Aplicando a Lei de Kirchoff das Tensões (LKT) à malha que contém os elementos R_{s1} , L_x , R_{Lx} , R_{Cx} e C_x , tem-se:

$$-V_{CC} + i_{Lx}R_{s1} + i_{Lx}R_{Lx} + L_x \frac{d}{dt}i_{Lx} + V_{bat} = 0. \quad (3.37)$$

Como a tensão sobre a bateria V_{bat} pode ser escrita por :

$$V_{bat} = i_{Lx} \frac{R_o R_{Cx}}{R_o + R_{Cx}} + v_{Cx} \frac{R_o}{R_o + R_{Cx}} \quad (3.38)$$

e considerando que em um caso real, a resistência que representa a carga do conversor é muito maior que a resistência série equivalente do capacitor de tal maneira que $R_o + R_{Cx} \approx R_o$, tem-se:

$$V_{bat} = i_{Lx}R_{Cx} + v_{Cx}. \quad (3.39)$$

Substituindo (3.39) em (3.37), simplificando e isolando o produto da indutância pela variação da corrente no indutor, tem-se:

$$L_x \frac{di_{Lx}}{dt} = -(R_{s1} + R_{Lx} + R_{Cx}) i_{Lx} - v_{Cx} + V_{CC}. \quad (3.40)$$

Aplicando agora a Lei de Kirchoff das Correntes (LKC) no nó que contém o capacitor, a ESR do indutor e a carga, obtêm-se:

$$C_x \frac{dv_{Cx}}{dt} = i_{Lx} - \frac{V_{bat}}{R_o} \quad (3.41)$$

substituindo a equação (3.39) em (3.41), realizando algumas simplificações algébricas e considerando que $R_o \gg R_{Cx}$, tem-se:

$$C_x \frac{dv_{Cx}}{dt} = i_{Lx} - \frac{v_{Cx}}{R_o}. \quad (3.42)$$

As equações diferenciais, descritas por (3.40) e (3.42) podem então ser representadas na forma matricial conforme mostra a equação (3.43)

$$\begin{bmatrix} L_x \frac{d}{dt} i_{Lx} \\ C_x \frac{d}{dt} v_{Cx} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{s1} - R_{Lx} - R_{Cx} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lx} \\ v_{Cx} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} V_{CC}. \quad (3.43)$$

Aplicando o teorema do valor médio em ambos os lados da equação (3.43) ao longo do intervalo $0 < t < DT_s$,

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \begin{bmatrix} L_x \frac{d}{dt} i_{Lx} \\ C_x \frac{d}{dt} v_{Cx} \end{bmatrix} d\tau = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} \left(\begin{bmatrix} -R_{s1} - R_{Lx} - R_{Cx} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lx} \\ v_{Cx} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} V_{CC} \right) d\tau \quad (3.44)$$

obtêm-se:

$$\begin{bmatrix} DL_x \frac{d}{dt} i_{L_x} \\ DC_x \frac{d}{dt} v_{C_x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D(-R_{s1} - R_{L_x} - R_{C_x}) & -D \\ D & -\frac{D}{R_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_x} \\ v_{C_x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D \\ 0 \end{bmatrix} V_{CC}. \quad (3.45)$$

Já a tensão sobre a bateria, descrita pela equação (3.39), pode ser escrita na forma matricial como:

$$V_{bat} = \begin{bmatrix} R_{C_x} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_x} \\ v_{C_x} \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

tomando o valor médio em ambos os lados, no intervalo $0 < t < DT_s$ tem-se:

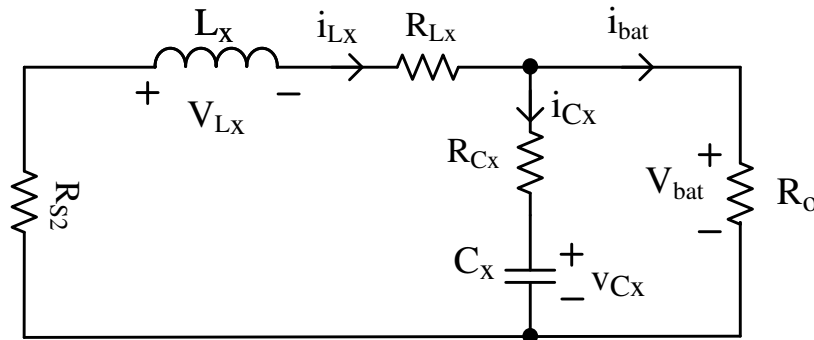
$$DV_{bat} = \begin{bmatrix} DR_{C_x} & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_x} \\ v_{C_x} \end{bmatrix}. \quad (3.47)$$

As equações (3.45) e (3.47) representam o modelo médio do conversor enquanto opera na primeira etapa, cujo intervalo é $0 < t < DT_s = t_{on}$.

B. Modelo Médio Para $DT_s < t < T_s$

Durante o intervalo $DT_s < t < T_s$, em que a etapa de operação pode ser vista na Figura 26 (b), o estado topológico do conversor é resumido no circuito da Figura 35, adicionando os elementos parasitas envolvidos.

Figura 35 – Estado topológico do conversor para $DT_s < t < T_s$.



Fonte: próprio autor.

Aplicando a LKT na malha que contém os elementos R_{s2} , L_x , R_{L_x} , R_{C_x} e C_x , tem-se:

$$i_{L_x} R_{s2} + i_{L_x} R_{L_x} + L_x \frac{d}{dt} i_{L_x} + V_{bat} = 0. \quad (3.48)$$

Substituindo V_{bat} pelo resultado na equação (3.39), simplificando e isolando o produto da indutância pela variação da corrente no indutor, obtém-se:

$$L_x \frac{di_{L_x}}{dt} = -(R_{S2} + R_{L_x} + R_{C_x}) i_{L_x} - v_{C_x}. \quad (3.49)$$

A aplicação da LKC, como feito anteriormente irá resultar na mesma expressão apresentada em (3.42), assim o conversor CC-CC Buck possui a mesma dinâmica para o capacitor de saída em ambos os estágios topológicos. Escrevendo na forma matricial, tem-se

$$\begin{bmatrix} L_x \frac{di_{L_x}}{dt} \\ C_x \frac{dv_{C_x}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{L_x} - R_{C_x} - R_{S2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_x} \\ v_{C_x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{CC} \quad (3.50)$$

tomando o valor médio em ambos os lados, no intervalo $DT_s < t < T_s$

$$\frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} \begin{bmatrix} L_x \frac{di_{L_x}}{dt} \\ C_x \frac{dv_{C_x}}{dt} \end{bmatrix} d\tau = \frac{1}{T_s} \int_{DT_s}^{T_s} \left(\begin{bmatrix} -R_{L_x} - R_{C_x} - R_{S2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_x} \\ v_{C_x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{CC} \right) d\tau \quad (3.51)$$

obtém-se:

$$(1-D) \begin{bmatrix} L_x \frac{di_{L_x}}{dt} \\ C_x \frac{dv_{C_x}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-D)(-R_{L_x} - R_{C_x} - R_{S2}) & -(1-D) \\ 1-D & -\frac{(1-D)}{R_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_x} \\ v_{C_x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{CC}. \quad (3.52)$$

Conforme mostrado anteriormente, a expressão da tensão sobre bateria é idêntica ao estado topológico anterior, assim aplicando o valor médio no intervalo $DT_s < t < T_s$, tem-se:

$$(1-D)V_{bat} = \begin{bmatrix} (1-D)R_{C_x} & (1-D) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_x} \\ v_{C_x} \end{bmatrix}. \quad (3.53)$$

As equações (3.52) e (3.53) representam o modelo médio do conversor enquanto opera na segunda etapa, cujo intervalo é $DT_s < t < T_s$.

C. Modelo Médio de Grandes Sinais

Para obter o modelo médio em grandes sinais no espaço de estados do conversor ao longo de um período completo de chaveamento T_s , soma-se as equações (3.45) e (3.52) em

ambos os lados (esquerdo e direito). Adicionalmente, considerando que o mesmo MOSFET será utilizado para os interruptores S_1 e S_2 , assume-se que as resistências dos canais são iguais ($R_{s1} = R_{s2}$). Dessa forma, o modelo médio de grandes sinais do conversor ao longo de um período de chaveamento é dado pela equação (3.54)

$$\begin{bmatrix} L_x \frac{d}{dt} i_{L_x} \\ C_x \frac{d}{dt} v_{C_x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{s2} - R_{C_x} - R_{L_x} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_x} \\ v_{C_x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D \\ 0 \end{bmatrix} V_{CC}. \quad (3.54)$$

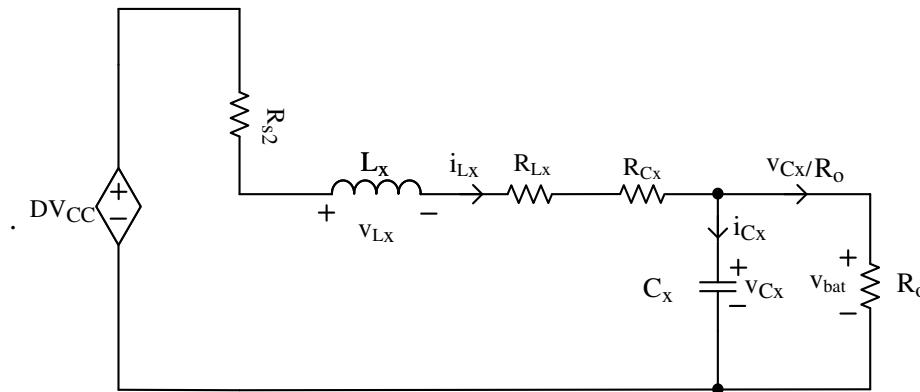
Esta equação matricial, pode ser reescrita na forma de equações diferenciais da seguinte maneira

$$L_x \frac{d}{dt} i_{L_x} = -i_{L_x} (R_{s2} + R_{C_x} + R_{L_x}) - v_{C_x} + DV_{CC} \quad (3.55)$$

$$C_x \frac{d}{dt} v_{C_x} = i_{L_x} - \frac{1}{R_o} v_{C_x} \quad (3.56)$$

Essas equações diferenciais representam o modelo matemático do circuito médio equivalente associado ao conversor CC-CC Buck, ilustrado na Figura 36.

Figura 36 – Modelo médio equivalente do conversor CC-CC Buck com retificação síncrona ($R_{s1} = R_{s2}$)



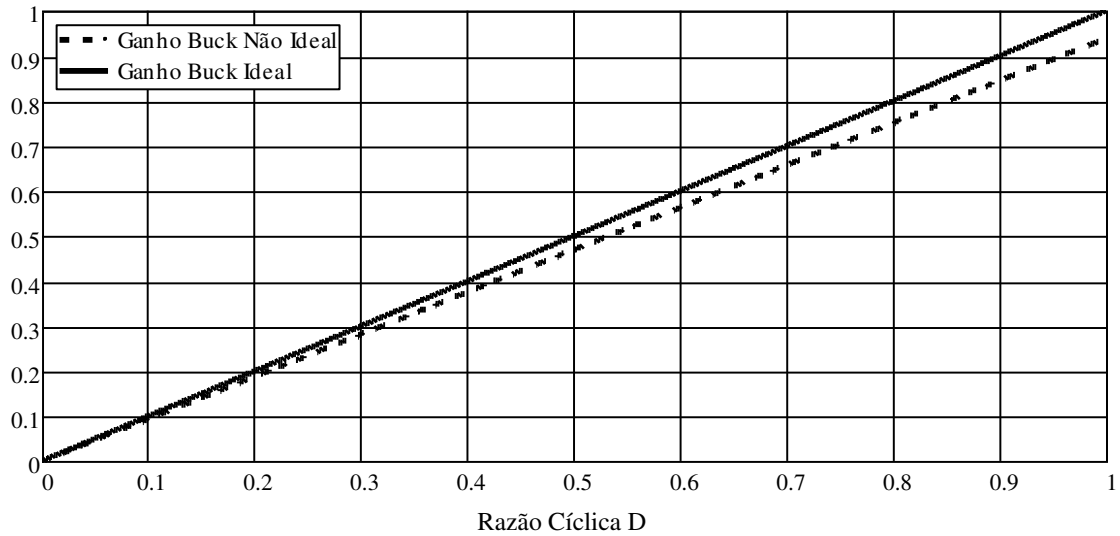
Fonte: próprio autor.

Em regime permanente, o indutor se torna um curto-circuito e o capacitor um circuito aberto, tornando possível obter o ganho estático do conversor considerando os elementos parasitas através da aplicação da LKT na malha principal. Como resultado tem-se a equação (3.57)

$$\frac{V_{bat}}{V_{CC}} = \frac{R_o D}{R_{s2} + R_{C_x} + R_{L_x} + R_o}. \quad (3.57)$$

Observe que, ao considerar todos os elementos parasitas como iguais a zero, o ganho estático do conversor retorna ao valor ideal descrito pela equação (3.16). A Figura 37 ilustra uma comparação entre o ganho ideal do conversor CC-CC Buck e o ganho real, levando em conta os efeitos dos elementos parasitas e assumindo que $R_{s2} = 68 \text{ m}\Omega$, $R_{Cx} = 150 \text{ m}\Omega$, $R_{Lx} = 257 \text{ m}\Omega$ e $R_o = 7,29 \Omega$.

Figura 37 – Curva do ganho ideal vs não ideal para o conversor CC-CC Buck.



Fonte: próprio autor.

D. Modelo Médio de Pequenos Sinais

A determinação das funções de transferência é amplamente facilitada pelo uso de modelos de pequenos sinais, que permitem avaliar o comportamento dinâmico do sistema em torno de um ponto de operação estável. Essa abordagem consiste na introdução de perturbações de pequena amplitude CA em torno de um nível CC que define o ponto de operação do conversor (BARBI, 2015). Assim, define-se as seguintes notações:

$$\begin{aligned}
 D &= D + \hat{d}, \\
 V_{CC} &= V_{CC} + \hat{v}_{CC}, \\
 v_{Cx} &= V_{Cx} + \hat{v}_{Cx}, \\
 i_{Lx} &= I_{Lx} + \hat{i}_{Lx}, \\
 v_{bat} &= V_{bat} + \hat{v}_{bat}.
 \end{aligned} \tag{3.58}$$

Onde as variáveis com acento circunflexo são perturbações CA em torno de um nível

CC, representado pelas letras maiúsculas. Dessa forma, cada termo de (3.58) é substituído em (3.55) e (3.56) para obter :

$$L_x \frac{d}{dt} (I_{L_x} + \hat{i}_{L_x}) = -(I_{L_x} + \hat{i}_{L_x}) (R_{s2} + R_{C_x} + R_{L_x}) - V_{C_x} - \hat{v}_{C_x} + (D + \hat{d})(V_{CC} + \hat{v}_{CC}), \quad (3.59)$$

$$C_x \frac{d}{dt} (V_{C_x} + \hat{v}_{C_x}) = I_{L_x} + \hat{i}_{L_x} - \frac{1}{R_o} (V_{C_x} + \hat{v}_{C_x}). \quad (3.60)$$

As componentes CC descrevem o comportamento estático do conversor, enquanto as componentes CA caracterizam sua dinâmica (MIDDLEBROOK; CUK, 1976). Para o desenvolvimento de modelos dinâmicos, as componentes CC podem ser desprezadas. Adicionalmente, a multiplicação de duas perturbações introduz termos de ordem superior, resultando em não linearidades que aumentam significativamente a complexidade da análise. Como as perturbações consideradas possuem pequena amplitude, esses termos serão negligenciados, permitindo simplificar o modelo e focar nas contribuições lineares. Considerando esses fatores, e realizando algumas operações algébricas as equações (3.59) e (3.60) podem se escritas como

$$L_x \frac{d\hat{i}_{L_x}}{dt} + \hat{i}_{L_x} (R_{s2} + R_{C_x} + R_{L_x}) + \hat{v}_{C_x} = \hat{d}V_{CC} + \hat{v}_{CC}D, \quad (3.61)$$

$$C_x \frac{d\hat{v}_{C_x}}{dt} + \frac{\hat{v}_{C_x}}{R_o} - \hat{i}_{L_x} = 0. \quad (3.62)$$

Considerando as condições iniciais nulas, aplicando a transformada de Laplace em ambas as equações e reescrevendo o resultado da forma matricial, tem-se

$$\begin{bmatrix} R_{s2} + R_{C_x} + R_{L_x} + sL_x & 1 \\ -1 & sC_x + \frac{1}{R_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_x}(s) \\ \hat{v}_{C_x}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{CC} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}(s) + \begin{bmatrix} D \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{CC}(s). \quad (3.63)$$

Para completar a descrição em espaço de estados do modelo de pequenos sinais, a tensão da bateria (i.e, a tensão de saída do conversor) pode ser obtida somando as equações (3.47) e (3.53), aplicando as perturbações e realizando as simplificações supracitadas para obter

$$\hat{v}_{bat} = \begin{bmatrix} R_{C_x} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L_x} \\ \hat{v}_{C_x} \end{bmatrix}. \quad (3.64)$$

Com as equações (3.63) e (3.64) é possível obter as funções de transferência relevantes para implementação de cada uma das malhas de controle do conversor.

3.5.1 Função de Transferência $G_i(s)$

A função de transferência $G_i(s)$ relaciona a dinâmica da corrente média no indutor $\hat{i}_{Lx}(s)$ com variações de razão cíclica $\hat{d}(s)$. Para obtê-la, considera-se que não há perturbações em torno da tensão de entrada do conversor, o que permite desconsiderar o termo $\hat{v}_{CC}(s)$ na equação (3.63). Assim, isolando o vetor que contém as variáveis de estado, tem-se

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{Lx}(s) \\ \hat{v}_{Cx}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S2} + R_{Cx} + R_{Lx} + sL_x & 1 \\ -1 & sC_x + \frac{1}{R_0} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{CC} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}(s). \quad (3.65)$$

A matriz inversa acima pode ser calculada pela razão entre sua matriz adjunta e o valor de seu determinante λ_i , computado por

$$\lambda_i = s^2 L_x C_x + s \left(\frac{L_x}{R_0} + C_x R_\beta \right) + \frac{R_\beta}{R_0} + 1 \quad (3.66)$$

onde $R_\beta = R_{S2} + R_{Lx} + R_{Cx}$.

Com isso, a equação (3.67) se torna

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{Lx}(s) \\ \hat{v}_{Cx}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{\lambda_i} \begin{bmatrix} sC_x + \frac{1}{R_0} & -1 \\ 1 & R_\beta + sL_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{CC} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}(s). \quad (3.67)$$

Extraindo apenas a equação da corrente no indutor, reorganizando os termos e substituindo λ_i a função de transferência $G_i(s)$ é finalmente expressa pela equação (3.68)

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_{Lx}(s)}{\hat{d}(s)} = V_{CC} \frac{sR_0 C_x + 1}{s^2 R_0 L_x C_x + s(L_x + R_0 C_x R_\beta) + R_\beta + R_0}. \quad (3.68)$$

Uma versão aproximada para $G_i(s)$ pode ser encontrada simplesmente considerando que $\hat{v}_{Cx}(s) = \hat{v}_{cc}(s) = 0$ na equação (3.61) e isolando os termos de interesse para obter

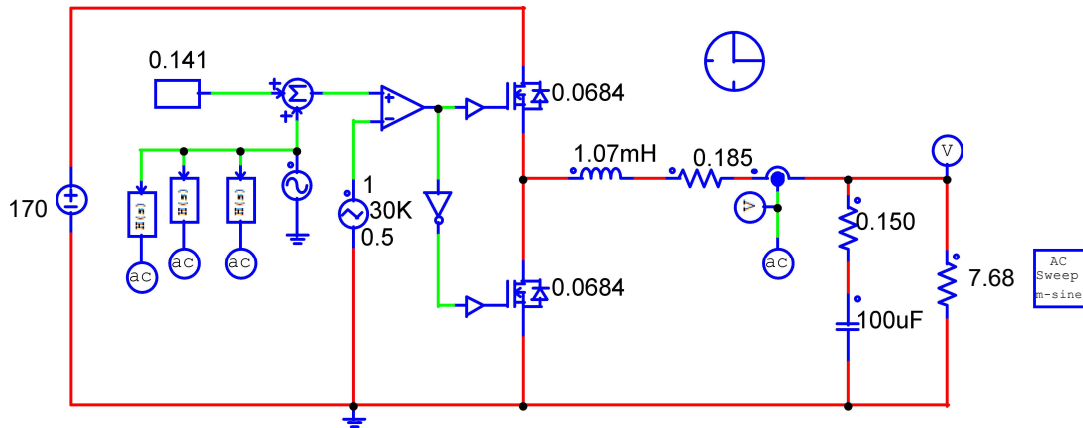
$$G_{i\text{aprox}}(s) = \frac{\hat{i}_{Lx}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{CC}}{sL_x + R_\beta}. \quad (3.69)$$

Considerando o caso ideal, o valor de R_β é igual a zero e a equação acima se torna

$$G_{i\text{ideal}}(s) = \frac{\hat{i}_{Lx}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{CC}}{sL_x}. \quad (3.70)$$

Para validar a correspondência entre os modelos matemáticos desenvolvidos e a dinâmica real do conversor CC-CC, foi realizada a simulação da resposta em frequência de cada uma das funções de transferência obtidas para $G_i(s)$, utilizando o *software* PSIM. A Figura 38 apresenta o esquemático do conversor simulado.

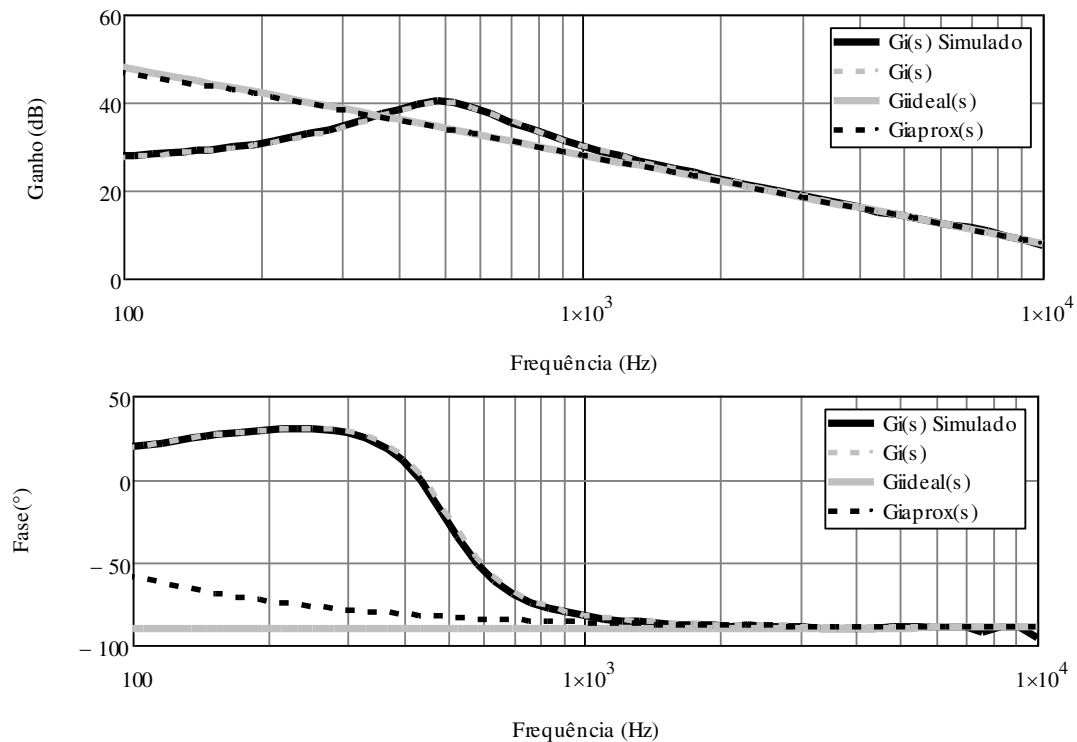
Figura 38 – Esquemático utilizado para validação de $G_i(s)$ no PSIM.



Fonte: próprio autor.

Já na Figura 39 nota-se que o modelo dado por (3.68) corresponde ao valor simulado em todo o espectro, no entanto (3.69) e (3.70) apenas se adéquam para altas frequências.

Figura 39 – Diagrama de Bode das FTs de $G_i(s)$: ganho e fase; modelo e simulação.



Fonte: próprio autor.

3.5.2 Função de Transferência $G_v(s)$

Quer-se agora, obter uma expressão que relaciona a dinâmica da tensão na bateria $\hat{v}_{bat}(s)$ pela razão cíclica $\hat{d}(s)$, para isso utiliza-se o resultado obtido na equação (3.67) que já considera perturbações em torno da tensão de entrada nulas em (3.64), para obter

$$\hat{v}_{bat}(s) = \begin{bmatrix} R_{Cx} & 1 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} sC_X + \frac{1}{R_0} & -1 \\ 1 & R_\beta + sL_X \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{CC} \\ 0 \end{bmatrix} \right) \frac{\hat{d}(s)}{\lambda} \quad (3.71)$$

expandindo, tem-se :

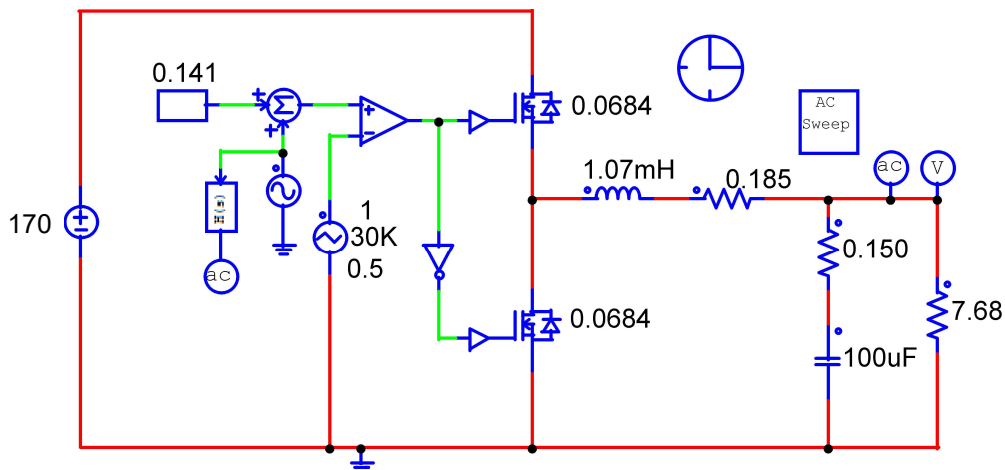
$$\hat{v}_{bat}(s) = V_{CC} \left[R_{Cx} \left(sC_X + \frac{1}{R_0} \right) + 1 \right] \frac{\hat{d}(s)}{\lambda}. \quad (3.72)$$

Substituindo o valor de λ e reorganizando os termos, finalmente obtém-se

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{bat}(s)}{\hat{d}(s)} = V_{CC} \frac{R_{Cx} \left(sC_x + \frac{1}{R_o} \right) + 1}{s^2 L_x C_x + s \left(\frac{L_x}{R_o} + C_x R_\beta \right) + \frac{R_\beta}{R_o} + 1}. \quad (3.73)$$

O caso ideal pode ser estudado simplesmente fazendo com que R_β seja igual a zero. Dessa forma, com o intuito de avaliar se este modelo matemático realmente representa a dinâmica da tensão de saída do conversor pela razão cíclica uma simulação no PSIM foi conduzida cujo esquemático pode ser visto na Figura 40.

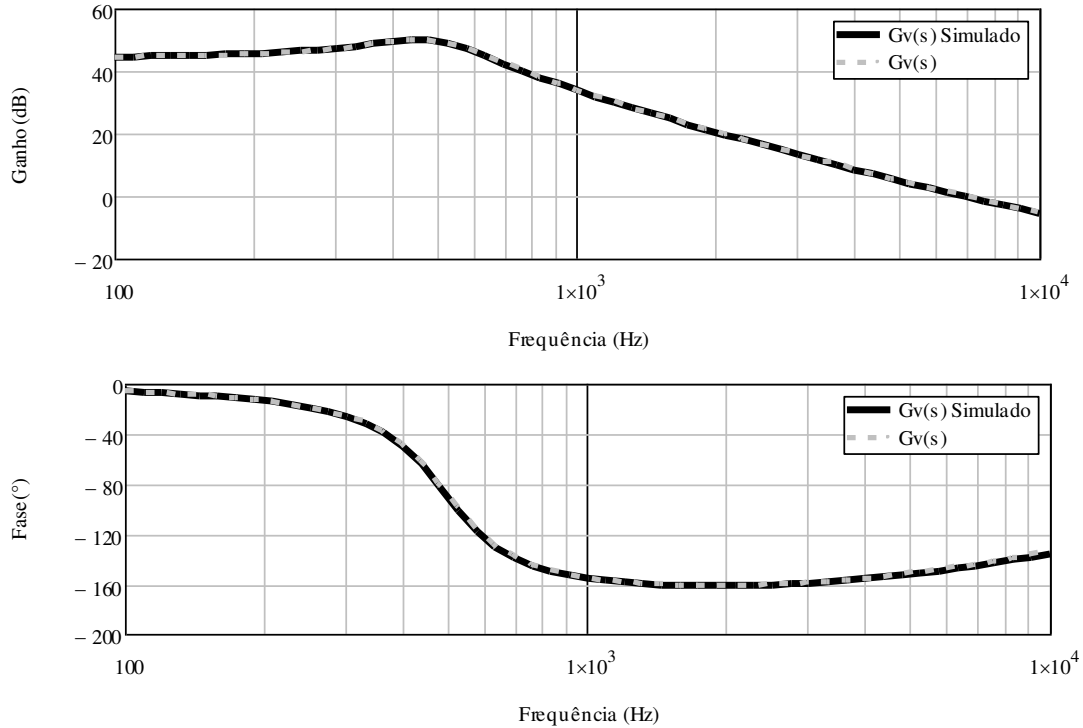
Figura 40 – Esquemático utilizado para validação de $G_v(s)$ no PSIM.



Fonte: próprio autor.

A Figura 41 apresenta os resultados da simulação, evidenciando que o modelo matemático derivado para $G_v(s)$ reproduz com precisão o comportamento dinâmico do conversor em todo o espectro de frequência analisado, validando sua consistência teórica.

Figura 41 – Diagrama de Bode das FT de $G_v(s)$: ganho e fase; modelo e simulação.



Fonte: próprio autor.

3.6 Filtro LC de Entrada

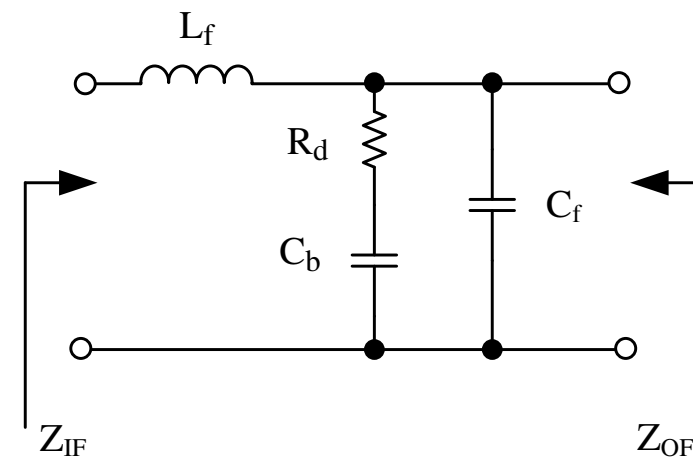
Na seção 3.2, o filtro de entrada foi modelado considerando apenas o capacitor, de forma a simplificar a análise, uma vez que o objetivo principal era obter expressões analíticas para os esforços de tensão e corrente no retificador trifásico a diodos. No entanto, conforme discutido no capítulo 2, após o retificador será implementado um filtro LC, cuja função é mitigar as oscilações de tensão no barramento CC retificado e evitar que a corrente pulsada gerada pelo conversor CC-CC (i.e, corrente através da chave S_1 na Figura 27) seja refletida no retificador.

Adicionalmente, o projeto do filtro LC deve ser realizado de forma criteriosa para minimizar a interação entre o filtro, o conversor CC-CC e o retificador, evitando problemas de instabilidade e degradação no desempenho do controle. Esse cuidado também assegura que a modelagem e o projeto do conversor CC-CC possam ser conduzidos de maneira independente do filtro, simplificando a análise e aprimorando a confiabilidade do sistema (ERICKSON;

MAKSIMOVIC, 2007).

A topologia do filtro LC com ramo de amortecimento, apresentada na Figura 42, é amplamente utilizada em aplicações de baixa e média corrente devido à sua eficiência no controle de ruídos e oscilações (MIDDLEBROOK, 1978). Os componentes principais do filtro, o indutor L_f e o capacitor C_f , formam o núcleo do sistema de filtragem. O resistor R_d é incorporado para fornecer amortecimento na proximidade da frequência de ressonância, evitando oscilações excessivas e melhorando a estabilidade do sistema. O capacitor C_b , por sua vez, é adicionado para bloquear a corrente contínua no resistor R_d , reduzindo as perdas associadas. Como sua função é exclusivamente bloquear a corrente contínua, a capacitância de C_b deve ser significativamente maior que a de C_f para prevenir perdas excessivas e garantir o desempenho eficiente do filtro (ERICKSON, 1999).

Figura 42 – Topologia do filtro LC com ramo de amortecimento.



Fonte: próprio autor.

Conforme ilustrado na Figura 43, segundo (CHOI; CHO, 1995), os objetivos de projeto para evitar interações em ambos os lados do filtro podem ser traduzidos nos seguintes requisitos de compatibilidade de impedância:

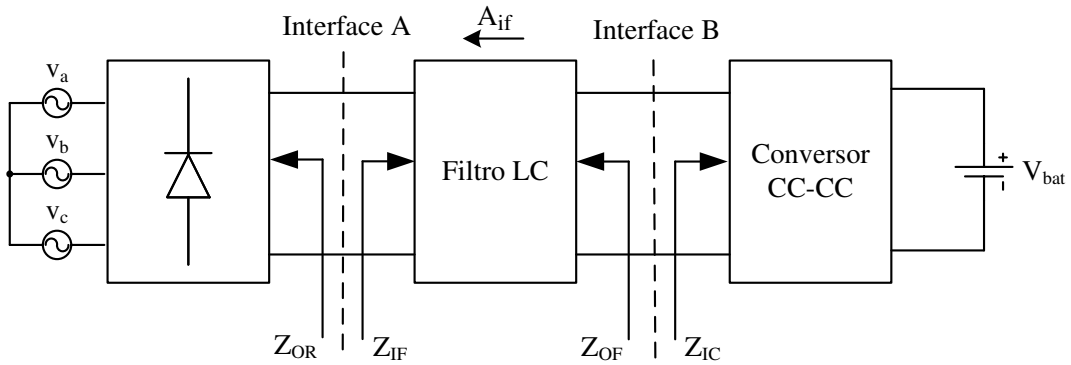
- $|Z_{OR}| \ll |Z_{IF}|$ na interface entre o retificador e o filtro (Interface A);
- $|Z_{OF}| \ll |Z_{IC}|$ na interface entre o filtro e o conversor de carga (Interface B).

Em que Z_{OC} , Z_{IF} , Z_{OF} e Z_{IC} correspondem às impedâncias de saída ou entrada observadas nas respectivas interfaces. Além disso, o filtro deve proporcionar uma atenuação de corrente definida, A_{IF} , a fim de suavizar as oscilações da corrente de entrada pulsante do conversor CC-CC.

Portanto, o desenvolvimento de expressões analíticas que estabeleçam a relação entre

as principais impedâncias do sistema é de fundamental importância para o projeto do filtro. Essa análise será detalhada nesta seção

Figura 43 – Diagrama de blocos para requisitos de compatibilidade de impedância.



Fonte: adaptado de (CHOI; CHO, 1995).

Para fornecer a atenuação do corrente necessária, o ganho de corrente A_{if} pode ser aproximado pela seguinte expressão:

$$A_{IF}(s) \approx \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}} \quad (3.74)$$

onde $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$ é a frequência de ressonância do filtro e $Q = R_d \sqrt{\frac{C_f}{L_f}}$. Ademais, a impedância de saída do filtro pode ser aproximada pela equação (3.75)

$$Z_{OF}(s) \approx \frac{sL}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}}. \quad (3.75)$$

Para determinar a impedância de entrada do conversor Buck $Z_{IC}(s)$, primeiro considera-se a definição da equação (3.76)

$$Z_{IC}(s) \triangleq \left. \frac{\hat{v}_{CC}(s)}{\hat{i}_{ic}(s)} \right|_{\hat{d}=0}. \quad (3.76)$$

Em que as perturbações em torno da razão cíclica D são desconsideradas, por não serem relevantes para a análise e \hat{i}_{ic} representa perturbações em torno da corrente de entrada do conversor, relacionada com a dinâmica da corrente média no indutor por $\hat{i}_{Lx}(s) = D\hat{i}_{ic}(s)$. Considerando essas informações, aplicando a transformada de Laplace, pode-se reescrever a equação (3.62) como

$$\hat{i}_{ic}(s) = D\hat{v}_{Cx} \left(sC_x + \frac{1}{R_o} \right). \quad (3.77)$$

Isolando $D\hat{v}_{Cx}$ na equação (3.64) tem-se que

$$D\hat{v}_{Cx}(s) = D^2\hat{v}_{CC} - R_{Cx}\hat{i}_{ic}. \quad (3.78)$$

Substituindo o resultado de (3.78) em (3.77) e considerando que $\hat{v}_{bat}(s) = \frac{R_o D}{R_\beta + R_o} \hat{v}_{cc}(s)$, conforme a equação (3.57), tem-se finalmente a impedância de entrada do conversor CC-CC Buck como

$$Z_{IC}(s) = \frac{\hat{v}_{CC}(s)}{\hat{i}_{ic}(s)} = \frac{1 + R_{Cx} \left(sC_x + \frac{1}{R_o} \right)}{D^2 \frac{R_o}{R_o + R_\beta} \left(sC_x + \frac{1}{R_o} \right)}. \quad (3.79)$$

Note que, em regime permanente $s \rightarrow 0$ e impedância de entrada assume sua característica puramente resistiva (assumida na análise da seção 3.2) sendo

$$Z_{IC}(0) = \frac{(R_\beta + R_o) \left(1 + \frac{R_{Cx}}{R_o} \right)}{D^2}. \quad (3.80)$$

Fazendo R_β e R_{Cx} iguais a zero em (3.80), tem-se o caso ideal.

Finalmente, observa-se que a condição $|Z_{OR}| \ll |Z_{IF}|$ é intrinsecamente atendida, dado que a impedância de saída do retificador, em uma análise simplificada, é predominantemente determinada pela resistência dos diodos da ponte retificadora, os quais apresentam valores caracteristicamente baixos.

3.7 Conclusões

Com base nas considerações apresentadas, foi conduzida uma análise detalhada da estrutura do carregador de baterias do sistema BEM. Cada estágio de conversão, tanto o CA-CC quanto o CC-CC, foi examinado por meio de análises qualitativas e quantitativas, permitindo a derivação das principais expressões matemáticas utilizadas no dimensionamento dos componentes. Além disso, foi realizado um estudo aprofundado da metodologia de controle do conversor CC-CC, que atuará como controlador de carga, com a apresentação detalhada

dos modelos dinâmicos necessários para o projeto das malhas de controle. A validação desses modelos foi realizada por meio de simulações. Assim, este capítulo estabelece os fundamentos teóricos e práticos essenciais para o projeto do carregador, que será abordado no próximo capítulo.

4 PROJETO DO CARREGADOR

4.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentados os detalhes do projeto do carregador, embasado nas análises e nos modelos teóricos desenvolvidos no capítulo 3. O objetivo é descrever o processo de dimensionamento e implementação dos principais subsistemas, garantindo o cumprimento das especificações estabelecidas para o sistema.

Inicialmente, são definidas as especificações globais que norteiam o projeto, consolidando os requisitos de desempenho e as condições operacionais do carregador. Em seguida, o projeto do conversor CC-CC. As especificações e considerações para este estágio, assim como o dimensionamento dos componentes, são tratados em detalhes.

O capítulo também abrange o projeto do retificador trifásico a diodos é apresentado, com foco nas especificações, considerações técnicas e no dimensionamento de seus componentes.

Além disso, é apresentado o projeto do filtro LC de entrada. O dimensionamento e as características dos elementos do filtro são detalhados nesta etapa.

Por fim, o circuito de controle é descrito, com ênfase no projeto das malhas de corrente e tensão, fundamentais para assegurar a operação estável e eficiente do sistema. O capítulo é concluído com uma síntese dos resultados obtidos, destacando os principais aspectos do projeto e sua conformidade com os objetivos estabelecidos.

4.2 Especificações Globais

Para o correto dimensionamento de todos os componentes do carregador, é imprescindível definir os parâmetros de projeto que servirão como base para o desenvolvimento. Nesse contexto, duas premissas principais foram adotadas:

1. O sistema foi projetado para operar com duas baterias VRLA com tensão nominal de 12V conectadas em série. No entanto, o projeto pode ser adaptado para suportar diferentes configurações de baterias, dependendo das necessidades específicas.
2. A potência a ser processada pelo carregador é determinada com base na energia que o atleta pode gerar. Considerando que esse valor pode variar significativamente entre usuários, foi estabelecida uma faixa de potência fundamentada nos dados apresentados em (STRZELECKI, 2007), ao invés de um valor único.

Assim, na Tabela 2 são mostrados os valores globais assumidos para o projeto do carregador completo.

Tabela 2 – Especificações do projeto

Tensão média mínima do barramento CC	$V_{CCmin} = 150V$
Tensão média máxima do barramento CC	$V_{CCmax} = 200V$
Tensão mínima do banco de baterias	$V_{batmin} = 21V$
Tensão máxima do banco de baterias, tensão de flutuação(13,5V)	$V_{batmax} = 27V$
Potência mínima de saída	$P_{omin} = 20 W$
Potência máxima de saída	$P_{omax} = 100 W$

Fonte: elaborada pelo autor.

4.3 Projeto do Conversor CC-CC Buck

4.3.1 Especificações e Considerações

O processo de dimensionamento do conversor CC-CC é fundamentado na definição criteriosa das especificações técnicas do projeto, garantindo que o dispositivo atenda plenamente aos requisitos operacionais e às condições de funcionamento previstas. As especificações são estabelecidas com base nos seguintes parâmetros principais:

Tabela 3 – Especificações do conversor CC-CC.

Frequência de chaveamento	$f_s = 20kHz$
Ondulação de corrente no indutor	$\Delta i_{Lx} = 20\%$ de I_{Lx}
Ondulação de tensão na saída	$\Delta V_{bat} = 0,5\%$ de V_{bat}
Rendimento teórico assumido	$\eta = 0,93$

Fonte: elaborada pelo autor.

Adicionalmente, assume-se que as interações entre o conversor CC-CC e o estágio CA-CC serão mitigadas pelo dimensionamento adequado do filtro LC. Além disso, a tensão de entrada do conversor, v_{CC} , será considerada em seu valor médio V_{CC} , simplificando a análise e o projeto do sistema.

4.3.2 Dimensionamento dos Componentes

Nesta seção, será realizado o dimensionamento dos componentes que compõem o conversor CC-CC, conforme as especificações da Tabela 3, juntamente com o dimensionamento do circuito de acionamento dos transistores. Como conversor deverá operar em uma ampla faixa de potência, tensão e corrente em muitas situações será adotado o pior caso para o

dimensionamento.

A. Calculos Básicos

Considerando que será utilizado o método de carregamento corrente constante - tensão constante, a corrente de recarga será travada em um valor máximo que limita a potência máxima processada, assim o valor máximo da corrente de saída será

$$I_{batmax} = \frac{P_{omax}}{V_{batmax}} = \frac{100W}{27V} = 3,704A. \quad (4.1)$$

Já o valor mínimo da corrente de saída do conversor será:

$$I_{batmin} = \frac{P_{omin}}{V_{batmax}} = \frac{20W}{27V} = 0,741A. \quad (4.2)$$

Dessa forma, (4.1) representa o maior valor de corrente de saída a ser processado e (4.2) o menor valor.

Considerando que o conversor estará operando na condição de entrega máxima de potência para a bateria, a potência teórica gerada pelo atleta (desconsiderando as perdas no estágio CA-CC) é expressa pela potência de entrada máxima, a qual é calculada por:

$$P_{imax} = \frac{P_{omax}}{\eta} = \frac{100W}{0,93} = 107,527W. \quad (4.3)$$

Em posse dessa informação, é possível calcular a corrente média de entrada máxima do conversor conforme (4.4):

$$I_{icmax} = \frac{P_{imax}}{V_{CCmin}} = \frac{107,527W}{150V} = 0,717A. \quad (4.4)$$

De acordo com a equação (3.16) e considerando que o efeito dos elementos parasitas no ganho é desprezível para pequenos valores de D (conforme ilustrado na Figura 37), a razão cíclica do conversor é determinada pelos valores da tensão de saída e da tensão de entrada. Para uma faixa de tensão de entrada variando entre 150 V e 200 V, calculam-se os valores extremos da razão cíclica como segue.

$$D_{max} = \frac{V_{batmax}}{V_{CCmin}} = \frac{27V}{150V} = 0,18$$

$$D_{min} = \frac{V_{batmin}}{V_{CCmax}} = \frac{21V}{200V} = 0,105$$

B. Dimensionamento do Indutor Filtro de Saída L_x

Conforme a especificação feita na Tabela 3 a ondulação de corrente no indutor deverá ser calculada por:

$$\Delta i_{Lxmax} = 0,2 \cdot I_{batmax} = 0,2 \cdot 3,704A = 0,741A. \quad (4.5)$$

Dessa maneira, a indutância necessária que garante uma ondulação de corrente menor ou igual à esta deve ser calculada através da equação (3.17)

$$L_x = \frac{V_{batmax}(1 - D_{min})}{f_s \Delta i_{Lxmax}} = \frac{27V(1 - 0,105)}{20 \cdot 10^3 Hz \cdot 0,741A} = 1,631mH.$$

– Esforços de Corrente

A corrente eficaz através do indutor L_x , calculada através de (3.18) ocorre quando o conversor opera com a corrente máxima de saída. Portanto, esta corrente é obtida por:

$$I_{Lxef} = I_{batmax} = 3,704A.$$

Já a corrente de pico através deste indutor é calculada por (3.19), conforme apresentado abaixo:

$$I_{Lxp} = I_{batmax} + \frac{\Delta i_{Lxmx}}{2} = 3,704A + \frac{0,741A}{2} = 4,074A.$$

– Projeto Físico do Indutor L_x

Os parâmetros necessários para o dimensionamento físico deste indutor são determinados de acordo com a Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros de projeto físico do indutor L_x .

Densidade de fluxo magnético máxima	$B_{max} = 0,3T$
Densidade de corrente máxima	$J_{max} = 450A/cm^2$
Fator de ocupação teórico do núcleo pelo enrolamento	$K_w = 0,7$
Permeabilidade magnética do vácuo	$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}H/m$

Fonte: elaborada pelo autor.

Considerando a utilização de núcleos magnéticos de ferrite do tipo EE, o produto das áreas pode ser calculado por (4.6)

$$A_e A_w = \frac{L_x \cdot I_{Lx_p} \cdot I_{Lx_{ef}}}{K_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} = 2,604cm^4. \quad (4.6)$$

Tendo este resultado, utilizando o catálogo técnico (THORNTON, 2015), escolhe-se o núcleo NEE 42/21/15 de material IP12R. As dimensões do núcleo são :

$$\begin{aligned} A_e &= 1,81cm^2 & A_w &= 1,57cm^2 & A_e A_w &= 2,842cm^4 \\ l_t &= 8,7cm & V_e &= 17,6cm^3 & G &= 2,96cm \end{aligned}$$

Em que l_t é o comprimento médio de uma espira, V_e é o volume do núcleo e G a altura da janela. O número de espiras do indutor é então, dado por:

$$N_{Lx} = \frac{L_x \cdot I_{Lx_p}}{B_{max} \cdot A_e} \cdot 10^4 = \frac{1,631 \cdot 10^{-3}H \cdot 4,074A}{0,3T \cdot 1,81cm^2} 10^4 \approx 122espiras. \quad (4.7)$$

O valor do entreferro deste indutor é calculado por

$$l_g = \frac{\mu_o \cdot N_{Lx}^2 \cdot A_e}{L_x} \cdot 10^{-3} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7}(H/m) \cdot 122^2 \cdot 1,81cm^2}{1,631 \cdot 10^{-3}H} = 0,209cm. \quad (4.8)$$

O valor do entreferro, então, deve ser ajustado na metade do valor calculado, 0,104cm. Segundo (MCLYMAN, 2004), um fenômeno conhecido como espraiamento altera a relutância do caminho magnético, portanto a indutância deve ser corrigida pelo fator F calculado a seguir, para assim reajustar o número de espiras deve-se considerar a equação (4.9).

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \ln \left(\frac{2 \cdot G}{l_g} \right) = 1 + \frac{0,209cm}{\sqrt{1,81cm^2}} \ln \left(\frac{2 \cdot 2,96cm}{0,209cm} \right) = 1,519. \quad (4.9)$$

Assim, o valor do número de espiras deve ser recalculado considerando, agora, o efeito de espraiamento. Para isso, utiliza-se a equação (4.10).

$$N_{Lx} = \sqrt{\frac{l_g \cdot L_x}{0,4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot F \cdot 10^{-8}}} = \sqrt{\frac{0,209cm \cdot 1,631 \cdot 10^{-3}H}{0,4 \cdot \pi \cdot 1,81cm^2 \cdot 1,519 \cdot 10^{-8}}} \approx 99 \text{ espiras.} \quad (4.10)$$

A seção do fio condutor a ser utilizado para enrolar o indutor pode ser determinado pela expressão (4.11).

$$S_{Lo} = \frac{I_{Lxef}}{J_{max}} = \frac{3,704A}{450(A/cm^2)} = 0,00823cm^2. \quad (4.11)$$

Para a implementação prática, optou-se pelo uso do fio 26AWG devido à sua elevada maleabilidade, ampla disponibilidade no mercado e custo acessível. As propriedades físicas do condutor são.

$$S_{CU26AWG} = 0,001287cm^2 \quad S_{26AWG} = 0,001671cm^2 \quad d_{26AWG} = 0,04cm$$

Em que $S_{CU26AWG}$ representa a área de cobre do condutor, S_{26AWG} representa a área total do fio considerando o isolamento e d_{26AWG} o diâmetro do fio. Em posse dessas informações, o número de fios 26AWG em paralelo é calculado pela equação (4.12)

$$N_{fios} = \frac{S_{Lo}}{S_{26AWG}} = \frac{0,00823cm^2}{0,001671cm^2} \approx 6 \text{ fios.} \quad (4.12)$$

Para verificar a viabilidade deste projeto do indutor L_x , calcula-se, através da equação (4.13), o fator de utilização da janela do núcleo.

$$K_u = \frac{N_{Lx} \cdot N_{fios} \cdot S_{26AWG}}{A_w} = \frac{99 \cdot 6 \cdot 0,001671cm^2}{1,57cm^2} = 0,632. \quad (4.13)$$

O cálculo do fator de utilização mostra que o indutor é factível com uma certa folga, a Tabela 5 resume os principais parâmetros projetados para o indutor L_x .

Tabela 5 – Resumo do projeto físico do indutor L_x .

Valor da indutância	1,631mH
Referência do Núcleo	NEE-42/21/15
Número de Espiras	99
Quantidade de fios em paralelo	6x26AWG
Entreferro	0,104cm

Fonte: elaborada pelo autor.

– Perdas no Indutor L_x

As perdas no indutor L_x são decorrentes tanto da resistência do fio condutor quanto das limitações inerentes ao núcleo de ferrite. Considerando que o indutor opera com corrente contínua e apresenta baixa ondulação, as perdas associadas à histerese do núcleo de ferrite são negligenciadas.

Para calcular as perdas no cobre, a resistência do fio é determinada conforme a Equação (4.14), onde ρ_{26AWG} representa a resistividade do fio 26AWG, cujo valor é $0,001789\Omega/cm$ a $100^\circ C$.

$$R_{Lx} = \frac{N_{Lx} \cdot \rho_{26AWG} \cdot l_t}{N_{fios}} = \frac{99 \cdot 0,001789(\Omega/cm) \cdot 8,7cm}{6} = 0,257\Omega. \quad (4.14)$$

Assim, as perdas no cobre do indutor L_x podem ser computadas por:

$$P_{Lx} = I_{Lx\text{ef}}^2 \cdot R_{Lx} = (3,704A)^2 \cdot 0,257\Omega = 3,523W. \quad (4.15)$$

C. Dimensionamento do Capacitor Filtro de Saída C_x

Conforme discutido na seção 3.3, a ondulação de corrente através do capacitor C_x é igual a do indutor L_x , ademais a ondulação de tensão na saída, considerando a Tabela 3, é dada por :

$$\Delta V_{bat} = 0,005 \cdot V_{bat\text{max}} = 0,005 \cdot 27V = 0,135V. \quad (4.16)$$

Assim a capacitância C_x pode ser calculada através de (3.22) a partir das especificações da Tabela 3, para obter:

$$C_x = \frac{1 - D_{min}}{8L_x \left(\frac{\Delta V_o}{V_{bat\text{max}}} \right) fs^2} = \frac{1 - 0,105}{8 \cdot 1,631 \cdot 10^{-3}H \cdot \left(\frac{0,135V}{27V} \right) \cdot (20 \cdot 10^3Hz)^2} = 34,29\mu F.$$

De acordo com (HART, 2011), a resistência série equivalente R_{C_x} do capacitor desempenha um papel significativo na amplitude da ondulação de tensão na saída do circuito. Portanto, é essencial determinar este parâmetro para selecionar adequadamente o modelo comercial do capacitor. O valor de R_{C_x} pode ser determinado utilizando a seguinte equação:

$$R_{Cx} = \frac{\Delta V_{bat}}{\Delta i_{Lx}} = \frac{0,135V}{0,741A} = 0,182\Omega. \quad (4.17)$$

Assim, o modelo do capacitor deverá possuir um valor de ESR menor que o especificado por (4.17).

– Esforços de Corrente

Com o uso da equação (3.24), a corrente eficaz através do capacitor C_x pode ser calculada por partes, conforme:

$$\int_0^{D_{min}T_s} \left[\frac{-\Delta I_c}{2} + \frac{V_{gmax} - V_{batmin}}{L_x} t \right]^2 dt = 1.808 \times 10^{-7} A^2 \cdot s$$

$$\int_{D_{min}T_s}^{T_s} \left[\frac{\Delta I_c}{2} - \frac{V_{batmin}}{L_x} (t - D_{min}T_s) \right]^2 dt = 1.541 \times 10^{-6} A^2 \cdot s.$$

Finalmente, considerando que T_s pode ser calculado pela (3.15) resultando em $50\mu s$, tem-se

$$I_{C_{xef}} = \sqrt{\frac{1}{50 \cdot 10^{-6}s} (1,808 \cdot 10^{-7} A^2 \cdot s + 1,541 \cdot 10^{-6} A^2 \cdot s)} = 0,186A.$$

– Esforços de Tensão

Segundo fora definido na equação (3.25), a tensão máxima sobre o capacitor C_x deverá ser igual a tensão máxima de saída do conversor, nesse caso a maior tensão sobre a bateria. Dessa maneira, tem-se:

$$V_{C_{xp}} = V_{batmax} = 27V.$$

Em posse dessas informações, o capacitor escolhido para compor o conversor CC-CC Buck do carregador de baterias é o modelo eletrolítico B41856C6107M da *TDK Eletronics* cujas principais características são mostradas na Tabela 6.

Observe que o capacitor selecionado possui uma capacitância superior ao valor calculado para C_x . Contudo, conforme discutido, a resistência série equivalente (ESR) do capacitor tem maior impacto no atendimento da especificação de ondulação de tensão apresentada na Tabela 3. Por esse motivo, a escolha foi priorizada com base neste parâmetro.

Tabela 6 – Epecificações do capacitor B41856C6107M.

Tensão Máxima	$V_{Cmax} = 50V$
Capacitância	$C_x = 220\mu F$
Corrente eficaz nominal	$I_{Cxefmax} = 1,1A$
Resistência séria equivalente	$R_{Cx} = 0,07\Omega$

Fonte: (TDK, 2020).

– Perdas no Capacitor

As perdas provenientes deste capacitor se dão apenas devido a sua ESR, sendo, então calculado por :

$$P_{Cx} = R_{Cx} \cdot I_{Cxef} = 0,07\Omega \cdot (0,186A)^2 = 2,41mW. \quad (4.18)$$

D. Dimensionamento do Transistor S_1

– Esforços de Corrente

Para o dimensionamento do Transistor S_1 , considera-se o pior caso de corrente na saída do conversor. Assim, utilizando a equação (3.27) encontra-se a corrente média através de S_1 como:

$$I_{S1} = I_{batmax} \cdot D_{max} = 3,704A \cdot 0,18 = 0,667A.$$

Já a corrente eficaz através da chave, pode ser determinada por (3.26) da seguinte maneira:

$$I_{S1ef} = I_{batmax} \cdot \sqrt{D_{max}} = 3,704A \cdot \sqrt{0,18} = 1,571A.$$

– Esforços de Tensão

A tensão máxima sobre a chave S_1 é determinada utilizando a equação (3.28). Este cenário irá ocorrer quando a tensão no barramento CC for máxima, assim tem-se:

$$V_{S1p} = V_{CCmax} = 200V.$$

Com os esforços de corrente e tensão no interruptor S_1 do conversor CC-CC Buck já determinados, é possível selecionar o transistor de potência mais adequado para o projeto. Para este propósito, foi escolhido o MOSFET de referência IRFB4229PBF, que se destaca por sua baixa resistência de condução ($R_{DS(on)}$) e tempos de comutação reduzidos, minimizando as perdas tanto por condução quanto por comutação. As características detalhadas deste transistor estão apresentadas na Tabela 7.

Tabela 7 – Especificações do MOSFET IRFB4229PBF.

Tensão Máxima Dreno-Fonte	$V_{dsmax} = 250V$
Corrente contínua máxima pelo Dreno	$I_{cn} = 33A$
Tensão máxima Porta-Fonte	$V_{GSmax} = 30V$
Resistência séria equivalente a 100 °C	$R_{S1} = 0,068\Omega$
Tempo de subida	$t_r = 31ns$
Tempo de descida	$t_f = 21ns$
Resistência térmica junção-cápsula	$R_{\theta, jc} = 0,45^\circ C/W$
Resistência térmica cápsula-dissipador	$R_{\theta, cs} = 0,50^\circ C/W$
Carga total no terminal Porta	$Q_g = 110nC$

Fonte: *datasheet* IRFB4229PBF.

– Perdas no transistor S_1

As perdas neste transistor possuem duas contribuições principais: as perdas por condução, causadas pela passagem de corrente através do canal, e as perdas por comutação, associadas à sobreposição entre as formas de onda de tensão e corrente durante a transição de estado do transistor. Dessa maneira, as perdas por condução no transistor S_1 podem ser calculadas por:

$$P_{S1cond} = R_{S1} \cdot I_{S1ef}^2 = 0,068\Omega \cdot 1,571^2 A^2 = 0,168W. \quad (4.19)$$

Já as perdas por comutação, devem ser calculadas segundo 4.20:

$$P_{S1com} = \frac{1}{2} \cdot I_{S1ef} \cdot V_{S1p} \cdot (t_f + t_n) \cdot fs = 0,163W. \quad (4.20)$$

Dessa forma, as perdas totais no transistor S_1 são calculadas conforme:

$$P_{S1} = P_{S1cond} + P_{S1com} = 0,168W + 0,163W = 0,331W. \quad (4.21)$$

E. Dimensionamento do Transistor S_2

– Esforços de Corrente

Para o dimensionamento do Transistor S_2 , considera-se o pior caso de corrente na saída do conversor. Assim, utilizando a equação (3.30) encontra-se a corrente média através de S_2 como:

$$I_{S2} = I_{batmax} \cdot (1 - D_{max}) = 3,704A \cdot (1 - 0,18) = 3,15A.$$

Já a corrente eficaz através da chave, pode ser determinada por (3.29) da seguinte maneira:

$$I_{S2ef} = I_{batmax} \cdot \sqrt{1 - D_{max}} = 3,704A \cdot \sqrt{1 - 0,18} = 3,504A.$$

– Esforços de Tensão

A tensão máxima sobre a chave S_2 é determinada utilizando a equação (3.31). Este cenário irá ocorrer quando a tensão no barramento CC for máxima, assim tem-se:

$$V_{S2p} = V_{CCmax} = 200V.$$

Com base nos valores de tensão e corrente associados, conclui-se que o mesmo MOSFET utilizado em S_1 é adequado para S_2 . As especificações do dispositivo estão detalhadas na Tabela 7.

– Perdas no transistor S_2

O cálculo das perdas no componente S_2 é realizado de maneira análoga ao procedimento aplicado para S_1 . Assim, as perdas por condução são expressas por:

$$P_{S2cond} = R_{S2} \cdot I_{S2ef}^2 = 0,068\Omega \cdot 3,504^2 A^2 = 0,835W. \quad (4.22)$$

Já as perdas por comutação, devem ser calculadas segundo 4.23:

$$P_{S2com} = \frac{1}{2} \cdot I_{S2ef} \cdot V_{S2p} \cdot (t_f + t_n) \cdot fs = 0,364W. \quad (4.23)$$

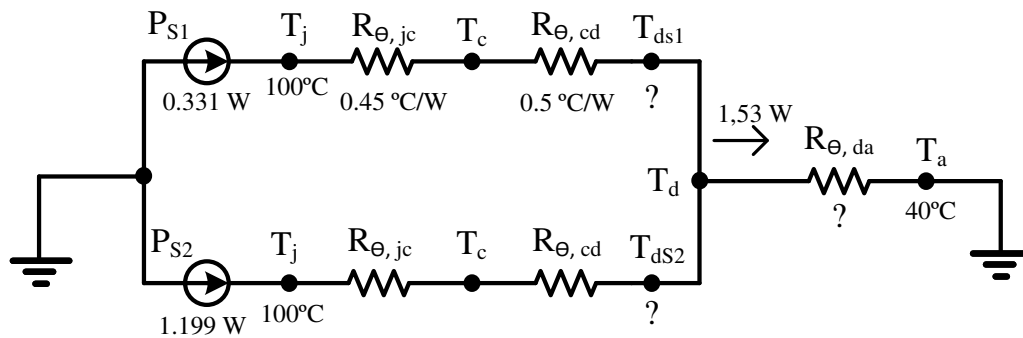
Dessa forma, as perdas totais no transistor S_2 são calculadas conforme:

$$P_{S2} = P_{S2cond} + P_{S2com} = 0,835W + 0,364W = 1,199W. \quad (4.24)$$

F. Dimensionamento do Dissipador de Calor para S_1 e S_2

Devido à baixa potência dissipada pelos MOSFETs, optou-se pela utilização de um único dissipador térmico compartilhado entre os transistores S_1 e S_2 . O modelo térmico correspondente está ilustrado na Figura 44.

Figura 44 – Modelo térmico dos transistores no dissipador.



Fonte: próprio autor.

O projeto do dissipador consiste em determinar a resistência térmica entre o dissipador e o ambiente ($R_{\theta,da}$) de forma a atender às especificações de temperatura apresentadas na Tabela 8.

Tabela 8 – Considerações para o projeto térmico.

Temperatura máxima na junção em cada transistor	$T_j = 100^\circ C$
Temperatura do filme de ar que circunda o dissipador	$T_a = 40^\circ C$
Resistência térmica do isolante elétrico(Mica)	$R_{\theta,cd} = 0,5^\circ C/W$

Fonte: elaborado pelo autor

A elevação de temperatura T_{ds1} causada pela operação do transistor S_1 pode ser determinada por:

$$T_{ds1} = T_j - P_{S1} \cdot (R_{\theta,jc} + R_{\theta,cd}) = 100^\circ C - 0,331W \cdot (0,45^\circ C/W + 0,5^\circ C/W) = 99,685^\circ C. \quad (4.25)$$

Já elevação de temperatura T_{dS2} causada pela operação do transistor S_2 pode ser determinada por:

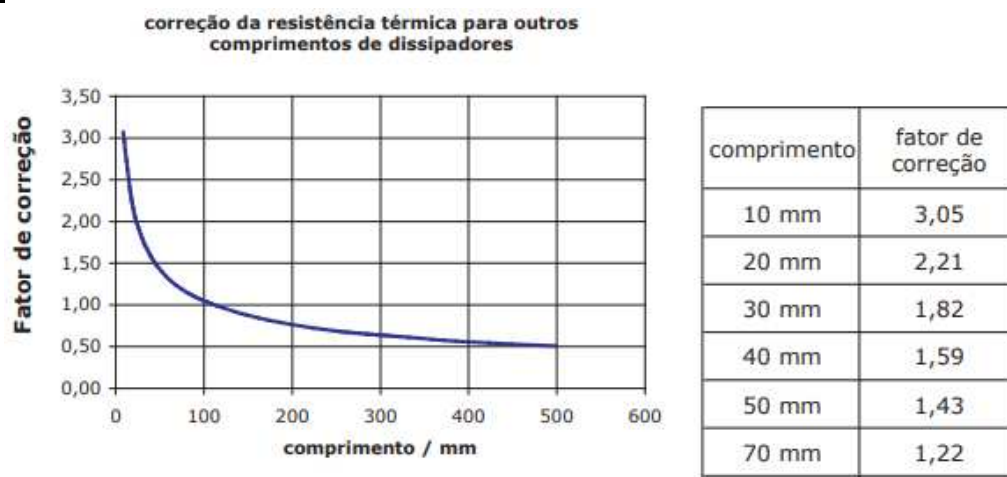
$$T_{dS2} = T_j - P_{S2} \cdot (R_{\theta,jc} + R_{\theta,cd}) = 100^\circ\text{C} - 1,199\text{W}(0,45^\circ\text{C}/\text{W} + 0,5^\circ\text{C}/\text{W}) = 98,861^\circ\text{C}. \quad (4.26)$$

Para dimensionar o dissipador, escolhe-se a menor temperatura entre as duas calculadas anteriormente. Como a potência dissipada na chave S_2 sempre será maior que a potência dissipada na chave S_1 , tem-se que $T_d = T_{dS2} = 98,861^\circ\text{C}$. Com isso, a resistência térmica necessária para o dissipador pode ser calculada por:

$$R_{\theta,da} = \frac{T_d - T_a}{P_{S1} + P_{S2}} = \frac{98,861^\circ\text{C} - 40^\circ\text{C}}{0,331\text{W} + 1,199\text{W}} = 38,457^\circ\text{C}/\text{W}. \quad (4.27)$$

Assim, o dissipador comercial selecionado deve apresentar uma resistência térmica menor do que esta. Se forem utilizados dissipadores da fabricante HS Dissipadores, todas as resistências térmicas em seus catálogos são baseadas em um comprimento do dissipador de 4 polegadas, assim a resistência deve ser corrigida segundo a seguinte tabela/gráfico.

Figura 45 – Correção da resistência térmica pelo comprimento HS Dissipadores.



Fonte: (DISSIPADORES, 2024).

Assim, considerando que o dissipador a ser utilizado nos MOSFETs é destinado a um encapsulamento TO-220AB, define-se um comprimento de 20 mm como adequado. Dessa forma, adota-se o fator de correção de 2,21, correspondente a este comprimento. A resistência térmica

do dissipador selecionado deve ser multiplicada por este fator. Adicionalmente, considera-se ventilação natural para o conversor.

Com isso, o dissipador escolhido para o projeto é o modelo HS 3512 cujas especificações térmicas são mostradas na Tabela 9.

Tabela 9 – Especificações do dissipador de calor.

Perímetro	183mm
Resistência térmica	8,44°C/W/4"
Peso Linear	0,36kg/m
Capacidade térmica	921J/kgK

Fonte: (DISSIPADORES, 2024)

G. Dimensionamento do Circuito de Acionamento dos Transistores

A fim de reduzir o custo de uma fonte auxiliar isolada para o circuito de *driver* da chave *High Side* do conversor CC-CC Buck, será implementado um circuito de *driver bootstrap* utilizando o CI IR2104 da Infineon, conforme mostrado na Figura 30. Este procedimento de projeto segue as diretrizes apresentadas na nota de aplicação (SKYWORCS, 2018) e obedece as seguintes considerações:

Tabela 10 – Considerações para dimensionamento do *driver bootstrap*.

Tensão de polarização dos transistores	$V_{pol} = 15V$
Corrente quiescente do Driver IR2104	$I_{QBS} = 55\mu A$
Tensão de alimentação do circuito de controle	$V_{ctrl} = 3,3V$
Tempo morto	$T_{dead} = 650ns$

Fonte: *datasheet* IR2104 e considerações do autor

O capacitor de *bootstrap* C_B deverá fornecer a carga necessária para manter o transistor S_1 em condução durante o intervalo $0 < t < t_{on}$, o que resultará na sua descarga. Além disso, esse mesmo capacitor irá recarregar quando o transistor S_1 estiver em estado de bloqueio. Os tempos mínimo para carga e máximo para a descarga do capacitor de *bootstrap* são então calculados por (4.28) e (4.29), respectivamente :

$$T_{S2} = (1 - D_{max})T_s = (1 - 0,18) \cdot 50 \cdot 10^{-6}s = 41\mu s \quad (4.28)$$

$$T_{S1} = D_{max}T_s = 0,18 \cdot 50 \cdot 10^{-6}s = 9\mu s. \quad (4.29)$$

Assim, o capacitor de *bootstrap* deverá fornecer a carga necessária para o terminal de porta do MOSFET enquanto a chave S_1 estiver conduzindo durante o tempo T_{S1} . Carga essa que pode se calculado como

$$Q_B = Q_g + T_{S1} \cdot I_{QBS} = 110 \cdot 10^{-9} C + 9 \cdot 10^{-6} s \cdot 55 \cdot 10^{-6} A = 110,5 nC. \quad (4.30)$$

Assim, o capacitor C_B deverá ser capaz de fornecer uma carga de 110,5 nC durante o período em que o transistor S_1 estiver conduzindo. Com isso, define-se que a tensão no capacitor deverá sofrer uma ondulação máxima de 5% da tensão de polarização do MOSFET. Daí, tem-se:

$$\Delta V_{CB} = 0,05 \cdot V_{pol} = 0,05 \cdot 15V = 0,75V. \quad (4.31)$$

Com isso, a capacitância C_B é calculada por:

$$C_B = \frac{Q_B}{\Delta V_{CB}} = \frac{110,5 \cdot 10^{-9} C}{0,75V} = 147,3 nF \quad (4.32)$$

Assim o resultado é um capacitor de 147,3 nF, escolhe-se então um capacitor de 150 nF/50V comercial. Note que deve ser utilizado um capacitor cerâmico devido a sua baixa ESR.

Além destes fatores, o dimensionamento do resistor R_B na Figura 30 é realizado com o objetivo de limitar a corrente de carga do capacitor e proteger o driver em caso de falhas no MOSFET. Para isso, assume-se que o tempo necessário para a carga total de C_B é igual a cinco vezes a constante de tempo $R_B C_B$. Além disso, assume-se que essa constante de tempo não poderá ultrapassar o tempo mínimo para a carga de C_B , T_{S2} . Com isso, tem-se:

$$R_B \geq \frac{T_{S2}}{5 \cdot C_B} \geq \frac{41 \cdot 10^{-6} s}{5 \cdot 150 \cdot 10^{-9} F} \geq 54,667 \Omega. \quad (4.33)$$

Comercialmente, escolhe-se utilizar dois resistores de 120Ω em paralelo para resultar no valor próximo de 60Ω . Resta então, dimensionar o diodo D_B a partir dos esforços que este deverá suportar. A corrente média através de D_B pode então ser calculada por :

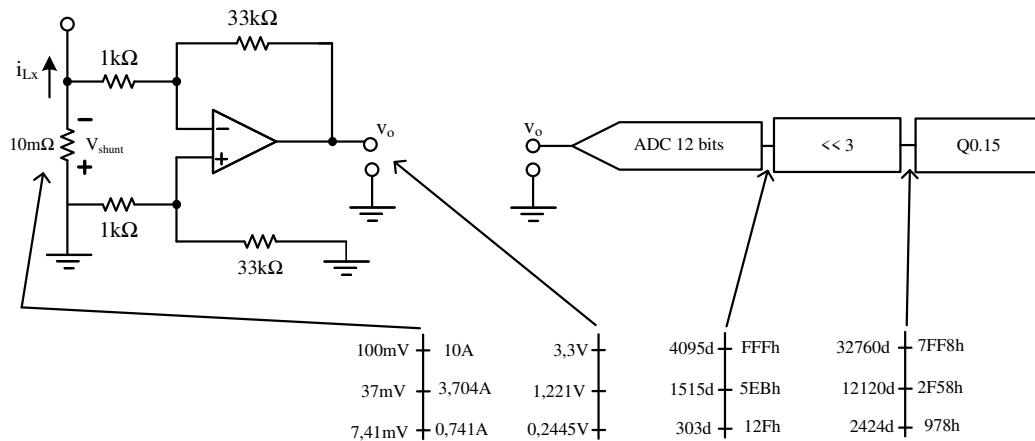
$$I_{DB} = \frac{Q_B}{T_{S1}} = \frac{110,5 \cdot 10^{-9} C}{41 \cdot 10^{-6} s} = 2,695 mA \quad (4.34)$$

Com isso, pode-se utilizar um diodo de sinal rápido para o componente D_B , assim escolhe-se o diodo 1N4148.

H. Dimensionamento do sensoriamento da corrente média no indutor i_{Lx}

Para o circuito de sensoriamento de corrente através do indutor i_{Lx} , utiliza-se o circuito mostrado na Figura 46, que consiste em um amplificador diferencial utilizado para amplificar a tensão no resistor *shunt* do lado baixo, após a carga.

Figura 46 – Características dos sinais ao longo do processo de sensoriamento de corrente e conversão analógico - digital.



Fonte: Adaptado de (BEZERRA, 2010).

Foi selecionado para o resistor *shunt* um valor de resistência $R_{shnt} = 10 \text{ m}\Omega$. Assim, conforme a corrente média através do indutor varia de I_{batmin} a I_{batmax} , a tensão sobre o resistor *shunt* varia de 7,41 mV a 37 mV, conforme ilustrado na Figura. Ademais, para garantir que o sensoriamento não sature em caso de transitórios de corrente, o valor máximo assumido através de R_{shnt} é de 10 A.

– Perdas no resistor *shunt*

Assim a potência média dissipada no conversor *shunt*, considerando a corrente média aproximadamente igual a eficaz no indutor devido a baixa ondulação de corrente será:

$$P_{shnt} = I_{batmax}^2 \cdot R_{shnt} = 3,704^2 A^2 \cdot 0,01\Omega = 0,137W \quad (4.35)$$

Já a potência máxima pode ser determinada considerando a corrente de 10A, assim um *shunt* de $10\text{m}\Omega/2W$ será utilizado.

– Ganho do amplificador diferencial

Os valores de tensão sobre o resistor *shunt* não proporcionam uma faixa adequada para a conversão analógico-digital em um microcontrolador. Por esse motivo, utiliza-se um amplificador diferencial para aplicar ganho e ajustar a faixa de tensão, de modo a ocupar toda a escala de conversão A/D de 0 a 3,3V. Dessa forma, o ganho do amplificador diferencial pode ser determinado por :

$$K_{dif} = \frac{33 \cdot 10^3 \Omega}{1 \cdot 10^3 \Omega} = 33 \quad (4.36)$$

– Amostragem da corrente

A tensão de saída do amplificador diferencial será, então, amostrada por um conversor A/D de 12 bits. Assim, considerando um fundo de escala de 10 A, obtém-se uma resolução de 2,441 mA por degrau do conversor A/D.

Para a frequência de amostragem f_a , escolhe-se o valor:

$$f_a \stackrel{\Delta}{=} f_s = 20 \text{ kHz}. \quad (4.37)$$

Essa abordagem, segundo (CORRADINI *et al.*, 2015), permite realizar a filtragem da corrente no indutor para obter apenas seu valor médio. No entanto, é de extrema importância que o instante da amostragem seja sincronizado com a modulação PWM (i.e., no pico da onda portadora), considerando uma modulação simétrica triangular para evitar problemas de *aliasing*.

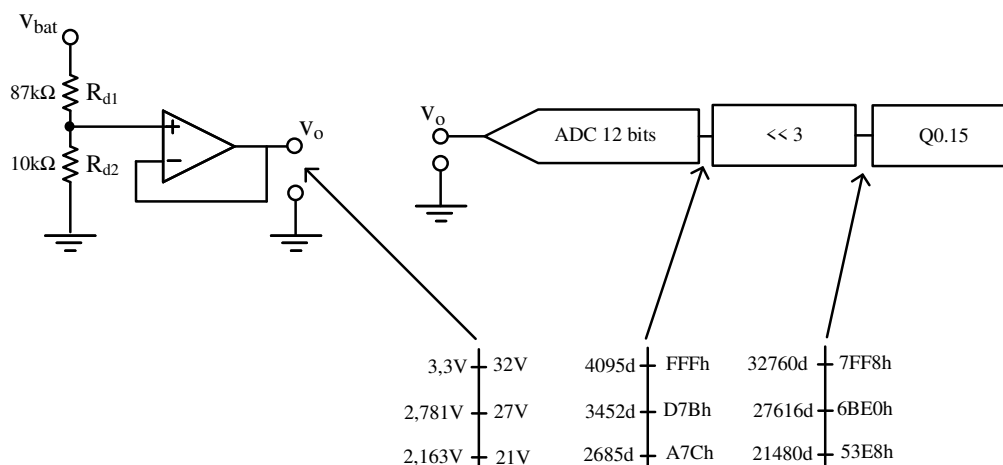
Por fim, o valor lido pelo conversor A/D é deslocado 3 bits para a esquerda com o intuito de converter o valor lido para o formato de ponto fixo 0Q15. Essa abordagem é adotada, pois a manipulação de números em ponto fixo por microcontroladores é realizada de maneira significativamente mais rápida em comparação ao ponto flutuante (BEZERRA, 2010).

I. Dimensionamento do sensoriamento da tensão sobre a bateria V_{bat}

Para o circuito de sensoriamento da tensão sobre a bateria V_{bat} , utiliza-se o circuito mostrado na Figura 47, que consiste em um divisor de tensão e um seguidor de tensão para compatibilidade de impedância.

– Ganho do divisor de tensão

Figura 47 – Características dos sinais ao longo do processo de sensoriamento de tensão e conversão analógico - digital.



Fonte: Adaptado de (BEZERRA, 2010).

O divisor de tensão irá garantir que a faixa de tensão possível para V_{bat} represente uma faixa legível pelo conversor A/D, assim seu ganho pode ser determinado por :

$$K_{divisor} = \frac{R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} = \frac{10 \cdot 10^3 \Omega}{10 \cdot 10^3 \Omega + 87 \cdot 10^3 \Omega} = 0,103 \quad (4.38)$$

As considerações sobre amostragem são semelhantes ao discutido para a amostragem da corrente.

J. Considerações sobre conexão da bateria ao conversor CC-CC Buck

Ao conectar os terminais da bateria ao conversor, a ausência de carga inicial no capacitor C_x (devido ao estado desenergizado do conversor) resulta em uma corrente de pré-carga fluindo da bateria para o capacitor. Durante este processo, a corrente é limitada apenas pela resistência interna da bateria, do capacitor e dos condutores elétricos que os conectam. Essa corrente de alta intensidade pode provocar faíscas nos conectores, causando desgaste com o uso repetido.

Uma solução para mitigar esse problema é a inclusão de um diodo na saída do conversor para bloquear o fluxo reverso da bateria. Para minimizar as perdas de potência associadas à queda de tensão no diodo, recomenda-se o uso de um diodo Schottky, que apresenta menor queda de tensão direta em comparação aos diodos convencionais. Embora essa abordagem seja eficaz na eliminação de pré-cargas descontroladas e no desgaste associado, as perdas

adicionais devem ser consideradas no cálculo da eficiência global do sistema. As especificações do diodo escolhido para esta finalidade são mostradas na Tabela 11.

Tabela 11 – Especificações do diodo Schottky SB540-T.

Tensão máxima suportada	$V_{max} = 40V$
Corrente média máxima	$I_{Omax} = 5A$
Tensão de polarização direta $100^{\circ}C/3,7A$	$V_{fwd} = 0,41V$
Resistência média a $25^{\circ}r_d$	$70m\Omega$

Fonte: *datasheet* SB540-T

Dessa forma, considerando que a corrente máxima conduzida pelo diodo corresponde à corrente máxima de carga e que a corrente média através do componente é aproximadamente igual à corrente eficaz, devido à baixa ondulação no regime de corrente contínua (CC), as perdas associadas podem ser expressas por:

$$P_{Dschottky} = I_{batmax} \cdot V_{fwd} + r_d \cdot I_{batmax}^2 = 3,704A \cdot 0,41V + 0,07\Omega \cdot 3,704^2A^2 = 2,48 W \quad (4.39)$$

K. Rendimento Teórico

Desse modo, o total de perdas no conversor Buck pode ser calculado considerando todos esses componentes como:

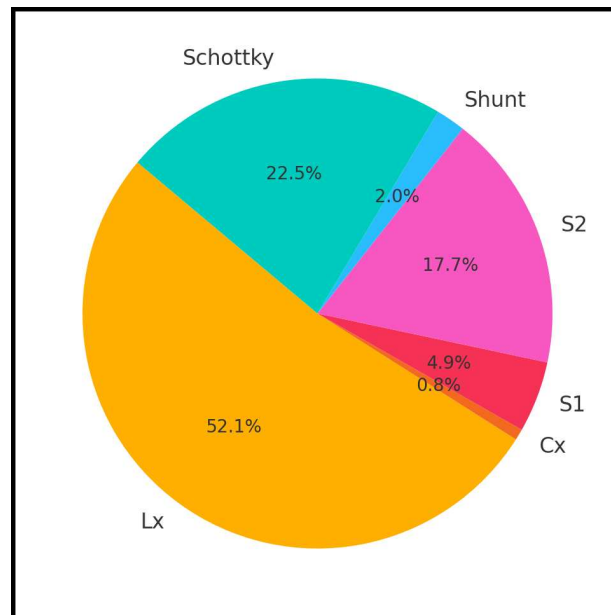
$$P_{CC-CC} = P_{Lx} + P_{Cx} + P_{S1} + P_{S2} + P_{shnt} + P_{Dschottky} = 7,67W \quad (4.40)$$

O rendimento teórico do estágio CC-CC, considerando que o conversor está operando com o máximo de potência estipulado de 100 W, pode ser calculado por:

$$\eta_{cc-cc} = \frac{P_{omax}}{P_{omax} + P_{CC-CC}} = \frac{100W}{100W + 7,67W} = 92,87\% \quad (4.41)$$

A Figura 48 apresenta uma representação gráfica detalhada da distribuição de perdas entre os componentes do conversor CC-CC Buck, considerando sua operação em condições de máxima potência.

Figura 48 – Fontes de perdas do conversor CC-CC Buck.



Fonte: próprio autor

4.4 Projeto do Estágio CA-CC

4.4.1 Especificações e Considerações

Para dimensionamento do filtro LC de entrada, deve ser considerado que:

- O conversor CC-CC opera em regime permanente, com uma impedância de entrada definida pela Equação (3.80). O valor mínimo dessa impedância deve ser determinado considerando as condições de operação e os parâmetros de projeto.
- A impedância de saída do retificador, $|Z_{OR}|$, é intrinsecamente inferior à impedância de entrada do filtro, $|Z_{IF}|$. Essa relação é válida porque, em uma análise simplificada, $|Z_{OR}|$ está associada à resistência dos diodos da ponte retificadora, que tipicamente apresenta valores muito baixos.
- A corrente de entrada do conversor apresenta uma forma de onda equivalente à corrente que atravessa o interruptor S_1 , conforme ilustrado na Figura 27. Essa corrente opera em uma frequência de 20 kHz.

Levando em conta esses fatores, as especificações de projeto adotadas para o filtro podem ser encontradas na Tabela 12:

Tabela 12 – Especificações para dimensionamento do estágio CA-CC.

Atenuação de corrente na frequência de chaveamento	$ A_{if} = 35dB$
Valor do capacitor de bloqueio da componente CC	$C_b = 10 \cdot C_f$
Margem entre $ Z_{IC} $ e $ Z_{OF} $	$ Z_{IC} _{min} - Z_{OF} _{max} = 37,5dB$
Ondulação de tensão no barramento CC	$\Delta v_{CCmax} = 5\% \text{ de } V_{Lpmax}$
Frequência máxima para v_{ab}, v_{bc} e v_{ca}	$f_{max} = 150Hz$

Fonte: elaborado pelo autor.

4.4.2 Dimensionamento dos Componentes

A. Impedância de entrada mínima do conversor CC-CC Buck.

Considerando as especificações e considerações da seção anterior, para dimensionamento dos componentes do filtro primeiro deve-se calcular a impedância de entrada mínima do conversor CC-CC Buck através da equação (3.80). Para isso, primeiro calcula-se:

$$R_{\beta} = R_{Cx} + R_{Lx} + R_{S2} = 0,150\Omega + 0,257\Omega + 0,068\Omega = 0,475\Omega \quad (4.42)$$

$$R_{omin} = \frac{V_{batmin}}{I_{batmax}} = \frac{21V}{3,704A} = 5,67\Omega. \quad (4.43)$$

Com isso, calcula-se o valor mínimo da impedância de entrada do conversor CC-CC Buck como:

$$Z_{IC}(0)_{min} = \frac{(R_{\beta} + R_{omin}) \left(1 + \frac{R_{Cx}}{R_{omin}}\right)}{D_{max}^2} = \frac{(0,475\Omega + 5,67\Omega) \left(1 + \frac{0,150\Omega}{5,67\Omega}\right)}{0,18^2} = 193,557\Omega.$$

Para avaliar a margem entre a impedância de entrada de conversor e a impedância de saída do filtro LC, este valor deve ser transformado em dB . Assim, segue:

$$|Z_{IC}|_{min} = 20\log[Z_{IC}(0)_{min}] = 20\log(193,557\Omega) = 45,736dB \quad (4.44)$$

B. Dimensionamento do resistor R_d .

Segundo o exposto em (CHOI; CHO, 1995), na frequência de ressonância a impedância máxima de saída do filtro se iguala a impedância mínima de saída, cujo valor em módulo é a resistência de amortecimento, ou seja.

$$|Z_{IF}|_{min} = |Z_{oF}|_{max} = 20 \log R_d \quad (4.45)$$

Para tender as especificações da Tabela 12, escolhe-se o valor $|Z_{oF}|_{max} = 45,736dB - 37,5dB = 7,5dB$. Com isso, pode-se utilizar (4.45) para determinar R_d como :

$$R_d = 10^{\frac{|Z_{oF}|_{max}}{20}} = 10^{\frac{7,5}{20}} = 2,371\Omega.$$

Adota-se então um valor comercial de $2,7\Omega/2W$.

C. Produto $L_f C_f$

Para atender a especificação de atenuação de corrente mostrado na Tabela 12 calcula-se o produto $L_f C_f$ utilizando a expressão (4.46) (CHOI; CHO, 1995).

$$L_f C_f = \left(\frac{10^{\frac{A_{if}}{40}}}{2\pi f_s} \right)^2 = \left(\frac{10^{\frac{35}{40}}}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3} \right)^2 = 3,561 \cdot 10^{-9} H \cdot F. \quad (4.46)$$

D. Dimensionamento dos Capacitores C_f e C_b

Para dimensionar o capacitor de filtro C_f , primeiro calcula-se o valor de pico máximo das tensões de linha utilizando a equação (3.3) como:

$$V_{LP_{max}} = \frac{V_{CC_{max}}}{0,955} = \frac{200V}{0,955} = 209,424 V.$$

Este valor representa também o valor instantâneo máximo no barramento CC. O valor mínimo deverá então ser calculado baseado nas especificações da Tabela 12 e será:

$$\Delta v_{CC_{max}} = 0,05 \cdot V_{LP_{max}} = 0,05 \cdot 200V = 10,471 V. \quad (4.47)$$

$$v_{CC_{min}} = V_{LP_{max}} - \Delta v_{CC_{max}} = 209,424V - 10,471V = 198,953V. \quad (4.48)$$

A capacitância C_f , pode então ser calculada de acordo com a expressão (4.49), apresentada em (BARBI, 2007):

$$C_f = \frac{P_{omin}}{6 \cdot f_{max} \cdot (V_{Lpmax}^2 - v_{CCmin}^2)} = \frac{100W}{6 \cdot 150Hz \cdot (209,424^2V^2 - 198,953^2V^2)} = 25,98\mu F. \quad (4.49)$$

Assim, escolhe-se o valor comercial mais próximo de $23,5\mu F$ referente a dois capacitores eletrolíticos de $47\mu F/250V$ em série. Já o capacitor de bloqueio pode ser calculado conforme a especificação da Tabela 12 como:

$$C_b = 10 \cdot C_f = 10 \cdot 23,5 \cdot 10^{-6}F = 235\mu F.$$

Para implementação prática, serão utilizados dois capacitores eletrolíticos de $120\mu F$ em paralelo totalizando $240\mu F/400V$. Para determinar os esforços de corrente através do capacitor C_f é necessário conhecer o parâmetro I_x de (3.9), que será determinado no dimensionamento dos diodos do retificador.

E. Dimensionamento do Indutor L_f

Tendo os valores de (4.46) e (4.49), o valor do indutor L_f pode simplesmente ser encontrado como:

$$L_f = \frac{L_f C_f}{C_f} = \frac{3,561 \cdot 10^{-9}H \cdot F}{23,5 \cdot 10^{-6}F} = 151,5\mu H. \quad (4.50)$$

O projeto físico do indutor L_f será realizado de maneira empírica utilizando um núcleo toroidal com entreferro distribuído, isto é, a indutância será medida enquanto o indutor é enrolado até dar o número certo espiras utilizando um fio 26AWG.

F. Validação do Projeto

Para verificar se a atenuação de corrente na frequência de chaveamento pelo filtro está de acordo com o dimensionado deve-se calcular os parâmetros da função de transferência (3.74). Primeiro, calcula-se o fator Q como:

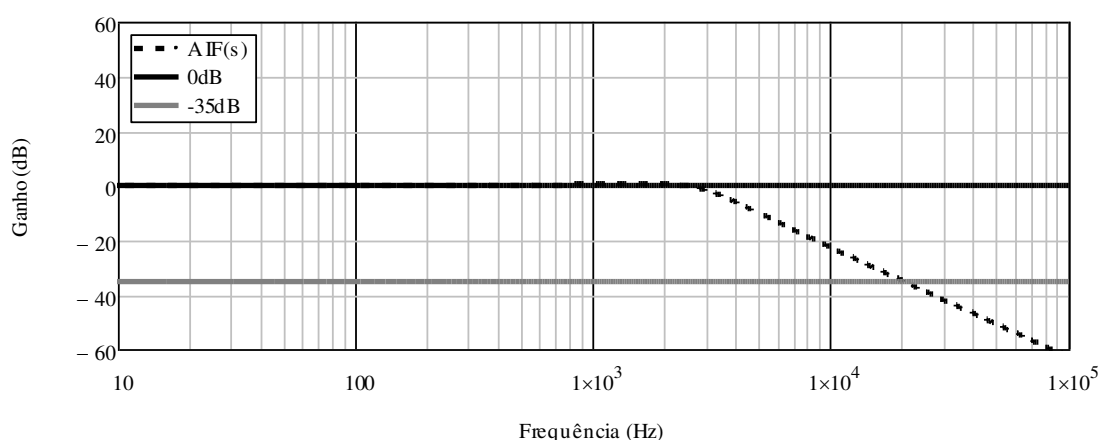
$$Q = R_d \sqrt{\frac{C_f}{L_f}} = 2,7\Omega \cdot \sqrt{\frac{23,5 \cdot 10^{-6}F}{151,5 \cdot 10^{-6}H}} = 0,934. \quad (4.51)$$

Já a frequência de ressonância do filtro em radianos por segundo é dada por:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} = \frac{1}{\sqrt{151,5 \cdot 10^{-6} H \cdot 23,5 \cdot 10^{-6} F}} = 1,676 \cdot 10^4 \text{ rad/s.} \quad (4.52)$$

Considerando estes parâmetros, o diagrama de Bode da função de transferência que representa a atenuação de corrente pelo filtro LC, conforme descrito na Equação (3.74), é apresentado na Figura 49. Observa-se que, na frequência de chaveamento de 20 kHz, o ganho é de -35 dB, correspondendo à atenuação especificada.

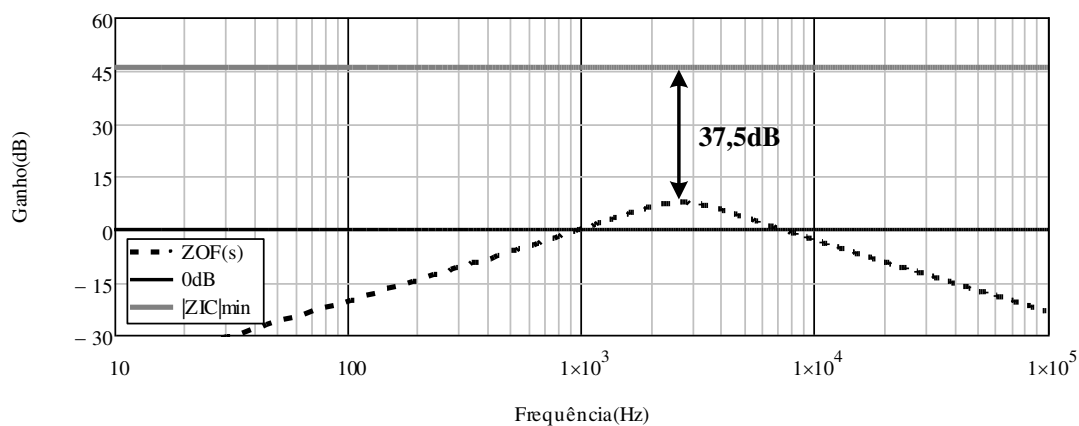
Figura 49 – Diagrama de Bode para $A_{IF}(s)$.



Fonte: próprio autor

Já para verificar se a condição $|Z_{OF}|_{max} \ll |Z_{IC}|_{min}$ é respeitada conforme fora especificado, o diagrama de Bode da função de transferência (3.75) é mostrado na Figura 50 e comparado com o valor de $|Z_{IC}|_{min}$.

Figura 50 – Diagrama de Bode para $Z_{OF}(s)$ e $|Z_{IC}|_{min}$.



Fonte: próprio autor

Pela análise do diagrama, conclui-se que o filtro foi dimensionado adequadamente

para diminuir as interações entre os estágios de conversão, uma vez que a margem entre $|Z_{OF}|_{max}$ e $|Z_{IC}|_{min}$ é de 37,5dB, conforme foi especificado.

G. Dimensionamento dos diodos do retificador trifásico

Para dimensionar os diodos do retificador trifásico a diodos, deve-se estipular os esforços de tensão e corrente sobre esses elementos.

– Esforços de corrente

Para determinar os esforços de corrente através, calcula-se primeiro a frequência máxima para cada tensão de linha em radianos por segundo como:

$$\omega_{max} = 2 \cdot \pi \cdot f_{max} = 2 \cdot \pi \cdot 150Hz = 942,478rad/s. \quad (4.53)$$

Tendo essa informação, a corrente de pico através de cada diodo do retificador pode ser calculada através da equação (3.10) como:

$$I_{Dx_p} = \omega_{max} C_f \sqrt{V_{Lp_{max}}^2 - v_{CCmin}^2} + \frac{V_{Lp_{max}}}{Z_{IC}(0)_{min}} = 2,621A.$$

Já o tempo de condução do diodo pode ser aproximado utilizando a expressão (3.5), da seguinte maneira:

$$\Delta t_c \approx \frac{\cos^{-1}\left(\frac{v_{CCmin}}{V_{Lp_{max}}}\right)}{\omega_{max}} = \frac{\cos^{-1}\left(\frac{199,424V}{209,424V}\right)}{942,478rad/s} = 329,2\mu s. \quad (4.54)$$

A corrente média através de cada diodo da ponte trifásica é então calculado por (3.12), para obter:

$$I_{Dx} = \frac{I_{S1}}{3} = \frac{0,667A}{3} = 222mA.$$

Em posse dessa informação, o valor de I_x para aproximação da corrente através dos capacitores do filtro LC de entrada é dado por (3.13), assim:

$$I_x = \frac{I_{S1} \pi}{3 \cdot \alpha} = \frac{0,667A \cdot \pi}{3 \cdot 0,331} = 2,11 A \quad (4.55)$$

Assim, é possível estimar os esforços de corrente eficaz através do capacitor de filtro C_f , utilizando (3.9), para obter:

$$I_{C_{fef}} \approx \sqrt{\frac{1}{\frac{\pi}{3}} \left[\int_0^{0,331} (2,11A - 0,667A)^2 d\omega t + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}-0,331} (0,667A)^2 d\omega t \right]} = 0,86 A.$$

– Esforços de tensão

Pela análise da Figura 24 a tensão máxima de pico inverso sobre cada diodo do retificador trifásico é igual a $V_{LP_{max}} = 209,424 V$. Em posse desses esforços de tensão e corrente, o diodo escolhido para compor o retificador trifásico é o modelo 1N4007, cujas especificações técnicas são mostradas na Tabela 13.

Tabela 13 – Especificações do diodo retificador 1N4007.

Tensão máxima de pico repetitivo	$V_{RRM} = 1000 V$
Corrente de Surto Máxima Não Repetitiva no Sentido Direto por 8,3 ms	$I_{FSM} = 30 A$
Tensão de polarização direta	$V_{fwd} = 1V$
Corrente Média Retificada de Saída máxima	$I_{omax} = 1,0 A$

Fonte: *datasheet* 1N4007

4.5 Projeto do Circuito de Controle

Para o projeto do circuito de controle, os compensadores das malhas de corrente e tensão serão inicialmente desenvolvidos utilizando o método do fator K , conforme descrito em (VENABLE, 1983). Após a definição das funções de transferência dos compensadores para cada malha, estas serão discretizadas por meio do método de Tustin, detalhado em (AGUIRRE, 2019), visando sua implementação prática em um microcontrolador.

De acordo com (CORRADINI *et al.*, 2015), essa abordagem é válida sob as seguintes condições:

1. **Controle de uma variável de estado filtrada:** A variável controlada, como a tensão de saída, deve ser suficientemente filtrada para que a dinâmica amostrada seja predominantemente definida pela forma de onda média, com as contribuições de ondulações sendo desprezíveis.
2. **Amostragem em momentos de mínima ondulação:** O controlador deve realizar a amostragem da forma de onda em instantes nos quais o componente de ondulação é zero.

Um exemplo dessa condição ocorre quando a corrente do indutor é amostrada utilizando modulação simétrica para controle de corrente média.

No caso do carregador de baterias do sistema BEM, a **condição 1** é garantida ao considerar que a bateria mantém uma tensão com baixa ondulação devido à sua alta capacitância intrínseca. A **condição 2** é atendida pela utilização de uma portadora triangular no circuito de modulação PWM, com a amostragem da corrente no indutor sendo realizada exclusivamente nos instantes de pico da portadora, garantindo que o componente de ondulação seja minimizado.

4.5.1 Malha de Tensão

Para o dimensionamento da malha de controle de tensão, ilustrada na Figura 31, é necessário inicialmente determinar os valores de $F_m(s)$ e $H_v(s)$, uma vez que a função de transferência da planta $G_v(s)$ já foi previamente definida. Em seguida, procede-se ao dimensionamento do compensador.

A. Função de transferência do modulador PWM $F_m(s)$

A função de transferência da moduladora $F_m(s)$ é responsável por gerar a razão cíclica D a partir de uma tensão de controle fornecida pelo compensador. Essa tensão de controle é comparada com uma forma de onda triangular de amplitude V_p . Assumindo inicialmente uma implementação em um circuito analógico, o valor de $F_{m_{an}}(s)$ pode ser definido como:

$$F_{m_{an}}(s) = \frac{1}{V_p} \quad (4.56)$$

Para a implementação digital, de acordo com (CORRADINI *et al.*, 2015), é importante considerar o atraso introduzido pelo modulador PWM discreto, definido como $T_{DPWM} = \frac{T_s}{2}$. Este atraso pode ser representado utilizando a aproximação de Padé, conforme descrito pela seguinte expressão:

$$DPWM(s) = e^{-s\frac{T_s}{2}} \approx \frac{1 - s\frac{T_s}{4}}{1 + s\frac{T_s}{4}}. \quad (4.57)$$

Assim, função de transferência do modulador PWM completa é descrita por:

$$F_m(s) = F_{m_{an}}(s) \cdot DPWM(s) = \frac{1}{V_p} \cdot \frac{1 - s\frac{T_s}{4}}{1 + s\frac{T_s}{4}}. \quad (4.58)$$

Dessa forma, na implementação digital, define-se $V_p = 1$ V, considerando que o modulador digital opera em um sistema por unidade. Nesse sistema, o valor máximo digital é normalizado para 1, enquanto o valor mínimo é definido como 0.

B. Função de transferência do elemento de medição de tensão $H_v(s)$

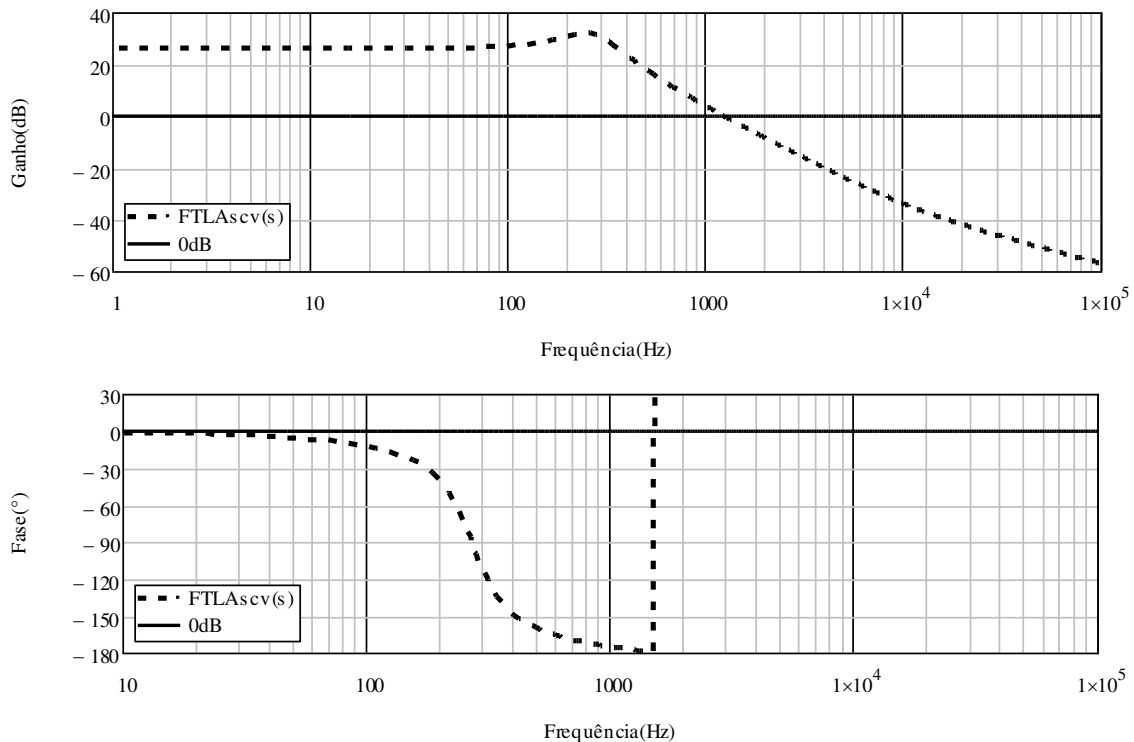
A medição da tensão de saída do conversor CC-CC (i.e, a tensão sobre a bateria) é feita pelo circuito divisor de tensão da Figura 47, assim tem-se que:

$$H_v(s) = K_{divisor} = 0,103 \quad (4.59)$$

C. Dimensionamento do compensador da malha de tensão

Com base nos resultados obtidos, assume-se $V_{CC} = V_{CCmax}$ e $R_o = \frac{V_{batmax}}{I_{batmax}}$ na Equação (3.73), de modo a determinar a função de transferência de laço aberto, sem o compensador de tensão, conforme descrito na Equação (3.33). Em seguida, o diagrama de Bode é mostrado na Figura 51.

Figura 51 – Diagrama de Bode de $FTLA_{SCV}(s)$: ganho e fase.



Fonte: próprio autor

Dependendo das condições impostas pelo atleta, o carregador estará sujeito a grandes variações de carga, o que, conforme (VENABLE, 1983), não é recomendado para conversores operando com uma frequência de cruzamento muito elevada. Assim adota-se para a frequência de cruzamento da malha de tensão um valor mais baixo, definida como:

$$f_{cz,v} = \frac{f_s}{13} = \frac{20 \cdot 10^3 \text{ Hz}}{13} = 1,538 \text{ kHz}. \quad (4.60)$$

Com base no diagrama de Bode apresentado na Figura 51, observa-se que, na frequência de cruzamento selecionada, o sistema apresenta uma atenuação de $-3,75 \text{ dB}$. Portanto, o compensador deve fornecer um ganho adicional de $A_v = 3,75 \text{ dB}$ para garantir o cruzamento na frequência desejada. Além disso, na mesma frequência de cruzamento, a fase do sistema é aproximadamente $P_v = -179,9^\circ$. Assim, definindo uma margem de fase $MF = 60^\circ$ para a malha de tensão, o avanço de fase que o compensador deverá produzir é dado por:

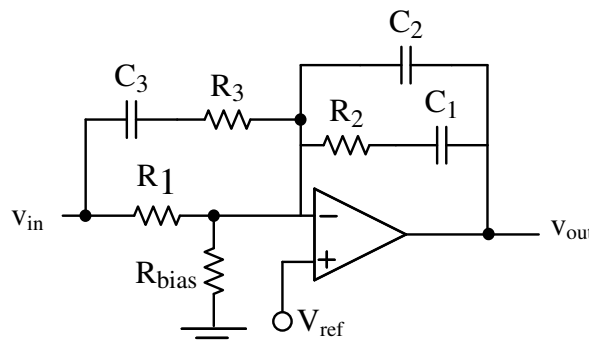
$$\alpha_v = MF - P_v - 90 = 60^\circ - (-179,9^\circ) - 90^\circ = 149,9^\circ. \quad (4.61)$$

Já o ganho que o compensador deverá ocasionar pode ser determinado pela equação

$$G_{vm} = 10^{\frac{A_v}{20}} = 10^{\frac{3,75}{20}} = 1,54 \quad (4.62)$$

Como o avanço de fase é maior que 90° e menor que 180° , escolhe-se um amplificador tipo III para o compensador de tensão, cujo circuito é mostrado na Figura 52.

Figura 52 – Compensador tipo III.



Fonte: adaptado de(VENABLE, 1983)

Assim o valor de K para a malha de tensão pode ser computado pela seguinte expressão :

$$k_v = \tan\left(\frac{\alpha_v \pi}{4 \cdot 180} + \frac{\pi}{4}\right)^2 = \tan\left(\frac{149,9 \cdot \pi}{4 \cdot 180} + \frac{\pi}{4}\right)^2 = 53,308 \quad (4.63)$$

A função de transferência de um compensador do tipo III pode ser expressa por:

$$C_V(s) = \frac{(R_1 + R_3) \cdot \left(s + \frac{1}{R_2 \cdot C_1}\right) \cdot \left[s + \frac{1}{(R_1 + R_3) \cdot C_3}\right]}{R_1 \cdot R_3 \cdot C_2 \cdot s + \left(s + \frac{1}{R_3 \cdot C_3}\right) \cdot \left(s + \frac{C_1 + C_2}{R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}\right)} \quad (4.64)$$

Assim, ao adotar $R_1 = 10\text{k}\Omega$, os parâmetros da Equação (4.64) podem ser determinados a partir das seguintes expressões de (4.65) a (4.69).

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{cz,v} \cdot G_{vm} \cdot R_1} = 6,718 \cdot 10^{-9} \text{ F} \quad (4.65)$$

$$C_1 = (k_v - 1) \cdot C_2 = 3,783 \cdot 10^{-7} \text{ F} \quad (4.66)$$

$$R_2 = \frac{\sqrt{k}}{2\pi f_{cz,v} \cdot C_1} = 2,07 \cdot 10^3 \Omega \quad (4.67)$$

$$R_3 = \frac{R_1}{k_v - 1} = 177,594 \Omega \quad (4.68)$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_{cz,v} \cdot \sqrt{k_v} \cdot R_3} = 7,695 \cdot 10^{-8} \text{ F} \quad (4.69)$$

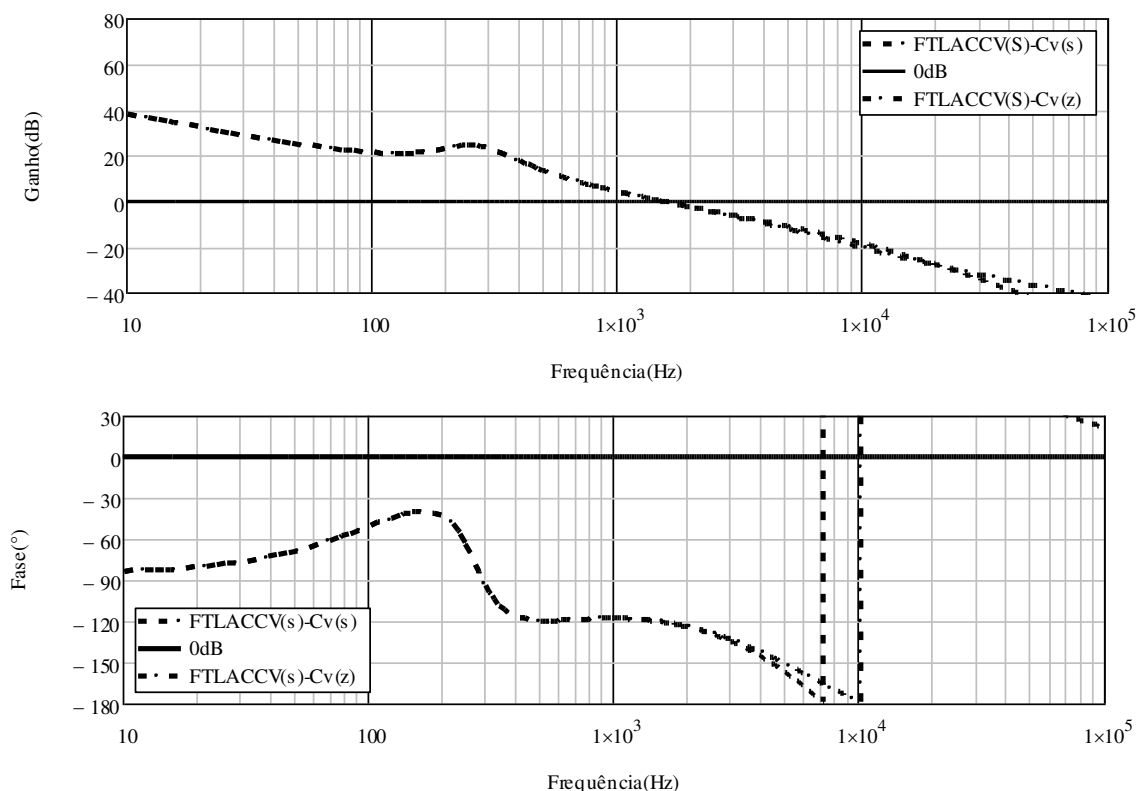
Finalmente, substituindo os valores encontrados em (4.64) a função de transferência em tempo contínuo pode ser expressa por:

$$C_V(s) = \frac{1,018 \cdot 10^4 s^2 + 2,5995 \cdot 10^7 s + 1,66 \cdot 10^{10}}{0,01193 s^3 + 1746 s^2 + 6,389 \cdot 10^7 s}$$

Para a implementação em um microcontrolador, a função de transferência é discretizada utilizando o método de Tustin, com uma taxa de amostragem de $T_a = 1/f_a = 50 \mu\text{s}$, resultando em:

$$C_V(z) = \frac{2,837 - 2,486z^{-1} - 2,826z^{-2} + 2,496z^{-3}}{1 - 0,4137z^{-1} - 0,5004z^{-2} - 0,08595z^{-3}} \quad (4.70)$$

Na Figura 54, é apresentado o diagrama de Bode de (3.35).

Figura 53 – Diagrama de Bode de $FTL_{ACCv}(s)$: ganho e fase.

Fonte: próprio autor

Conforme apresentado no diagrama, tanto a representação no domínio contínuo quanto no domínio discreto exibem um ganho próximo de 0 dB na frequência de cruzamento especificada de 1,538 kHz. Adicionalmente, a margem de fase é de $59,79^\circ$ para a representação contínua e $59,785^\circ$ para a representação discreta. Esses valores de margem de fase garantem a estabilidade do sistema, conforme discutido na Seção 3.4.

4.5.2 Malha de Corrente

Para o dimensionamento da malha de corrente, é utilizada a mesma expressão para $F_m(s)$ adotada no projeto da malha de tensão. No entanto, ainda é necessário determinar $H_i(s)$.

A. Função de transferência do elemento de medição de corrente $H_i(s)$

A medição da corrente no indutor do conversor CC-CC é realizada por meio de um circuito composto por um resistor *shunt* e um amplificador diferencial, conforme ilustrado na Figura 46. Dessa forma, tem-se que:

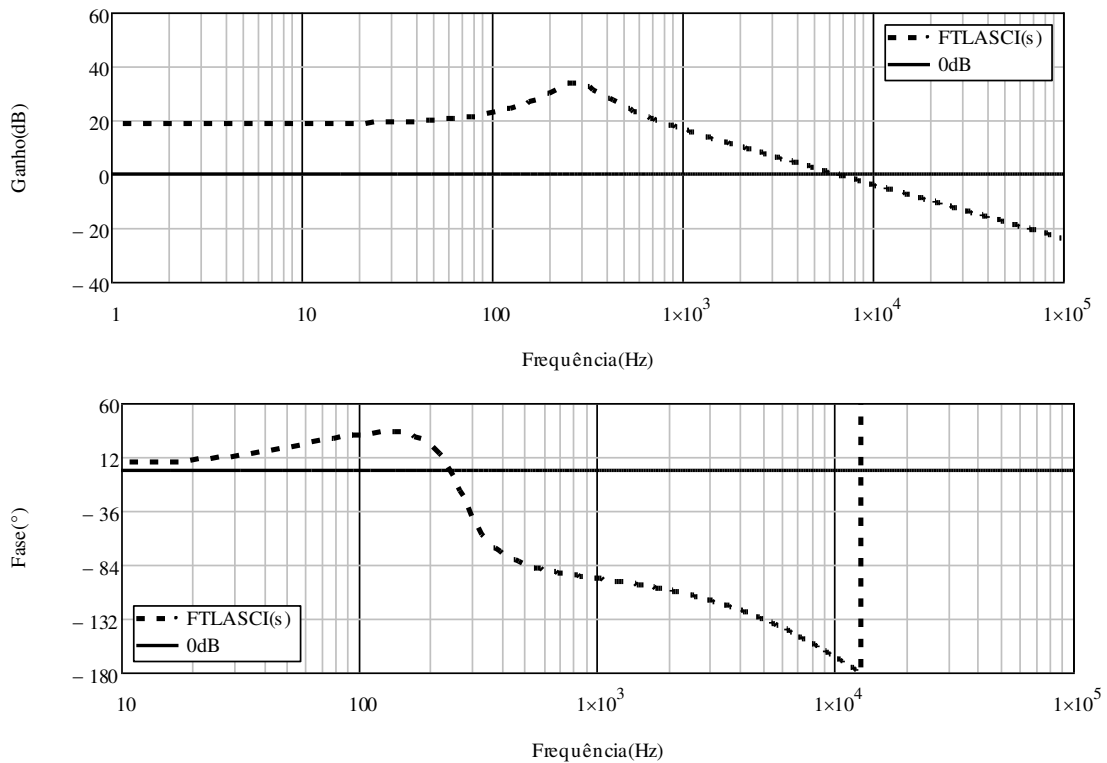
$$H_i(s) = R_{shnt} \cdot K_{dif} = 0,01\Omega \cdot 33 = 0,33. \quad (4.71)$$

B. Dimensionamento do compensador da malha de corrente

Com base nos resultados obtidos, assume-se $V_{CC} = V_{CCmax}$ na Equação (3.68), de modo a determinar a função de transferência de laço aberto, sem o compensador de corrente, conforme descrito na Equação (3.34).

Em seguida, o diagrama de Bode é mostrado na Figura 51.

Figura 54 – Diagrama de Bode de $FTLA_{SCI}(s)$: ganho e fase.



Fonte: próprio autor

A frequência de cruzamento da malha de corrente deve ser maior em relação à escolhida para a malha de tensão, assim escolhe-se.

$$f_{cz,i} = \frac{f_s}{3} = \frac{20 \cdot 10^3 \text{ Hz}}{3} = 6,667 \text{ kHz}. \quad (4.72)$$

A partir da análise do diagrama de Bode, observa-se que, para a frequência de cruzamento especificada, o sistema apresenta uma atenuação de $-0,21$ dB. Conseqüentemente,

o compensador deve fornecer um ganho de $A_{gi} = 0,21$ dB para compensar essa atenuação. Além disso, na mesma frequência, o ângulo de fase do sistema é de $P_i = 145^\circ$.

Assim, definindo uma margem de fase $MF = 60^\circ$ para a malha de corrente, o avanço de fase que o compensador deverá produzir é dado por:

$$\alpha_i = MF - P_i - 90 = 60 - (-145) - 90 = 115^\circ. \quad (4.73)$$

Já o ganho que o compensador deve proporcionar é determinado pela equação

$$G_{im} = 10^{\frac{A_{gi}}{20}} = 10^{\frac{0,21}{20}} = 1,024. \quad (4.74)$$

Como o avanço de fase é maior que 90° e menor que 180° , escolhe-se um amplificador tipo III para o compensador de corrente, cujo circuito é mostrado na Figura 52 e cuja função de transferência é mostrada na equação 4.64, no entanto para $C_i(s)$.

Assim o valor de K para a malha de corrente é calculado da mesma maneira que para a malha de tensão, como :

$$k_i = \tan\left(\frac{\alpha_i \pi}{4 \cdot 180} + \frac{\pi}{4}\right)^2 = \tan\left(\frac{115 \cdot \pi}{4 \cdot 180} + \frac{\pi}{4}\right)^2 = 11,771. \quad (4.75)$$

Assim, ao adotar $R_1 = 10\text{k}\Omega$, os parâmetros da Equação (4.64) podem ser determinados, da mesma forma, utilizando as equações (4.65) a (4.69) , mas para $k_i, f_{cz,i}$ e G_{im} . Dessa forma, a FT para o compensador de corrente é:

$$C_i(s) = \frac{1,093 \cdot 10^4 s^2 + 2,669 \cdot 10^8 s + 1,629 \cdot 10^{12}}{0,02139 s^3 + 6218 s^2 + 4,469 \cdot 10^8 s}. \quad (4.76)$$

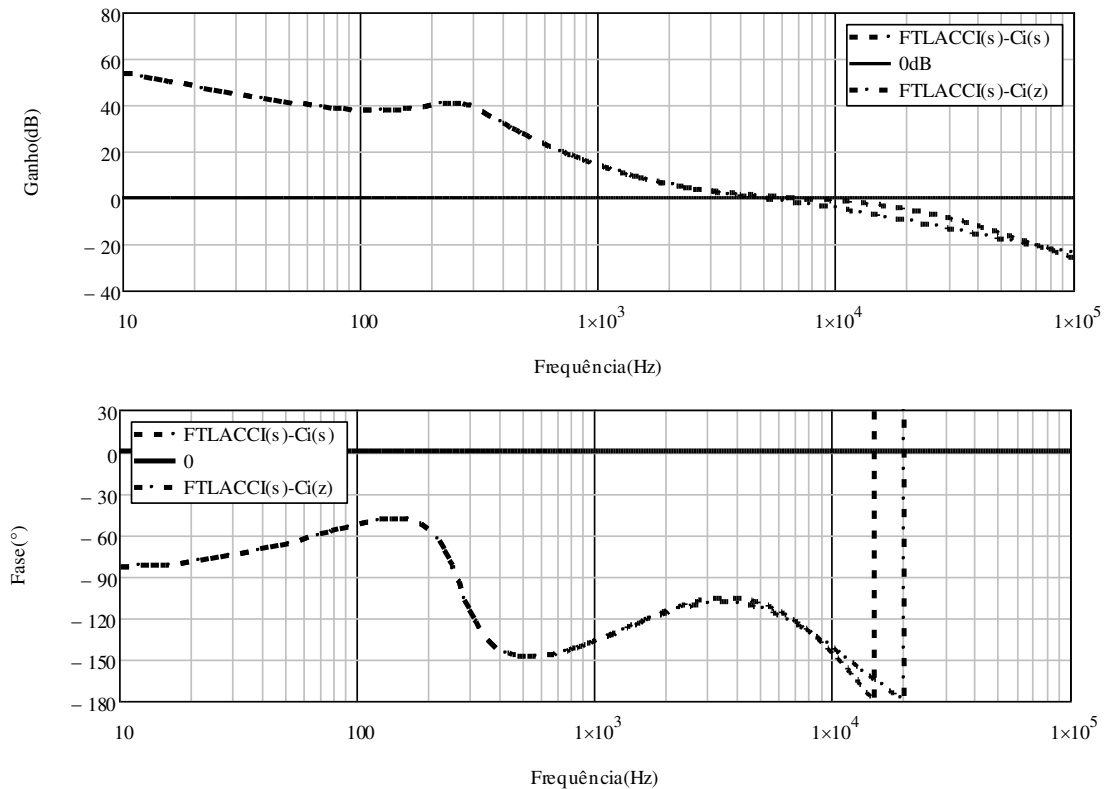
O controlador digital de corrente é então determinado pela discretização de (4.76) como:

$$C_i(z) = \frac{1,02 - 0,06588z^{-1} - 0,7968z^{-2} + 0,289z^{-3}}{1 + 0,1291z^{-1} - 0,8104z^{-2} - 0,3187z^{-3}}. \quad (4.77)$$

Na Figura 55, é apresentado o diagrama de Bode de (3.36).

Conforme apresentado no diagrama, tanto a representação no domínio contínuo quanto no domínio discreto exibem um ganho próximo de 0 dB na frequência de cruzamento

Figura 55 – Diagrama de Bode da FT de $FTLACCI(s)$: ganho e fase.



Fonte: próprio autor

especificada de 6,667 kHz. Adicionalmente, a margem de fase é de 60,06° para a representação contínua e 57,883° para a representação discreta. Esses valores de margem de fase garantem a estabilidade da malha de corrente.

4.5.3 Implementação dos Controladores Digitais

Após o dimensionamento das funções de transferência dos controladores digitais para a malha de corrente e a malha de tensão, representadas respectivamente por (4.77) e (4.70), esta seção detalhará os aspectos técnicos da implementação prática.

A. Equações a Diferenças

As funções de transferência dos controladores de tensão e corrente podem ser formalmente expressas como:

$$C(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{U(z)}{E(z)} \implies B(z)E(z) = A(z)U(z), \quad (4.78)$$

onde $B(z)$ e $A(z)$ correspondem, respectivamente, ao numerador e denominador da função de

transferência do controlador. As variáveis $U(z)$ e $E(z)$ representam, respectivamente, o sinal de controle gerado e o erro calculado como a diferença entre o valor medido da variável controlada e o valor de referência.

Para implementação dos controladores digitais, será utilizado o método direto, no qual a equação de diferença, obtida de (4.78), é escrita explicitamente na forma:

$$u(k) = \sum_{i=0}^m b_i e(k-i) - \sum_{j=1}^n a_j u(k-j). \quad (4.79)$$

Nesse método, é necessário armazenar as amostras passadas dos sinais de entrada e saída, especificamente $u(k-1), \dots, u(k-m)$ e $e(k-1), \dots, e(k-n)$, totalizando $n+m$ variáveis. Aqui, n representa o grau do polinômio $A(z)$, enquanto m corresponde ao grau do polinômio $B(z)$. Essa estratégia possui a vantagem de as variáveis de estado estarem diretamente associadas às versões atrasadas dos sinais de entrada e saída, o que simplifica a implementação computacional (ÅSTRÖM; WITTENMARK, 2013).

Em posse dessas informações, a equação a diferenças utilizada para a implementação do controlador da malha de tensão utiliza (4.70) para obter:

$$u_v(k) = 0,4137u_v(k-1) + 0,5004u_v(k-2) + 0,08595u_v(k-3) + 2,837e_v(k) - 2,486e_v(k-1) - 2,826e_v(k-2) + 2,496e_v(k-3), \quad (4.80)$$

Já para a malha de corrente, a equação a diferenças utilizada para a implementação do controlador utiliza (4.77) para obter:

$$u_i(k) = -0,129u_i(k-1) + 0,8103u_i(k-2) + 0,3187u_i(k-3) + 1,032e_i(k) - 0,0666e_i(k-1) - 0,806e_i(k-2) + 0,2923e_i(k-3) \quad (4.81)$$

B. Representação em Ponto Fixo

Em microcontroladores de baixo custo, que não possuem uma unidade dedicada para realizar cálculos em ponto flutuante (FPU), a implementação de (4.80) e (4.81) pode acabar consumindo muito do tempo disponível para os cálculos, levando a degradação do controle.

Como solução para este problema, pode-se adotar uma representação dos parâmetros das equações a diferenças em aritmética de ponto fixo. Essa abordagem permite a utilização de

operações fundamentais, como soma, multiplicação e deslocamento de bits, que são computacionalmente mais eficientes e podem ser executadas com maior rapidez por microcontroladores de baixo custo, no entanto é necessário que todos os termos estejam em uma mesma base.

Para esse propósito, é utilizado o formato Q0.15, no qual 15 bits são alocados para a representação da parte fracionária do número, enquanto nenhum bit é reservado para a parte inteira. Esse formato permite representar valores no intervalo $[-1, 1)$, com alta precisão para números fracionários.

A conversão dos valores de tensão e corrente lidos pelo conversor A/D de 12 bits (veja Figuras 46 e 47) para o formato Q0.15 é realizada deslocando o valor lido 3 bits para a esquerda. Por sua vez, a conversão dos coeficientes das equações (4.80) e (4.81) para o formato Q0.15 é feita multiplicando-os por 2^{15} .

Assim, as equações a diferenças que implementam os controladores digitais de tensão e corrente podem ser expressas em aritmética de ponto fixo, conforme representado por (4.82) e (4.81), respectivamente.

$$\begin{aligned} u_{v,q15}(k) = & [13555 \cdot u_{v,q15}(k-1) + 16397 \cdot u_{v,q15}(k-2) + 2816 \cdot u_{v,q15}(k-3) \\ & + 92947 \cdot e_{v,q15}(k) - 81445 \cdot e_{v,q15}(k-1) - 92591 \cdot e_{v,q15}(k-2) \\ & + 81801 \cdot e_{v,q15}(k-3)] \gg 15 \end{aligned} \quad (4.82)$$

$$\begin{aligned} u_{i,q15}(k) = & [-4231 \cdot u_{i,q15}(k-1) + 26555 \cdot u_{i,q15}(k-2) + 10444 \cdot u_{i,q15}(k-3) \\ & + 33420 \cdot e_{i,q15}(k) - 2159 \cdot e_{i,q15}(k-1) - 26109 \cdot e_{i,q15}(k-2) \\ & + 9469 \cdot e_{i,q15}(k-3)] \gg 15. \end{aligned} \quad (4.83)$$

O operador " \gg " representa o deslocamento de bits do operando para a direita. É relevante observar que variáveis de 32 bits devem ser utilizadas para armazenar os resultados das operações intermediárias. Assim é de grande valia a utilização de uma arquitetura de 32 bits, característica comum em famílias de microcontroladores atuais, como a série STM32.

Para a implementação dos controladores, será utilizado o STM32F030F4P6 da *ST Microelectronics*, cujas especificações técnicas estão apresentadas na Tabela 14.

De acordo com as informações da tabela, este microcontrolador opera com uma frequência de *clock* máxima de 48 MHz, que é utilizada pelo *timer* responsável pela geração do sinal PWM.

Assim, a resolução máxima que pode ser utilizada pelo modulador PWM, considerando o modo de contagem simétrico é calculada por:

$$q_{PWM} = \log_2 \left(\frac{f_{clock}}{2f_s} - 1 \right) = \log_2 \left(\frac{48 \cdot 10^6 Hz}{2 \cdot 20 \cdot 10^3 Hz} - 1 \right) = 10,23 \text{ bits.} \quad (4.84)$$

Portanto, será adotada uma resolução de 10 bits para o PWM, o que exige que os valores resultantes das equações (4.83) e (4.82) sejam deslocados 5 bits para a direita. Essa operação introduz erros de truncamento no controlador, cuja análise e validação serão realizadas no capítulo seguinte.

Tabela 14 – Especificações técnicas do microcontrolador STM32F030F4P6.

Arquitetura	ARM Cortex-M0 (32 bits)
Clock Máximo f_{clock}	48 MHz
Resolução do conversor A/D	12 bits
Taxa de amostragem do conversor A/D	até 1 Msp/s

Fonte: *datasheet* STM32F030F4P6.

4.6 Conclusões

Neste capítulo, a análise desenvolvida no Capítulo 3 foi empregada para o dimensionamento dos componentes necessários à operação adequada dos estágios CA-CC e CC-CC do carregador de baterias do sistema BEM.

Adicionalmente, os controladores das malhas de tensão e corrente foram projetados com base nas funções de transferência $G_v(s)$ e $G_i(s)$, derivadas na Seção 3.5.

Por fim, os controladores foram discretizados, e suas equações a diferenças foram formuladas tanto em ponto flutuante quanto em ponto fixo, visando à redução de custos associados ao microcontrolador empregado no sistema.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAIS

5.1 Introdução

Neste capítulo, são apresentados os resultados das simulações realizadas no *software* PSIM, destacando as principais formas de onda obtidas. Para isso serão utilizados os cenários em que o conversor opera com o máximo e com o mínimo de tensão de entrada, entregando a carga uma potência máxima de saída de 100W.

Ademais, são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da construção física do carregador de baterias, integrado à bicicleta ergométrica, formando o sistema BEM cujos componentes foram dimensionados no capítulo 4.

Os esquemáticos dos circuitos utilizados nas simulações, considerando tensões de entrada do conversor de 150 V e 200 V, estão disponíveis no Apêndice A, juntamente com os diagramas dos circuitos das malhas de controle.

O código empregado no *C-Block* do PSIM é apresentado no Apêndice B, enquanto o código implementado no microcontrolador do carregador está disponibilizado no Apêndice D.

5.2 Resultados de Simulação

5.2.1 Modelo da Bateria

Para a simulação da operação do conversor em regime permanente e transitório, é utilizado um modelo puramente resistivo para representar a bateria, conforme apresentado na Figura 56, com o valor da resistência definido por:

$$R_{bat} = \frac{V_{batmax}^2}{P_{omax}} = \frac{27^2 V^2}{100W} = 7,29 \Omega \quad (5.1)$$

Para a análise da curva de carga da bateria, é adotado um modelo simplificado que consiste em uma resistência e uma capacitância equivalentes conectadas em série com uma fonte de tensão. A resistência série é assumida como $16m\Omega$ por célula, e, considerando que as células estão conectadas em série, o valor equivalente da resistência totaliza $32m\Omega$.

O valor da capacitância é rigorosamente calculado para garantir que a constante de tempo do circuito RC seja igual a $3 ms$, assegurando que o capacitor atinja o estado de carga em um intervalo de tempo suficientemente curto para viabilizar a simulação.

Figura 56 – Modelo resistivo da bateria.



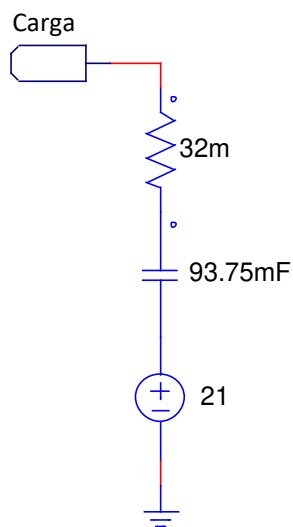
Fonte: próprio autor

Adicionalmente, a fonte de tensão é configurada para iniciar no valor correspondente ao estado de descarga total das baterias e elevar-se gradativamente até atingir o valor de flutuação nominal individual de cada bateria, aproximadamente 13,5 V, resultando em uma tensão total de 27 V para o conjunto em série. Assim, tem-se

$$C_{bat} = \frac{3 \cdot 10^{-3} s}{32 \cdot 10^{-3} \Omega} = 93,75 \text{ mF} \quad (5.2)$$

A Figura 57 mostra o modelo simplificado utilizado para simulação da carga da bateria.

Figura 57 – Modelo simplificado da bateria.

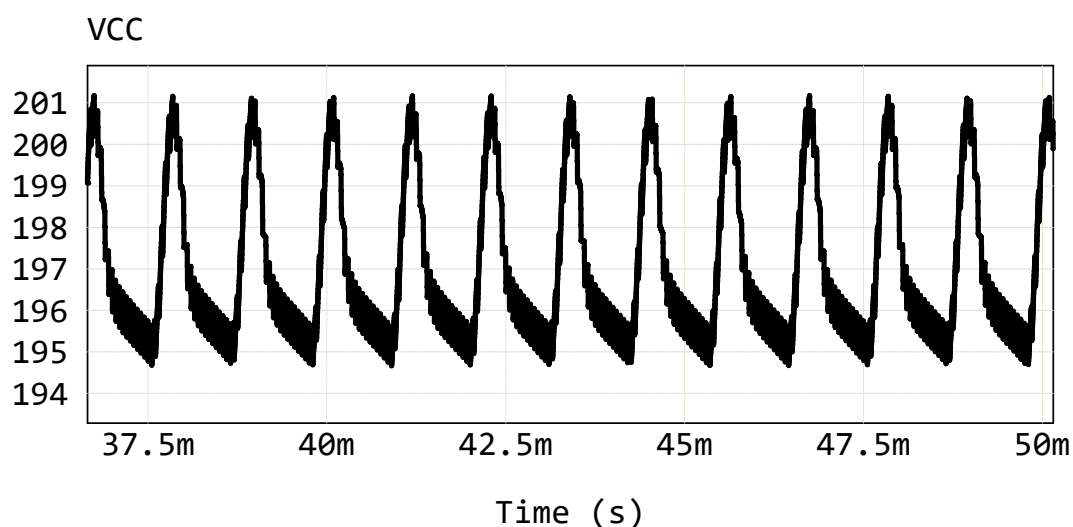


Fonte: próprio autor

5.2.2 Principais Formas de Onda em Regime Permanente

A Figura 58 apresenta a forma de onda da tensão no barramento CC no cenário em que o estágio conversor CC-CC Buck opera com a tensão de entrada máxima especificada. Nesse caso, é necessário que o atleta pedale com intensidade suficiente para gerar uma amplitude de tensão de fase de 115,47 V.

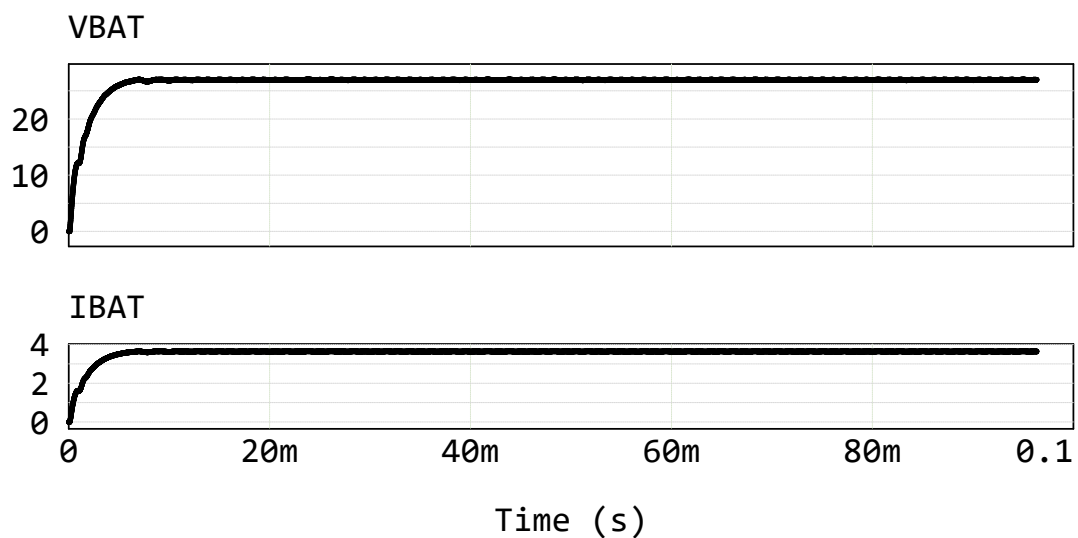
Figura 58 – Tensão de entrada do conversor CC-CC Buck



Fonte: próprio autor

Já a Figura 59 mostra a tensão de saída e a corrente de saída conversor CC-CC nessas condições, evidenciando a partida.

Figura 59 – Tensão e corrente de saída do conversor CC-CC Buck

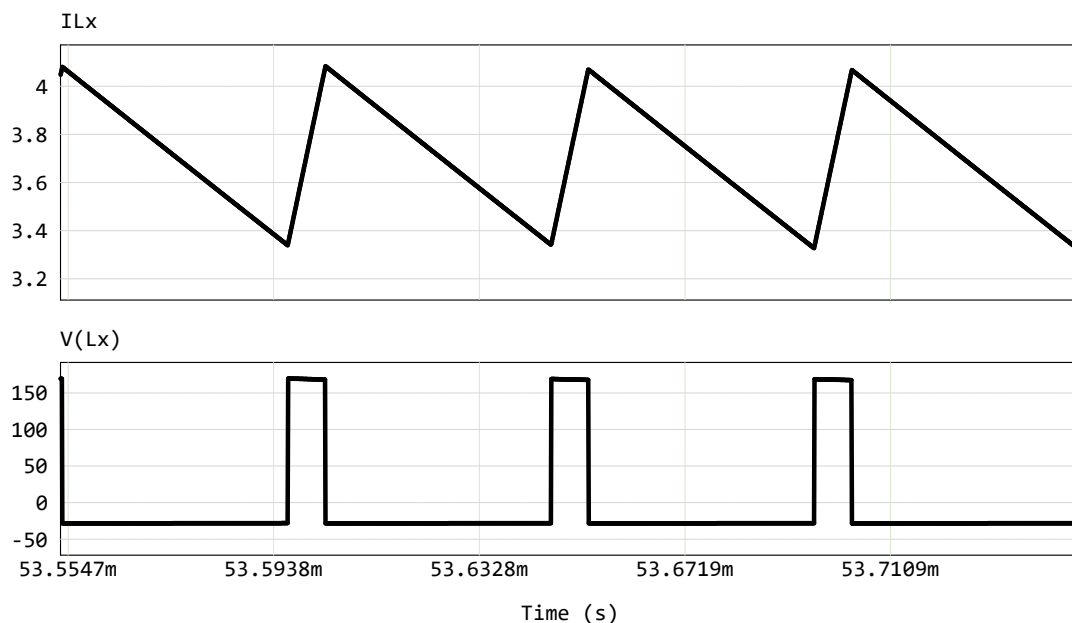


Fonte: próprio autor

A Figura 60 mostra a tensão e corrente no indutor L_x , o valor máximo da corrente é

de 4,08A e valor mínimo é 3,34A, sendo a ondulação de corrente no indutor igual a 0,74A o que condiz com a análise teórica realizada.

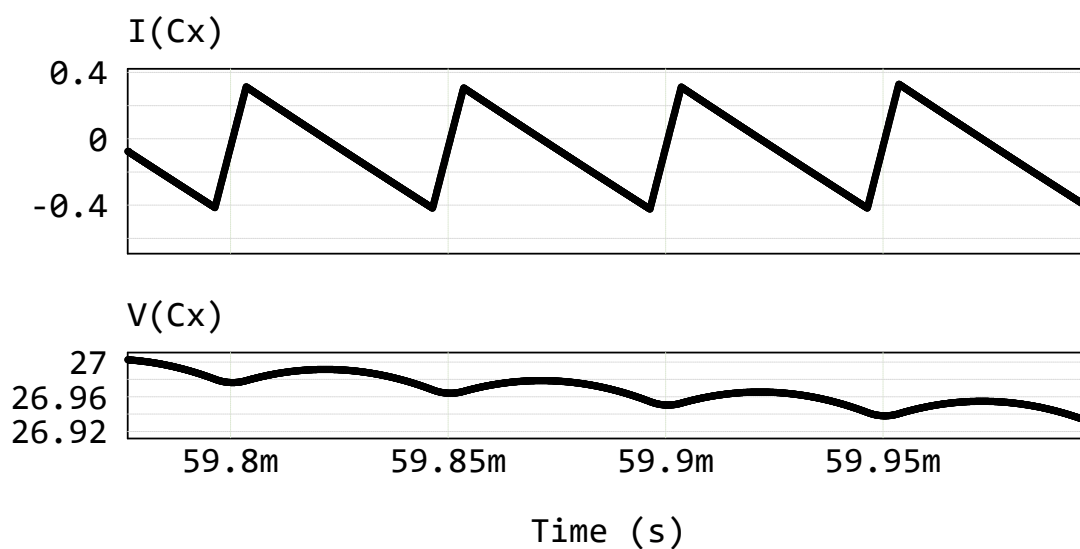
Figura 60 – Corrente e tensão no indutor L_x



Fonte: próprio autor

A Figura 61 apresenta as formas de onda da corrente e da tensão no capacitor de saída C_x . Observa-se que a ondulação de corrente no capacitor é equivalente à ondulação de corrente no indutor, conforme ilustrado na Figura 27.

Figura 61 – Corrente e tensão no capacitor C_x



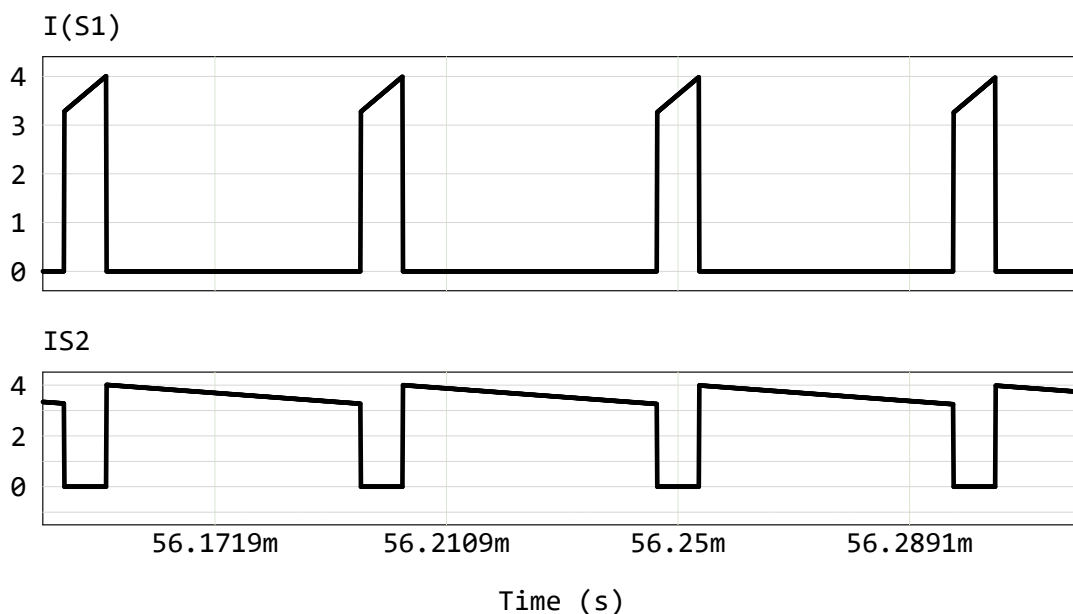
Fonte: próprio autor

Além disso, a tensão no capacitor apresenta não apenas um componente de *ripple*

na frequência de comutação de 20 kHz, mas também uma componente de baixa frequência sobreposta, devido as tensões geradas pelo atleta ao pedalar.

A Figura 62 mostra a corrente através dos transistores S_1 e S_2 .

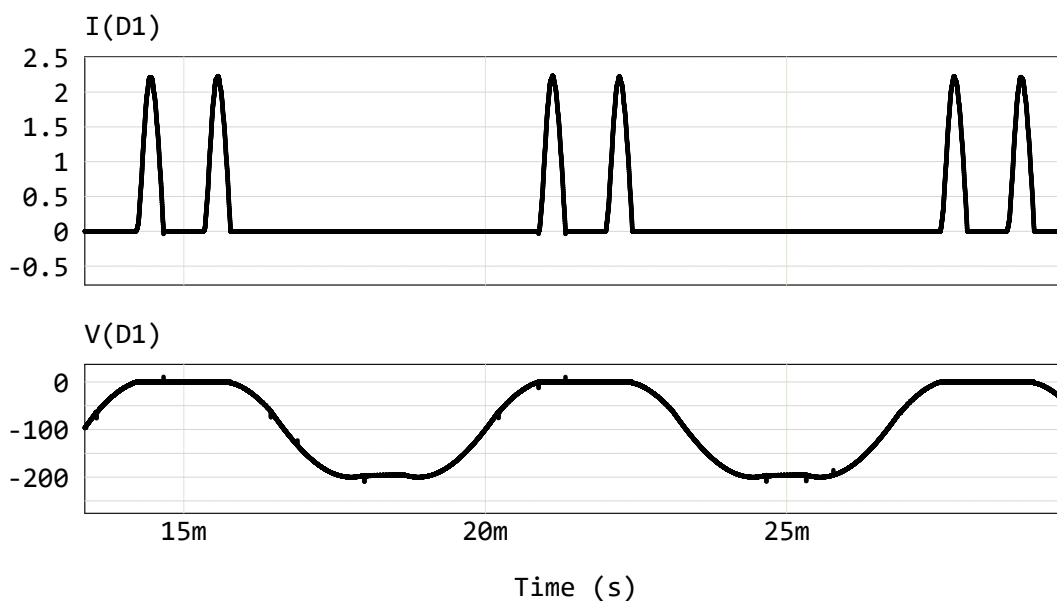
Figura 62 – Corrente através dos transistores S_1 e S_2



Fonte: próprio autor

A Figura 63 apresenta as formas de onda de tensão e corrente no diodo D_1 do retificador trifásico a diodos.

Figura 63 – Corrente e tensão no diodo D_1 do retificador



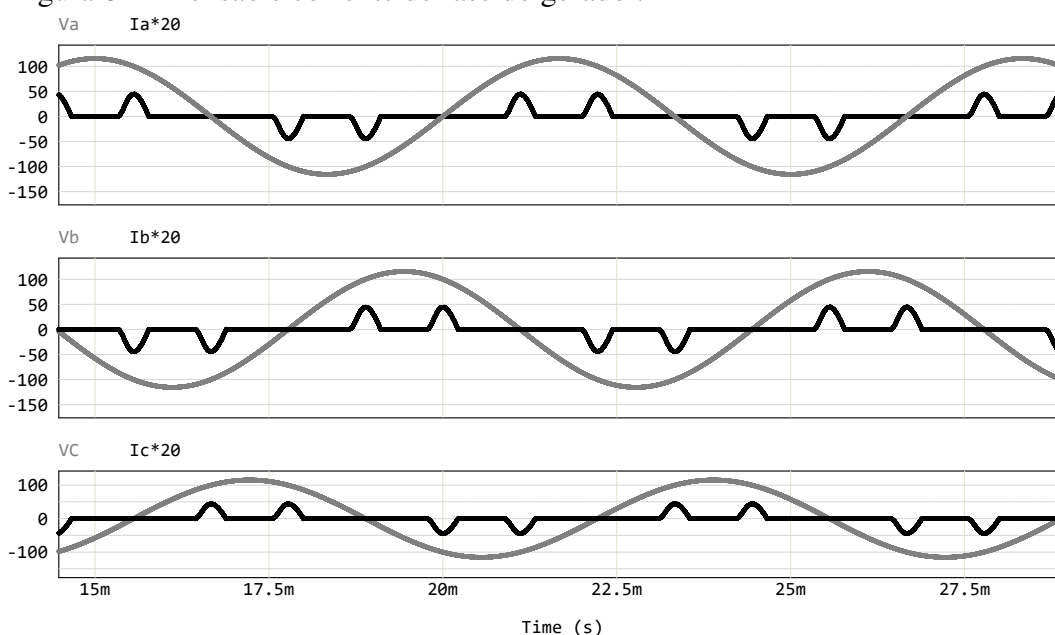
Fonte: próprio autor

Em comparação com a Figura 24, observa-se que a corrente é suavizada devido à

presença do indutor do filtro LC .

Na Figura 64, são apresentadas as tensões de fase do gerador e as respectivas correntes, escaladas em um fator de 20 para melhorar a visualização. Observa-se que as correntes de fase não apresentam componentes significativas na frequência de chaveamento, o que indica que o dimensionamento do filtro LC está adequado para suprimir harmônicos nessa faixa de frequência.

Figura 64 – Tensão e corrente de fase do gerador.



Fonte: próprio autor

A Tabela 15 apresenta a comparação quantitativa entre os valores teóricos calculados e os resultados obtidos por meio da simulação, destacando as diferenças observadas entre ambos.

Tabela 15 – Comparação das grandezas entre valores teóricos e simulados.

Grandeza	Valor Teórico	Valor Simulado
Tensão média de entrada V_{CC}	200 V	197 V
Tensão de saída V_{bat}	27 V	26,97 V
Corrente de saída I_{bat}	3,704 A	3,64 A
Corrente máxima no indutor I_{Lxmax}	4,07 A	4,08 A
Corrente mínima no indutor I_{Lxmin}	3,33 A	3,34 A
Tensão máxima no indutor V_{Lxmax}	173 V	172,6 V
Tensão mínima no indutor V_{Lxmin}	-27 V	-27 V
Ondulação de corrente no indutor ΔI_{Lx}	0,741 A	0,742 A
Ondulação de tensão na saída ΔV_{bat}	0,135 V	0,053 V
Corrente de pico através dos diodos do retificador I_{Dxp}	2,625 A	2,2 A

Fonte: próprio autor.

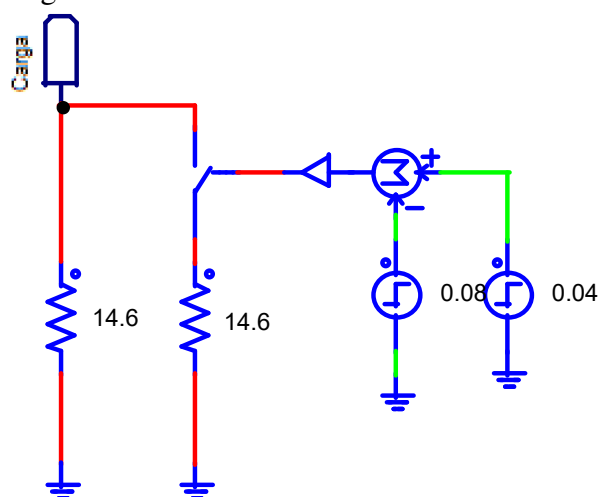
5.2.3 Formas de Onda em Regime Dinâmico

A. Degrau de Carga

O objetivo deste experimento é avaliar o comportamento do sistema de controle diante de uma variação abrupta da carga, passando de uma condição de meia carga (potência de saída de 50%) para uma condição de carga nominal (potência de saída de 100%). Para a carga nominal, a resistência é de $7,29 \Omega$. Já para a condição de 50% da carga, o valor da resistência será o dobro, ou seja, $14,6 \Omega$.

O arranjo de carga utilizado para implementação do degrau de carga é mostrado na Figura 65.

Figura 65 – Arranjo de carga para o teste de degrau.



Fonte: próprio autor

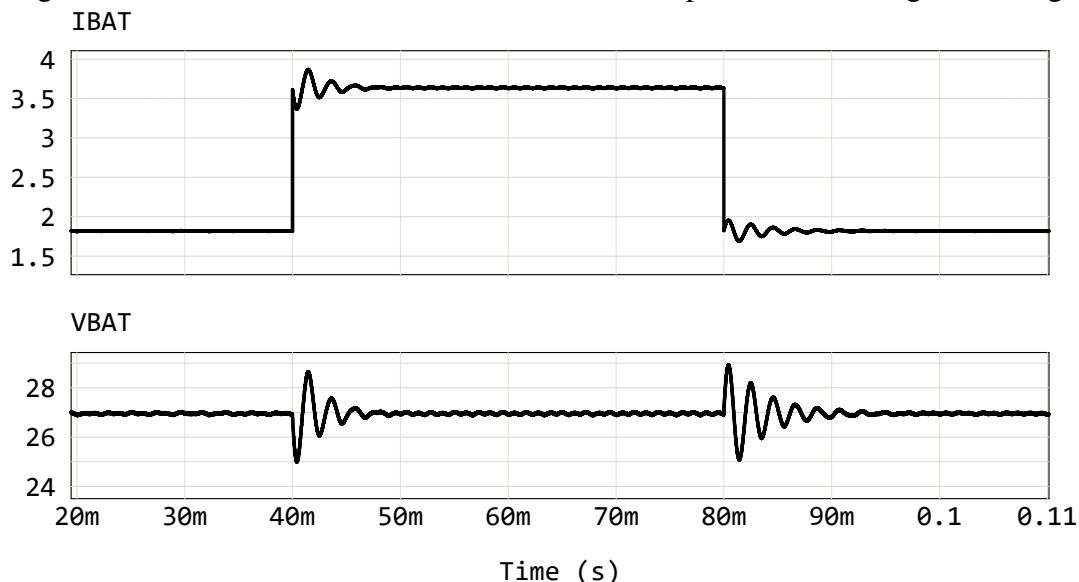
Neste arranjo, inicialmente o conversor operará com 50% da carga nominal, uma vez que a resistência de carga será de $14,6 \Omega$. No instante em que o tempo de simulação atinge 40 ms, a chave é atuada, colocando os dois resistores em paralelo, resultando em uma resistência equivalente de aproximadamente $7,29 \Omega$, o que exigirá a potência nominal do conversor.

Posteriormente, no instante em que o tempo de simulação atinge 80 ms, o segundo ramo resistivo é desconectado, fazendo com que a carga retorne ao consumo de 50% da potência nominal do conversor, dado que a resistência equivalente de carga volta ao valor de $14,6 \Omega$.

A Figura 73 apresenta os resultados do ensaio de variação abrupta da carga. Quando a carga é aumentada de 50% para 100%, a corrente de saída eleva-se de 1,8 A para o valor

máximo especificado para o carregador, de 3,704 A. Nesse instante, a tensão de saída exibe uma resposta transitória oscilatória, atingindo um pico de 28,6 V antes de se estabilizar novamente em 27 V.

Figura 66 – Corrente e tensão de saída do conversor para o teste de degrau de carga.



Fonte: próprio autor

Quando o segundo ramo resistivo é desconectado, a potência processada pelo conversor retorna para 50%, resultando em um novo transitório oscilatório na tensão de saída. Entretanto, a tensão é novamente estabilizada no *setpoint* de 27 V.

B. Ensaio de Curto-Circuito

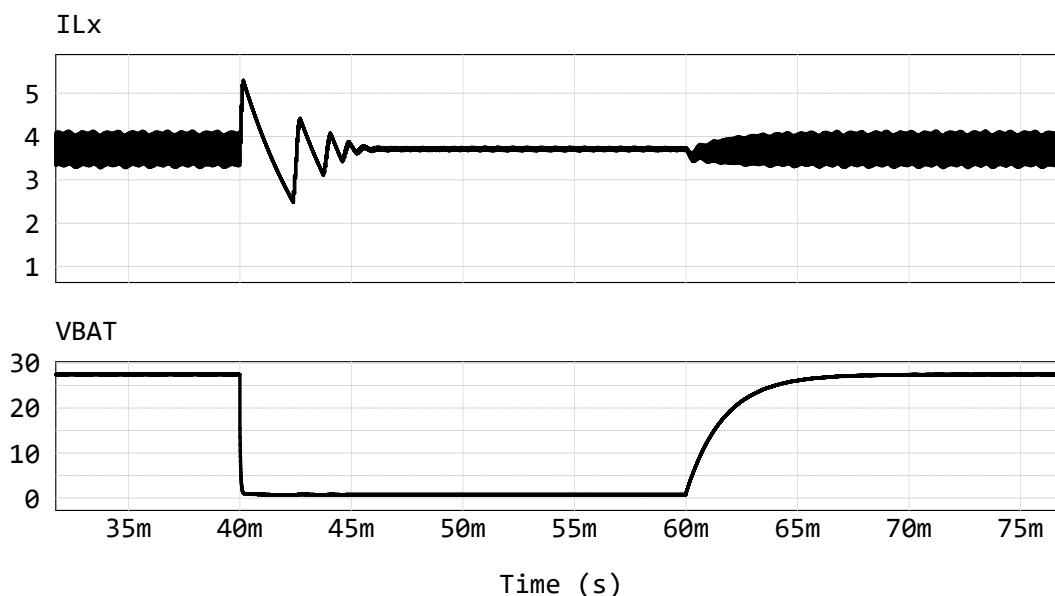
O objetivo deste ensaio é aplicar um curto-circuito na saída do conversor e observar se a malha de corrente consegue manter o valor da corrente média através do indutor no valor de referência especificado.

Para a simulação deste teste, utiliza-se um arranjo de carga conforme ilustrado na Figura 73. No entanto, um dos ramos resistivos contém a carga nominal do conversor, processando uma potência de 100 W, enquanto o outro ramo é composto por uma resistência baixa de 100 mΩ. O curto-circuito é aplicado ao sistema após 40 ms de simulação e removido após 60 ms.

A Figura 67 apresenta as formas de onda da corrente no indutor e da tensão de saída do conversor CC-CC. Quando o curto-circuito é aplicado, a tensão de saída diminui para valores próximos a zero, ocorrendo um transitório na corrente do indutor. Contudo, a malha de controle

de corrente consegue estabilizar a corrente em torno do valor de referência de 3,704 A. Após a remoção do curto, o conversor retoma sua operação normal.

Figura 67 – Corrente através do indutor e tensão de saída do conversor durante o curto-circuito.



Fonte: próprio autor

5.2.4 Curva de Recarga da Bateria.

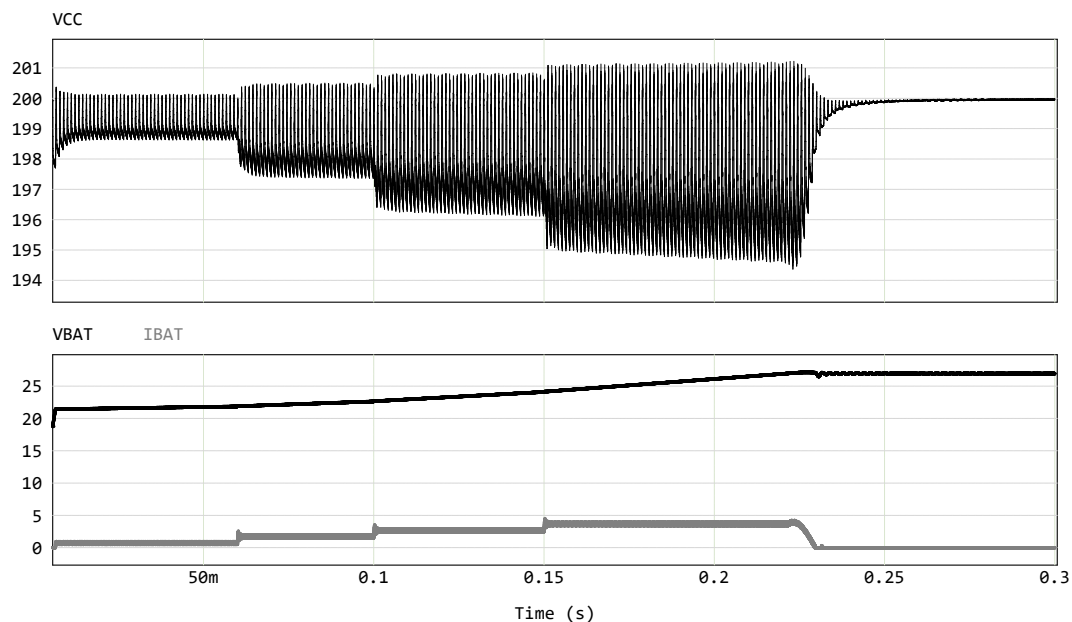
Utilizando o modelo simplificado das baterias apresentado na Figura 57, foram obtidas as curvas de recarga mostradas nas Figuras 68 e 69, correspondentes às tensões do barramento CC em 200 V e 150 V, respectivamente. A análise dessas curvas permite identificar que a estratégia de recarga adotada é baseada no método de corrente constante seguido de tensão constante, conforme representado na Figura 12.

Na Figura 68, observa-se que, inicialmente, a corrente de recarga é mantida constante em seu valor mínimo especificado de 0,741 A, por meio do ajuste da referência da malha de controle de corrente. Essa condição representa o cenário em que o atleta, ao pedalar, aplicaria o menor esforço físico possível. Adicionalmente, verifica-se que a oscilação de tensão no barramento CC é minimizada nesse nível de corrente de saída, indicando uma maior estabilidade do mesmo operando em condições de baixa carga.

A referência da malha de controle de corrente é incrementada em degraus até atingir o valor máximo de 3,704 A, condição que corresponde ao esforço físico máximo aplicado pelo atleta. Na implementação prática, esse ajuste é realizado por meio de um potenciômetro, com a

transição entre os níveis de corrente sendo suavizada.

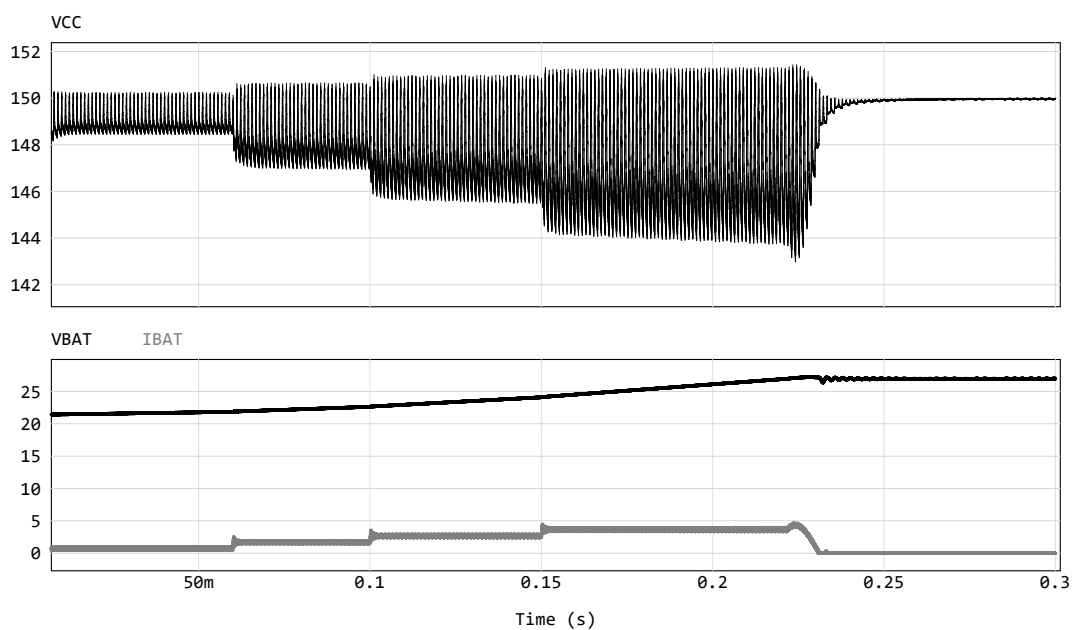
Figura 68 – Corrente e tensão de saída do conversor CC-CC Buck durante a recarga da bateria com o barramento CC a 200 V.



Fonte: próprio autor

Quando a tensão sobre os terminais do banco de baterias atinge a tensão de flutuação de 27 V, a malha de tensão mantém a tensão constante enquanto a corrente decai gradualmente até zerar, conforme descrito na seção 2.5. O mesmo se aplica a Figura 69.

Figura 69 – Corrente e tensão de saída do conversor CC-CC Buck durante a recarga da bateria com o barramento CC a 150 V.



Fonte: próprio autor

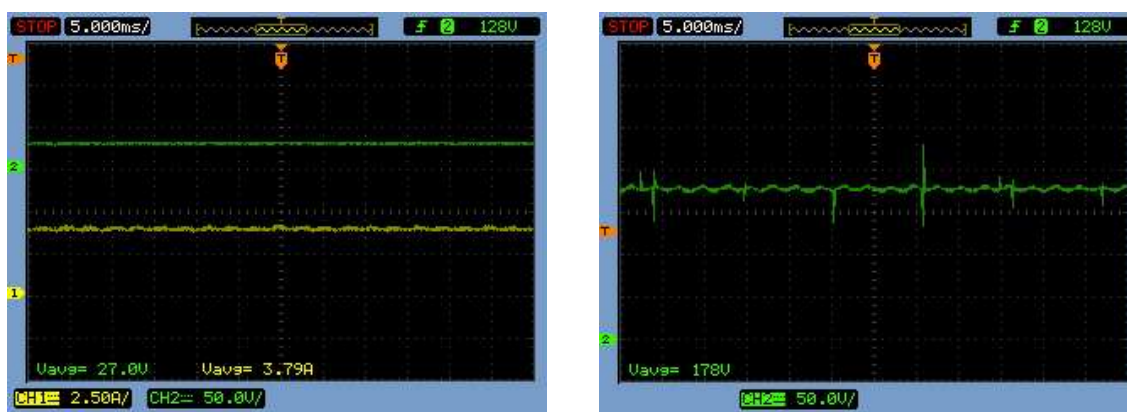
5.3 Resultados Experimentais

5.3.1 Operação em Regime Permanente.

Esta seção apresenta os resultados experimentais do carregador de baterias funcionando em um ponto de operação determinado. Para a análise, a razão cíclica do conversor CC-CC Buck foi mantida constante, e uma carga resistiva foi utilizada para forçar o carregador a operar na condição de potência máxima, aproximadamente 100 W. Fotografias do protótipo são mostradas no apêndice E.

A Figura 70 apresenta as formas de onda da tensão e corrente de saída do conversor CC-CC Buck, bem como a tensão de entrada no barramento CC. Conforme observado na figura, a potência fornecida à carga é de aproximadamente 102,1 W, enquanto a tensão de entrada se mantém em torno de 178 V.

Figura 70 – a) Corrente (Amarelo) e tensão (Verde) de saída do conversor CC-CC Buck; (b) tensão sobre o barramento CC .



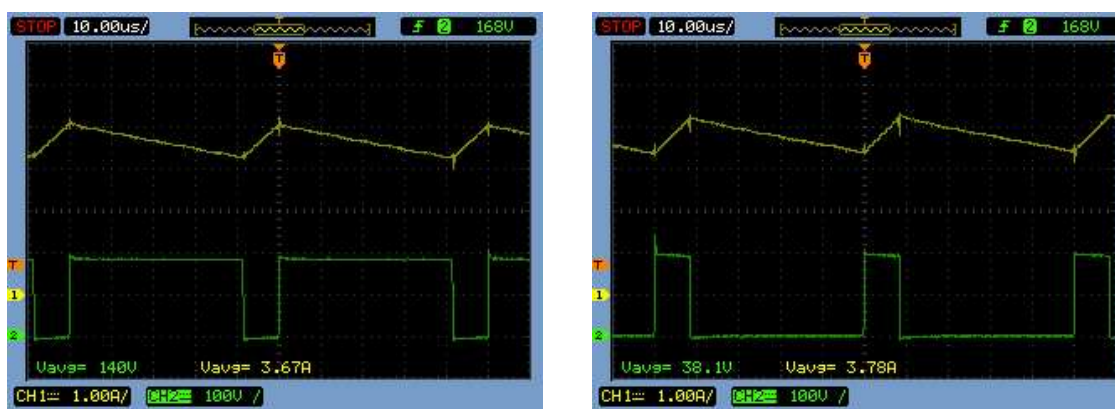
a)

b)

Fonte: próprio autor

A Figura 71 apresenta a forma de onda da corrente no indutor e da tensão sobre os transistores S_1 e S_2 . Observa-se um sobressinal significativo durante o desligamento do transistor S_2 , atribuído às indutâncias parasitas presentes no protótipo. Além disso, a análise da figura evidencia o comportamento complementar dos transistores, onde os intervalos de condução de S_1 e S_2 são alternados, respeitando o tempo morto para mitigar o risco de curto-circuito.

Figura 71 – a) Corrente através do indutor L_x (Amarelo) e tensão sobre o transistor S_1 do conversor CC-CC Buck (Verde); (b) corrente através do indutor L_x (Amarelo) e tensão sobre o transistor S_2 do conversor CC-CC Buck (Verde) .



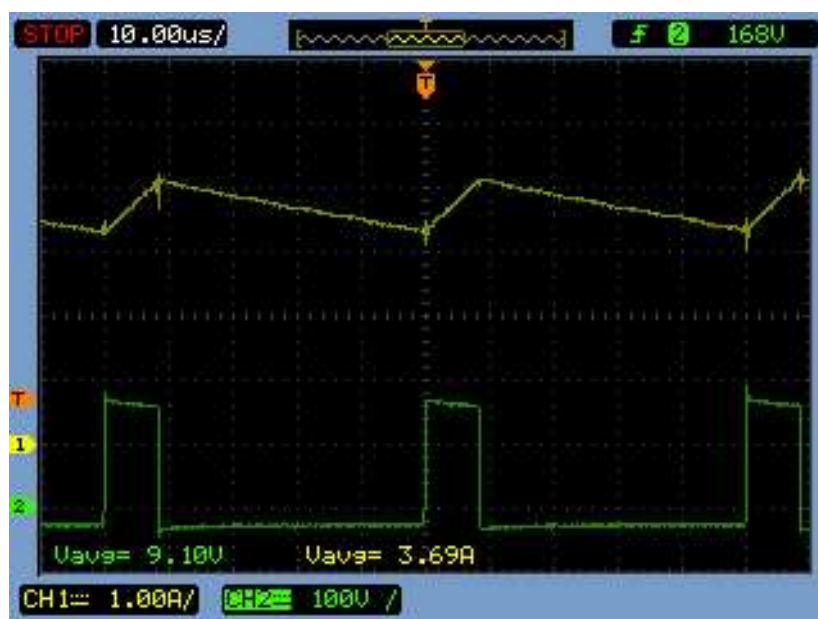
a)

b)

Fonte: próprio autor

A Figura 72 ilustra as formas de onda da corrente e da tensão no indutor L_x . Observa-se que a corrente apresenta um valor médio de aproximadamente 3,69 A, com uma ondulação inferior a 1 A. A tensão no indutor exibe um comportamento alternado na frequência de comutação, assumindo um valor de aproximadamente 151 V ($V_{cc} - V_{bat}$) durante o intervalo DT_s e 27 V no período restante, em conformidade com a análise teórica.

Figura 72 – Corrente através do indutor L_x (Amarelo) e tensão sobre o indutor L_x do conversor CC-CC Buck (Verde) .

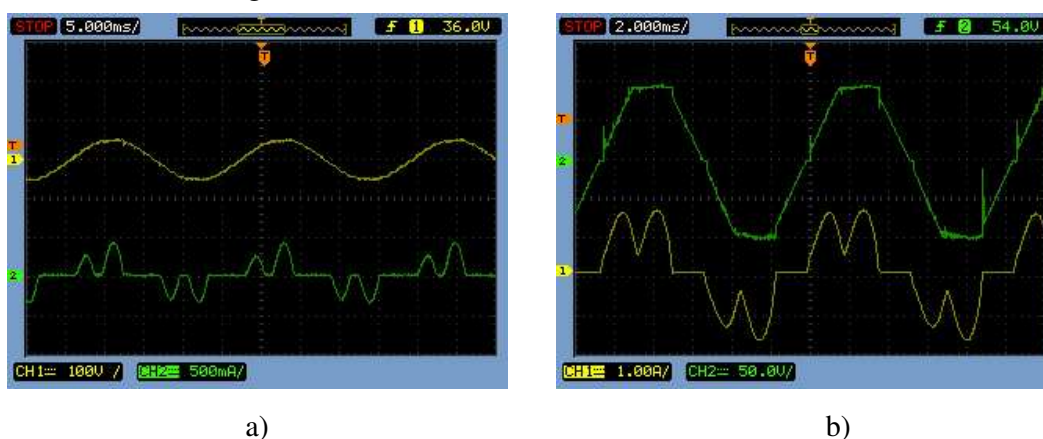


Fonte: próprio autor

No instante em que $t = 120$ s, o potenciômetro de ajuste é lenta e suavemente rotacionado no sentido contrário, resultando em uma rampa com inclinação negativa na corrente de recarga até que esta atinja aproximadamente 1,8 A. Em seguida, são realizadas duas rotações abruptas no potenciômetro, reduzindo progressivamente a corrente de recarga até que ela seja completamente zerada em $t = 200$ s. Nesse momento, o atleta cessa o acionamento da bicicleta ergométrica, e, naturalmente, a tensão no barramento CC começa a decair lentamente, pois continua fornecendo energia a uma carga de baixa potência. Por se tratar de um ensaio de curta duração, não é possível observar um aumento significativo na tensão do banco de baterias.

A Figura 74 apresenta uma das tensões de linha e a corrente de fase geradas pelo gerador de ímã permanente da bicicleta durante o processo de recarga das baterias, considerando tanto um valor intermediário quanto o valor máximo da corrente de recarga. Observa-se uma certa deformação nas formas de onda de tensão e corrente geradas durante o ensaio. No entanto, não são identificadas componentes de alta frequência originadas pela corrente de entrada do conversor CC-CC Buck, evidenciando a eficiência do projeto do filtro LC de entrada.

Figura 74 – a) Tensão de linha (amarelo) e corrente de fase (verde) durante a recarga das baterias para um valor intermediário de corrente de recarga; b) tensão de linha (verde) e corrente de fase (amarelo) durante a recarga das baterias para o valor máximo de corrente de recarga.

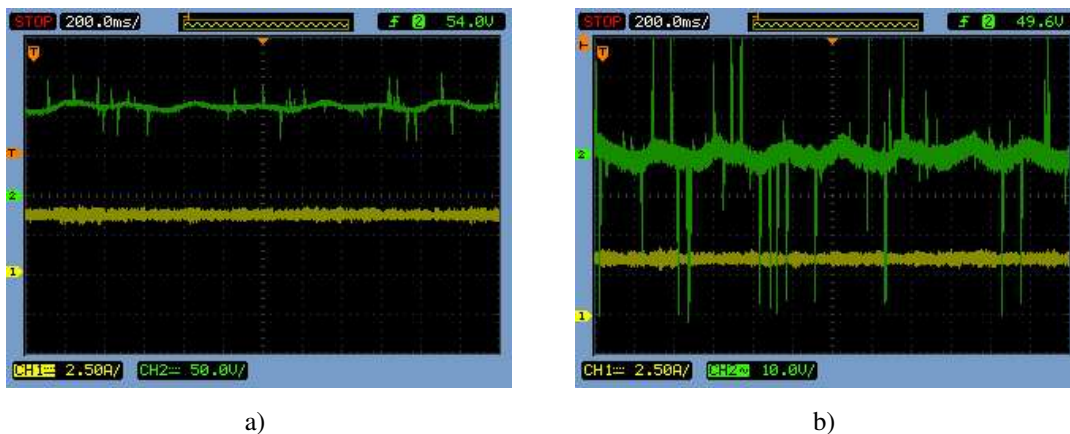


Fonte: próprio autor

A Figura 75 apresenta a tensão no barramento CC no caso em que o atleta pedala de maneira cadenciada enquanto a referência de corrente está ajustada para o valor máximo de corrente de recarga. Nesse cenário, a tensão se mantém em torno de 100 V, com baixa ondulação de baixa frequência. No entanto, é possível observar a presença de diversos sobressinais resultantes da comutação dos transistores. Esses sobressinais podem ser potencialmente perigosos, com risco de danificar os semicondutores. Para mitigar esse problema, pode ser empregado um

circuito de *snubber*, cujo objetivo é amortecer as oscilações causadas por elementos indutivos parasitas.

Figura 75 – a) Tensão no barramento CC (amarelo) e corrente de recarga das baterias (verde); b) ondulação de tensão no barramento CC (verde) e corrente de recarga das baterias (amarelo)..



Fonte: próprio autor

5.4 Conclusões

A simulação do circuito proposto apresentou formas de onda em regime permanente compatíveis com a análise teórica do conversor. Os parâmetros elétricos obtidos, como tensão e corrente, mostraram-se consistentes com os valores esperados. Além disso, a curva de recarga seguiu o método amplamente utilizado para baterias VRLA, caracterizado pelas etapas de corrente constante e tensão constante.

A análise do controle de tensão e corrente demonstrou a estabilidade do sistema frente a variações de carga, assegurando o restabelecimento dos valores nominais após a inserção ou remoção de carga conectada ao conversor. No ensaio de curto-circuito, verificou-se a resposta eficiente das malhas de controle, limitando a corrente durante a falha e restabelecendo a tensão após a eliminação da condição de curto.

Os resultados experimentais confirmaram a correta operação do carregador de baterias em regime permanente e foi validada a recarga para diferentes níveis de corrente, ajustados dinamicamente por meio de um potenciômetro. As correntes de fase do carregador permaneceram isentas de componentes na frequência de chaveamento, e o conversor demonstrou capacidade para processar adequadamente a potência máxima estipulada de 100 W.

6 CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho teve como objetivo analisar a aplicação de um conversor CC-CC Buck com retificação síncrona em um sistema composto por uma bicicleta ergométrica e um gerador de ímã permanente, visando a recarga de baterias estacionárias VRLA a partir da energia gerada pelo esforço humano.

A introdução destaca a relevância do controle e monitoramento das grandezas elétricas aplicadas às baterias durante o processo de recarga, considerando os diferentes métodos existentes e as faixas operacionais recomendadas pelos fabricantes. Além disso, são discutidos os fatores que influenciam o desempenho e a vida útil das baterias, com ênfase na temperatura e na profundidade de descarga.

A modelagem do conversor foi realizada considerando os elementos parasitas, incluindo a resistência do canal dos transistores, resistência série do indutor, e resistência série do capacitor. O modelo foi desenvolvido no espaço de estados, permitindo a análise dinâmica do conversor e a avaliação do impacto dos elementos não ideais na resposta do sistema.

Além disso, a impedância de entrada do conversor foi modelada para garantir a correta interação com o estágio de geração de energia. Com base nesse modelo, foi realizado o dimensionamento do filtro LC de entrada, considerando um resistor de amortecimento para evitar oscilações indesejadas na frequência de ressonância.

A simulação do circuito proposto demonstrou formas de onda em regime permanente compatíveis com a análise teórica do conversor. Os parâmetros elétricos obtidos, como tensão e corrente, apresentaram coerência com os valores esperados. A curva de recarga seguiu o método mais amplamente utilizado para baterias VRLA, caracterizado pelas etapas de corrente constante e tensão constante.

A análise do controle de tensão e corrente evidenciou a estabilidade do sistema diante de variações de carga, garantindo o restabelecimento dos valores nominais após a adição ou remoção de carga conectada ao conversor. No teste de curto-circuito, observou-se a atuação eficiente das malhas de controle, com limitação da corrente durante a falha e recuperação da tensão ao término da condição de curto.

Os resultados teóricos e de simulação foram validados experimentalmente por meio de um protótipo de 100W do carregador de baterias, cujos resultados dados por formas de onda de tensão e corrente em regime estático e dinâmico, foram apresentados no capítulo 5.

Trabalhos Futuros

Como aprimoramento deste trabalho, a redução das perdas associadas ao diodo Schottky na conexão das baterias pode ser obtida por meio da implementação de um circuito eletrônico baseado em MOSFETs de baixa resistência de condução $R_{ds(on)}$, e assim, melhorar a eficiência global do carregador de baterias.

Adicionalmente, a análise e implementação de topologias de retificadores controlados podem ser exploradas com o objetivo de fazer correção do fator de potência, otimizando a conversão de energia e aumentando a eficiência na transferência da potência gerada pelo usuário.

Por fim, a implementação de um circuito *snubber* não dissipativo pode ser investigada para mitigar os sobressinais nos semicondutores, decorrentes dos elementos passivos parasitas do carregador, proporcionando uma solução mais eficiente para a proteção dos dispositivos de potência.

REFERÊNCIAS

- AGUIRRE, L. A. Controle de sistemas amostrados. Universidade Federal de Minas Gerais, 2019.
- ARGYROU, e. a. Energy storage for electricity generation and related processes: technologies appraisal and grid scale applications. **Renew Sustain Energy**, p. 804–821, 2018.
- ÅSTRÖM, K. J.; WITTENMARK, B. **Computer-controlled systems: theory and design**. [S. l.]: Courier Corporation, 2013.
- BALOGH, L. **Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits**: Application report. [S. l.]: Texas Instruments, 2018. 48 p.
- BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas. 2ª edição**. [S. l.]: Edição do Autor, 2007.
- BARBI, I. **Modelagem de Conversores CC-CC**: Empregando modelo médio em espaço de estados. [S. l.]: Edição do Autor, 2015.
- BASCOPE, G. V. T. Nova família de conversores cc-cc pwm não isolados utilizando células de comutação de três estados. **Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Catarina**, 2001.
- BEZERRA, L. D. S. Conversor cc-ca para aplicação em sistemas autônomos de energia elétrica. **Dissertação de Mestrado**, 2010.
- CHAPMAN, S. J. **Fundamentos de máquinas elétricas**. [S. l.]: AMGH editora, 2013.
- CHEN, e. a. Progress in electrical energy storage system: A critical review. **Progress in natural science**, 2009.
- CHOI, B.; CHO, B. H. Intermediate line filter design to meet both impedance compatibility and emi specifications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IEEE, v. 10, n. 5, p. 583–588, 1995.
- CONDOMINIOS VERDES. **Academia sustentável nos EUA produz energia elétrica durante as aulas**. 2015. Disponível em: <https://www.condominiosverdes.com.br/academia-sustentavel-nos-eua-produz-energia-eletrica-durante-aulas/>. Acesso em: 09 jul. 2024.
- CORRADINI, L.; MAKSIMOVIC, D.; MATTAVELLI, P.; ZANE, R. **Digital control of high-frequency switched-mode power converters**. [S. l.]: John Wiley & Sons, 2015.
- DIAS, e. a. Sistema de geração de energia elétrica a partir de uma bicicleta ergométrica. **Uberlândia: Universidade Federal de Uberlândia**, 2016.
- DISSIPADORES, H. **HS Dissipadores**: Catálogo 2024. [S. l.: s. n.], 2024.
- DORF, R. **Sistemas de Controle Modernos**. [S. l.: s. n.], 2005.
- ERICKSON, R. W. Optimal single resistors damping of input filters. In: IEEE. **APEC'99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No. 99CH36285)**. [S. l.], 1999. v. 2, p. 1073–1079.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. [S. l.]: Springer Science & Business Media, 2007.

- FAHEM, M. E. **Exploring the Differences: Axial vs. Radial Flux Machines**. 2020. Disponível em: <https://www.emworks.com/blog/electromechanical/axial-and-radial-flux-permanent-magnet-machines-what-is-the-difference#:~:text=The%20key%20distinction%20lies%20in%20their%20flux%20direction%3A,flux%20machines%20have%20a%20radial%20magnetic%20flux%20direction.> Acesso em: 17 ago. 2024.
- FAN, e. a. Battery technologies for grid-level large-scale electrical energy storage. **Transactions of Tianjin University** **26.**, p. 92–103, 2020.
- FENNELL CURTIS, J. E. B.; LEPP, A. The relationship between cell phone use, physical activity, and sedentary behavior in adults aged 18–80. **Computers in Human Behavior**, Elsevier, v. 90, p. 53–59, 2019.
- FORMENTI, J.; MARTINEZ, R. Design trade-offs for switch-mode battery chargers. **Texas Instruments Portable Power Design Semina.**, 2004.
- FOROUZESH, M. e. a. Step-up dc–dc converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS.**, v. 32, 2017.
- GOMES, D. d. S. Carregador de baterias vrla estacionÁrias com gerador de imÃ permanente acoplado a uma bicicleta ergomÉtrica. **Monografia.UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ**, 2019.
- HART, D. W. **Power electronics**. [S. l.]: McGraw-Hill, 2011.
- IEEE. **IEEE Guide for Batteries for Uninterruptible Power Supply Systems**. New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 2006.
- INSTITUTO BRASILEIRO DE GEOGRAFIA E ESTATÍSTICA. **Pesquisa Nacional de Saúde**. Rio de Janeiro: IBGE, 2019.
- INTELBRAS. **XB 1270**: Bateria vrla 12 v 7,0 ah. [S. l.]: Grupo Intelbras, 2023. 6 p.
- JONES, G. Miniature solutions for voltage isolation. **Analog and Mixed-Signal Products.**, v. 28, 2005.
- JUANICO, D. E. O. Revitalizing lead-acid battery technology: a comprehensive review on material and operation-based interventions with a novel sound-assisted charging method. **Frontiers in Batteries and Electrochemistry.**, 2024.
- LACH, e. a. . Applications of carbon in lead–acid batteries: a review. **Solid State Electrochem .**, p. 693–705, 2019.
- LEPP ANDREW, e. a. The relationship between cell phone use, physical and sedentary activity, and cardiorespiratory fitness in a sample of u.s. college students. **International Journal of Behavioral Nutrition and Physical Activity**, IJBNPA, v. 10, p. 1–9, 2013.
- MCLYMAN, C. W. T. **Transformer and inductor design handbook**. [S. l.]: CRC press, 2004.
- MELEIRO. **Presos pedalam para reduzir pena e ainda gerar energia**. 2012. Disponível em: <https://www.jardimcor.com/sustentabilidade/presos-pedalam-para-reduzir-pena-e-ainda-gerar-energia/>. Acesso em: 09 jul. 2024.

MIDDLEBROOK, R. Design techniques for preventing input filter oscillations in switched-mode regulators. **National Solid-state Power Conversion Conf.**, 1978.

MIDDLEBROOK, R. D.; CUK, S. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. **IEEE power electronics specialists conference**, 1976.

MOREELS, D. **This inside-out motor for EVs is power dense and finally practical**. 2019. Disponível em: <https://spectrum.ieee.org/axial-flux-motor>. Acesso em: 15 ago. 2024.

MOURA. **Manual Técnico Moura Clean Baterias Estacionárias – Acumuladores Moura S.A**: Moura clean - baterias estacionárias. Pernambuco: Grupo Moura, 2011. 30 p.

MOURA. **Manual Técnico**: Linha estacionária. Pernambuco: Grupo Moura, 2023. 47 p.

MUMTAZ, e. a. Review on non-isolated dc-dc converters and their control techniques for renewable energy applications. **Ain Shams Engineering Journal.**, p. 92–103, 2020.

NELSON, R. The basic chemistry of gas recombination in lead-acid batteries. **JOM** **53.1.**, 2001.

NISE, N. S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6. ed. [S. l.]: LTC, 2012.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. [S. l.]: Pearson, 2014.

RASHID, M. **Eletrônica de Potência. Dispositivos, Circuitos e Aplicações. 4ª edição**. [S. l.]: Edição do Autor, 2015.

RÊGO, e. a. Micro-rede baseada em energias renováveis para carregar baterias de robos de exploração. **Anais Congresso Brasileiro de Energia Solar-CBENS.**, 2022.

SCLOCCHI, M. **Input Filter Design for Switching Power Supplies**. [S. l.]: National Semiconductor, 2010.

SKYWORKS. **AN486: High-Side Bootstrap Design Using ISODrivers in Power Delivery Systems**. [S. l.]: Tutorial note, 2018.

STRZELECKI, e. a. Exercise bike powered electric generator for fitness club appliances. **European Conference on Power Electronics and Applications.**, 2007.

TDK. **Aluminum electrolytic capacitors – single-ended capacitors**: Series/type: B41856. [S. l.]: TDK Electronics, 2020.

THORNTON. **CATÁLOGO DE FERRITE**. [S. l.]: <https://www.thornton.com.br/>, 2015.

UMANS, S. D. **Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley-7**. [S. l.]: AMGH editora, 2014.

VENABLE, H. D. The k factor: A new mathematical tool for stability analysis and synthesis. **Proc. Powercon**, v. 10, 1983.

VITORINO, M. A. **Eletrônica de Potência: Fundamentos, conceitos e aplicações**. [S. l.: s. n.], 2019.

WONG, e. a. Charge regimes for valve-regulated lead-acid batteries: Performance overview inclusive of temperature compensation. **Journal of Power Sources.**, p. 783–791, 2008.

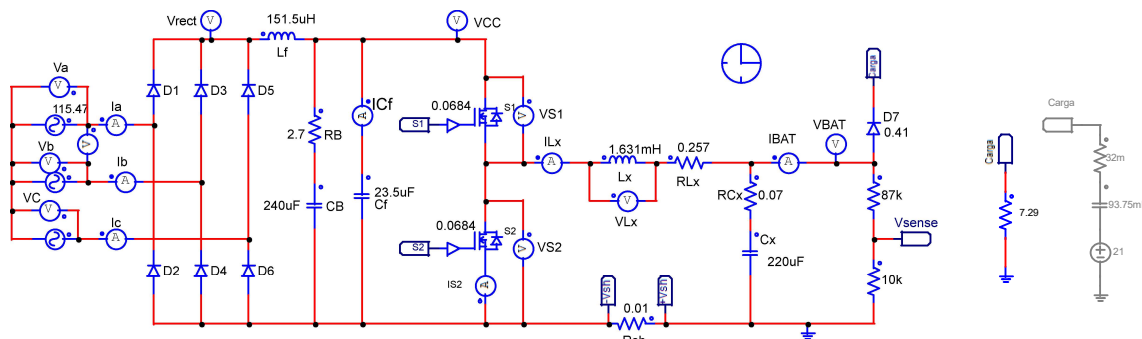
WORLD HEALTH ORGANIZATION . **Global Status Report on Physical Activity**. Geneva: WHO, 2022.

WÜLLNER, J. e. a. Review of stationary energy storage systems applications, their placement, and techno-economic potentialia. **Current Sustainable/Renewable Energy Reports.**, p. 1–9, 2021.

YILMAZ, M. e. a. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. **IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS.**, v. 28, 2012.

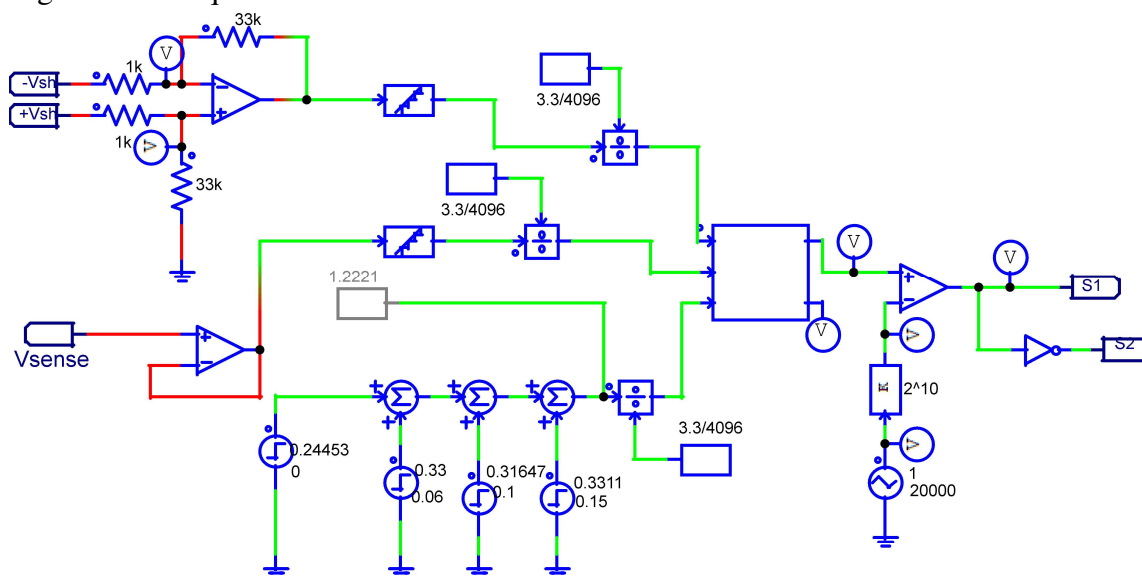
APÊNDICE A – ESQUEMÁTICOS DOS CIRCUITOS SIMULADOS

Figura 76 – Esquemático do circuito de potência.



Fonte: próprio autor

Figura 77 – Esquemático do circuito de controle.



Fonte: próprio autor

APÊNDICE B – CÓDIGO FONTE UTILIZADO NO C-BLOCK DO PSIM

```

1 #include <Stdlib.h>
2 #include <String.h>
3 #include <math.h>
4 #include <Psim.h>
5
6 #define circular_increment(index,size) ((index + 1) == size) ? 0 : index+1
7
8 #define queue_size 100
9
10 #define Q15_ABSORTION_VOLTAGE 29660
11 #define Q15_FLOAT_VOLTAGE 27205
12
13
14 typedef unsigned int uint32_t;
15 typedef short int16_t;
16 typedef int int32_t;
17 typedef unsigned short uint16_t;
18 typedef unsigned char uint8_t;
19
20 int16_t clock =0;
21
22 float read_input = 0;
23 float write_output;
24
25 typedef enum{
26     carrier_peak=0,
27     bulk_voltage_threshold,
28     absortion_current_threshold
29 }inputs_t;
30
31 typedef enum{
32     CC=0, // Constant current
33     CV // Constant voltage(absortion)
34 }mode_t;
35
36 typedef void(*pStateHandler)(inputs_t next_input, double* in, double* out);
37
38 typedef struct{
39     pStateHandler currentState;
40     inputs_t inQueue[queue_size];
41     uint8_t queueStart;
42     uint8_t queueEnd;
43 }state_machine_t;
44
45 state_machine_t sm_charger;
46
47

```

```

48 typedef struct {
49
50     int32_t q15_coeffs[7];
51     // u[k-1],u[k-2],u[k-3],e[k],e[k-1],e[k-2],e[k-3]
52     int32_t q15_controlHistory[7];
53
54     int16_t q15_controlSetpoint;
55     int16_t q15_measuredOutput;
56     int32_t q15_control_output;
57
58 }t3_t;
59
60 typedef struct{
61     bool onFlutuation;
62     bool onEqualization;
63     int16_t q12_voltage;
64
65 }batInfo_t;
66
67 batInfo_t vrla;
68
69 t3_t vbat_controller;
70 t3_t ilx_controller;
71
72 void writeQueue(state_machine_t* sm, inputs_t in_event)
73 {
74     if ( circular_increment(sm->queueEnd,queue_size) != sm->queueStart )
75     {
76         sm->inQueue[sm->queueEnd] = in_event;
77         sm->queueEnd = circular_increment(sm->queueEnd,queue_size);
78     }
79     else
80     {
81         /* deal with full queue
82          * for now just ignore the write
83          */
84     }
85
86
87 }
88
89 inputs_t readQueue(state_machine_t* sm)
90 {
91     inputs_t temp;
92
93     if(sm->queueStart != sm->queueEnd)
94     {
95         temp = sm->inQueue[sm->queueStart];
96         sm->queueStart = circular_increment(sm->queueStart,queue_size);

```

```
97     return temp;
98 }
99 else
100 {
101     /* deal with empty queue
102      * for now, just ignore the read
103      */
104 }
105
106 }
107
108
109
110 void init_ilx_controller(t3_t* controller)
111 {
112     int i;
113
114     controller->q15_coefs[0] = -4231 ;    // u[k-1]
115     controller->q15_coefs[1] = 26555;    // u[k-2]
116     controller->q15_coefs[2] = 10444;    // u[k-3]
117     // error coefficients
118     controller->q15_coefs[3] = 33420;    //e[k]
119     controller->q15_coefs[4] = -2159;    // e[k-1]
120     controller->q15_coefs[5] = -26109;   // e[k-2]
121     controller->q15_coefs[6] = 9469;     // e[k-3]
122
123     controller->q15_controlSetpoint = 0;
124
125     for(i= 0 ; i< 7 ; i++)controller->q15_controlHistory[i] = 0;
126
127 }
128
129
130 void init_vbat_controller(t3_t* controller)
131 {
132     int i;
133
134     controller->q15_coefs[0] = 13555 ;    // u[k-1]
135     controller->q15_coefs[1] = 16397;    // u[k-2]
136     controller->q15_coefs[2] = 2816;     // u[k-3]
137     // error coefficients
138     controller->q15_coefs[3] = 92947;    //e[k]
139     controller->q15_coefs[4] = -81445;   // e[k-1]
140     controller->q15_coefs[5] = -92591;   // e[k-2]
141     controller->q15_coefs[6] = 81801;    // e[k-3]
142
143
144     controller->q15_controlSetpoint = 0;
145
```

```
146 //controller->q15_controlSetpoint = 3451 << 3;
147
148 for(i= 0 ; i< 7 ; i++)controller->q15_controlHistory[i] = 0;
149 }
150
151
152
153
154 void exec_control(t3_t* controller ,mode_t mode,double* in,double* out)
155 {
156     register i = 0;
157
158     if(mode == CC)
159     {
160         controller->q15_measuredOutput = in[0];
161         controller->q15_measuredOutput <<= 3;
162
163         controller->q15_controlSetpoint = in[2];
164         controller->q15_controlSetpoint <<= 3;
165
166     }
167     else
168     {
169         controller->q15_measuredOutput = in[1];
170         controller->q15_measuredOutput <<= 3;
171     }
172
173
174     controller->q15_controlHistory[3] = controller->q15_controlSetpoint - controller->
        q15_measuredOutput;
175
176     out[1] = controller->q15_controlHistory[3];
177
178     // reset control_output
179     controller->q15_control_output = (int32_t) 0;
180
181     // compute control_output
182     for (i=0 ; i<7; i++)
183         controller->q15_control_output += (int32_t) controller->q15_coeffs[i]*
            controller->q15_controlHistory[i];
184
185     // back to Q15
186     controller->q15_control_output >>= 15;
187
188     // PWM has 10.33 bits of resolution
189     // assuming 1200-1 ARR ST32M register in center align mode
190     // PWM saturation
191     if ( ( controller->q15_control_output >> 5 ) > 400)
192         out[0]= 400;
```

```

193     else if( (controller->q15_control_output >> 5) < 0)
194         out[0] = 0;
195     else
196         out[0] = controller->q15_control_output >> 5 ;
197
198     // update control history
199
200     controller->q15_controlHistory[2] = controller->q15_controlHistory[1];
201     controller->q15_controlHistory[1] = controller->q15_controlHistory[0];
202     controller->q15_controlHistory[0] = controller->q15_control_output;
203
204
205     controller->q15_controlHistory[6] = controller->q15_controlHistory[5];
206     controller->q15_controlHistory[5] = controller->q15_controlHistory[4];
207     controller->q15_controlHistory[4] = controller->q15_controlHistory[3];
208
209 }
210
211 void bulk_charge(inputs_t next_input, double* in, double* out );
212 void float_charge(inputs_t next_input, double* in, double* out);
213
214 void bulk_charge(inputs_t next_input, double*in, double*out)
215 {
216     switch(next_input){
217         case carrier_peak:
218             exec_control(&ilx_controller, CC, in, out);
219             sm_charger.currentState = bulk_charge;
220             break;
221         case bulk_voltage_threshold:
222             // copy current control history to voltage control history so the
223             // controller wont have to do it again
224             memcpy(&vbat_controller.q15_controlHistory, &ilx_controller.
225                 q15_controlHistory, 3*sizeof(int32_t));
226             // Uses last measured voltage as control setpoint
227             vbat_controller.q15_controlSetpoint = in[1];
228             vbat_controller.q15_controlSetpoint <<= 3;
229             sm_charger.currentState = float_charge;
230             break;
231         default:
232             break;
233     }
234 }
235
236 void float_charge(inputs_t next_input, double*in, double*out)
237 {
238     switch(next_input){
239         case carrier_peak:

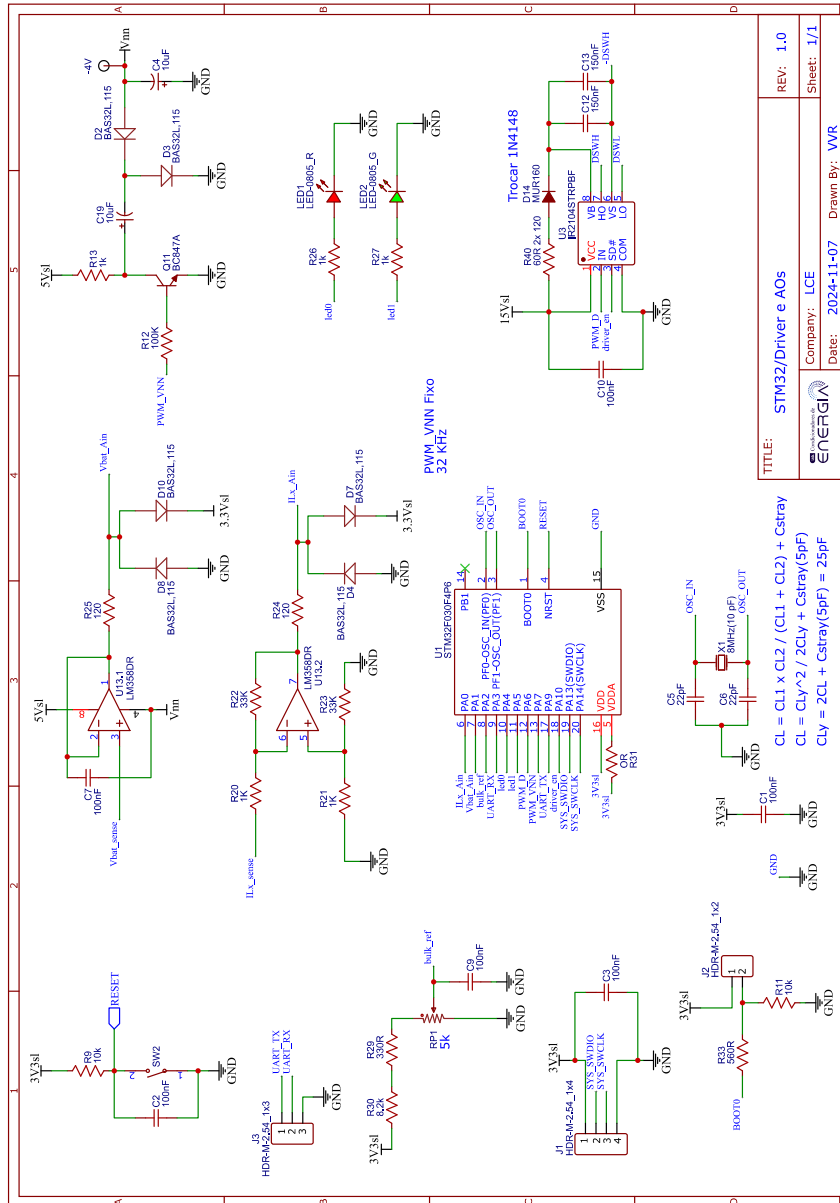
```

```
240         sm_charger.currentState = float_charge;
241         break;
242     default:
243         break;
244     }
245 }
246
247 void init_sm(state_machine_t* sm)
248 {
249     sm->currentState = bulk_charge;
250     // sm->currentState = float_charge;
251     sm->queueEnd = 0;
252     sm->queueStart = 0;
253 }
254
255 int16_t q12_vbat;
256 int dummy = 0;
257 int16_t q12_ilx;
258
259 void SimulationStep(
260     double t, double delt, double *in, double *out,
261     int *pnError, char * szErrorMsg,
262     void ** reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void * reserved_AppPtr)
263 {
264     if(t > 25e-6)
265     {
266         clock++;
267         // Assuming a 1.7e-07 time step at 20 KHz
268         if (clock == 294)
269         {
270             clock = 0;
271             (sm_charger.currentState)(carrier_peak, in, out);
272         }
273     }
274     else
275     {
276         q12_vbat = in[1];
277         q12_ilx = in[0];
278
279         if( q12_vbat >= 3451 )
280         {
281             if(dummy == 0)
282             {
283                 dummy++;
284                 writeQueue(&sm_charger, bulk_voltage_threshold);
285             }
286         }
287     }
288 }
```

```
289     if(sm_charger.queueEnd != sm_charger.queueStart)
290         (sm_charger.currentState)(readQueue(&sm_charger),in,out);
291     }
292 }
293
294
295 void SimulationBegin(
296     const char *szId, int nInputCount, int nOutputCount,
297     int nParameterCount, const char ** pszParameters,
298     int *pnError, char * szErrorMsg,
299     void ** reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void * reserved_AppPtr)
300 {
301     init_sm(&sm_charger);
302     init_vbat_controller(&vbat_controller);
303     init_ilx_controller(&ilx_controller);
304 }
305
306
307 void SimulationEnd(const char *szId, void ** reserved_UserData, int
308     reserved_ThreadIndex, void * reserved_AppPtr)
309 {
310 }
```

Código-fonte 1 – Códifo fonte *C-Block*

Figura 80 – Esquemático do controlador



Fonte: próprio autor

TITLE: STM32/Driver e AOs	REV: 1.0
Company: LCE	Sheet: 1/1
Date: 2024-11-07	Drawn By: VVR

$CL = CL1 \times CL2 / (CL1 + CL2) + Cstray$
 $CL = CLy^2 / 2CLy + Cstray(5pF)$
 $CLy = 2CL + Cstray(5pF) = 25pF$

APÊNDICE D – CÓDIGO FONTE UTILIZADO NO MICROCONTROLADOR STM32F030

```

1  #include "main.h"
2
3  typedef enum{
4      CC=0, // Constant current
5      CV // Constant voltage(float charge)
6 }mode_t;
7
8  typedef struct {
9      // u[k-1],u[k-2],u[k-3],e[k],e[k-1],e[k-2],e[k-3]
10     int32_t q15_coefs[7];
11
12     int32_t q15_controlHistory[7];
13     int16_t q15_controlSetpoint;
14     uint16_t q15_measuredOutput;
15     int32_t q15_control_output;
16
17 }t3_t;
18
19 #define Q15_FLOAT_VOLTAGE 27205
20 #define Q12_FLOAT_VOLTAGE 3542
21
22 #define HEARTBEAT_LED_GPIO_PORT GPIOA
23 #define HEARTBEAT_LED_PIN GPIO_PIN_5
24
25
26 ADC_HandleTypeDef hadc;
27 DMA_HandleTypeDef hdma_adc;
28
29 TIM_HandleTypeDef htim1;
30 TIM_HandleTypeDef htim3;
31
32
33 t3_t vbat_controller;
34 t3_t ilx_controller;
35
36 uint32_t previous_time = 0; // Stores the last time the LED was toggled
37 uint8_t led_state = 0; // Tracks the current state of the LED (0 = OFF, 1 = ON)
38
39 uint16_t adc_buff[3];
40
41 uint32_t debug1 =0;
42
43 void SystemClock_Config(void);
44 static void MX_GPIO_Init(void);
45 static void MX_DMA_Init(void);

```

```
46 static void MX_ADC_Init(void);
47 static void MX_TIM3_Init(void);
48 static void MX_TIM1_Init(void);
49
50 void init_ilx_controller(t3_t* controller);
51 void init_vbat_controller(t3_t* controller);
52
53 void exec_control(t3_t* controller, mode_t mode);
54 void Heartbeat_Update(void);
55
56 int main(void)
57 {
58
59     HAL_Init();
60
61     SystemClock_Config();
62
63     MX_GPIO_Init();
64     MX_DMA_Init();
65     MX_ADC_Init();
66     MX_TIM3_Init();
67     MX_TIM1_Init();
68
69     HAL_TIM_PWM_Start(&htim3, TIM_CHANNEL_1); // D starts at 0%
70     HAL_TIM_PWM_Start(&htim3, TIM_CHANNEL_2); // D starts at 0%
71     // Trigger carrier peak event.(CA Mode 2)
72     init_vbat_controller(&vbat_controller);
73     init_ilx_controller(&ilx_controller);
74     HAL_TIM_Base_Start_IT(&htim3);
75     HAL_TIM_Base_Start(&htim1);
76
77     HAL_GPIO_WritePin(GPIOA, GPIO_PIN_10, GPIO_PIN_SET);
78
79     while (1)
80     {
81         Heartbeat_Update();
82     }
83
84 }
85
86
87 void SystemClock_Config(void)
88 {
89     RCC_OscInitTypeDef RCC_OscInitStruct = {0};
90     RCC_ClkInitTypeDef RCC_ClkInitStruct = {0};
91
92
93     RCC_OscInitStruct.OscillatorType = RCC_OSCILLATORTYPE_HSI14|RCC_OSCILLATORTYPE_HSE;
94     RCC_OscInitStruct.HSEState = RCC_HSE_ON;
```

```

95  RCC_OscInitStruct.HSI14State = RCC_HSI14_ON;
96  RCC_OscInitStruct.HSI14CalibrationValue = 16;
97  RCC_OscInitStruct.PLL.PLLState = RCC_PLL_ON;
98  RCC_OscInitStruct.PLL.PLLSource = RCC_PLLSOURCE_HSE;
99  RCC_OscInitStruct.PLL.PLLMUL = RCC_PLL_MUL6;
100 RCC_OscInitStruct.PLL.PREDIV = RCC_PREDIV_DIV1;
101 if (HAL_RCC_OscConfig(&RCC_OscInitStruct) != HAL_OK)
102 {
103     Error_Handler();
104 }
105
106
107 RCC_ClkInitStruct.ClockType = RCC_CLOCKTYPE_HCLK|RCC_CLOCKTYPE_SYSCLK
108                               |RCC_CLOCKTYPE_PCLK1;
109 RCC_ClkInitStruct.SYSCLKSource = RCC_SYSCLKSOURCE_PLLCLK;
110 RCC_ClkInitStruct.AHBCLKDivider = RCC_SYSCLK_DIV1;
111 RCC_ClkInitStruct.APB1CLKDivider = RCC_HCLK_DIV1;
112
113 if (HAL_RCC_ClockConfig(&RCC_ClkInitStruct , FLASH_LATENCY_1) != HAL_OK)
114 {
115     Error_Handler();
116 }
117 }
118
119 static void MX_ADC_Init(void)
120 {
121
122     ADC_ChannelConfTypeDef sConfig = {0};
123
124     hadc.Instance = ADC1;
125     hadc.Init.ClockPrescaler = ADC_CLOCK_ASYNC_DIV1;
126     hadc.Init.Resolution = ADC_RESOLUTION_12B;
127     hadc.Init.DataAlign = ADC_DATAALIGN_RIGHT;
128     hadc.Init.ScanConvMode = ADC_SCAN_DIRECTION_FORWARD;
129     hadc.Init.EOCSelection = ADC_EOC_SINGLE_CONV;
130     hadc.Init.LowPowerAutoWait = DISABLE;
131     hadc.Init.LowPowerAutoPowerOff = DISABLE;
132     hadc.Init.ContinuousConvMode = DISABLE;
133     hadc.Init.DiscontinuousConvMode = ENABLE;
134     hadc.Init.ExternalTrigConv = ADC_SOFTWARE_START;
135     hadc.Init.ExternalTrigConvEdge = ADC_EXTERNALTRIGCONVEDGE_NONE;
136     hadc.Init.DMAContinuousRequests = ENABLE;
137     hadc.Init.Overrun = ADC_OVR_DATA_PRESERVED;
138     if (HAL_ADC_Init(&hadc) != HAL_OK)
139     {
140         Error_Handler();
141     }
142
143     sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_0;

```

```
144 sConfig.Rank = ADC_RANK_CHANNEL_NUMBER;
145 sConfig.SamplingTime = ADC_SAMPLETIME_13CYCLES_5;
146 if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc, &sConfig) != HAL_OK)
147 {
148     Error_Handler();
149 }
150
151
152 sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_1;
153 if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc, &sConfig) != HAL_OK)
154 {
155     Error_Handler();
156 }
157
158 sConfig.Channel = ADC_CHANNEL_2;
159 if (HAL_ADC_ConfigChannel(&hadc, &sConfig) != HAL_OK)
160 {
161     Error_Handler();
162 }
163
164 }
165
166 static void MX_TIM1_Init(void)
167 {
168
169
170     TIM_ClockConfigTypeDef sClockSourceConfig = {0};
171     TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = {0};
172
173     htim1.Instance = TIM1;
174     htim1.Init.Prescaler = 4800-1;
175     htim1.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_UP;
176     htim1.Init.Period = 10000-1;
177     htim1.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
178     htim1.Init.RepetitionCounter = 0;
179     htim1.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
180     if (HAL_TIM_Base_Init(&htim1) != HAL_OK)
181     {
182         Error_Handler();
183     }
184     sClockSourceConfig.ClockSource = TIM_CLOCKSOURCE_INTERNAL;
185     if (HAL_TIM_ConfigClockSource(&htim1, &sClockSourceConfig) != HAL_OK)
186     {
187         Error_Handler();
188     }
189     sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
190     sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
191     if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim1, &sMasterConfig) != HAL_OK)
192     {
```

```
193     Error_Handler();
194 }
195 }
196
197
198 static void MX_TIM3_Init(void)
199 {
200
201     TIM_MasterConfigTypeDef sMasterConfig = {0};
202     TIM_OC_InitTypeDef sConfigOC = {0};
203
204     htim3.Instance = TIM3;
205     htim3.Init.Prescaler = 0;
206     htim3.Init.CounterMode = TIM_COUNTERMODE_CENTERALIGNED2;
207     htim3.Init.Period = 1200-1;
208     htim3.Init.ClockDivision = TIM_CLOCKDIVISION_DIV1;
209     htim3.Init.AutoReloadPreload = TIM_AUTORELOAD_PRELOAD_DISABLE;
210     if (HAL_TIM_PWM_Init(&htim3) != HAL_OK)
211     {
212         Error_Handler();
213     }
214     sMasterConfig.MasterOutputTrigger = TIM_TRGO_RESET;
215     sMasterConfig.MasterSlaveMode = TIM_MASTERSLAVEMODE_DISABLE;
216     if (HAL_TIMEx_MasterConfigSynchronization(&htim3, &sMasterConfig) != HAL_OK)
217     {
218         Error_Handler();
219     }
220     sConfigOC.OCMode = TIM_OCMODE_PWM1;
221     sConfigOC.Pulse = 0;
222     sConfigOC.OCpolarity = TIM_OCPOLARITY_HIGH;
223     sConfigOC.OCFastMode = TIM_OCFAST_DISABLE;
224     if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim3, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_1) != HAL_OK)
225     {
226         Error_Handler();
227     }
228     sConfigOC.Pulse = 600-1;
229     if (HAL_TIM_PWM_ConfigChannel(&htim3, &sConfigOC, TIM_CHANNEL_2) != HAL_OK)
230     {
231         Error_Handler();
232     }
233
234     HAL_TIM_MspPostInit(&htim3);
235
236 }
237
238 static void MX_DMA_Init(void)
239 {
240
241     __HAL_RCC_DMA1_CLK_ENABLE();
```

```
242
243
244 HAL_NVIC_SetPriority(DMA1_Channel2_3_IRQn, 0, 0);
245 HAL_NVIC_EnableIRQ(DMA1_Channel2_3_IRQn);
246
247 }
248
249
250 static void MX_GPIO_Init(void)
251 {
252     GPIO_InitTypeDef GPIO_InitStructure = {0};
253
254     __HAL_RCC_GPIOF_CLK_ENABLE();
255     __HAL_RCC_GPIOA_CLK_ENABLE();
256
257     HAL_GPIO_WritePin(GPIOA, GPIO_PIN_4|GPIO_PIN_5|GPIO_PIN_10, GPIO_PIN_RESET);
258
259     GPIO_InitStructure.Pin = GPIO_PIN_3|GPIO_PIN_9;
260     GPIO_InitStructure.Mode = GPIO_MODE_AF_PP;
261     GPIO_InitStructure.Pull = GPIO_NOPULL;
262     GPIO_InitStructure.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_HIGH;
263     GPIO_InitStructure.Alternate = GPIO_AF1_USART1;
264     HAL_GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);
265
266
267     GPIO_InitStructure.Pin = GPIO_PIN_4|GPIO_PIN_5|GPIO_PIN_10;
268     GPIO_InitStructure.Mode = GPIO_MODE_OUTPUT_PP;
269     GPIO_InitStructure.Pull = GPIO_NOPULL;
270     GPIO_InitStructure.Speed = GPIO_SPEED_FREQ_LOW;
271     HAL_GPIO_Init(GPIOA, &GPIO_InitStructure);
272
273 }
274
275
276 void HAL_TIM_PeriodElapsedCallback(TIM_HandleTypeDef *htim)
277 {
278     if (htim->Instance == TIM3) // Check if the event is from TIM3
279     {
280         HAL_ADC_Start_DMA(&hadc, (uint32_t*) adc_buff, 3);
281         if (adc_buff[1] >= Q12_FLOAT_VOLTAGE)
282             exec_control(&vbat_controller, CV);
283         else
284             exec_control(&ilx_controller, CC);
285
286         if (adc_buff[0] < 303)
287             HAL_GPIO_WritePin(GPIOA, GPIO_PIN_4, GPIO_PIN_RESET);
288         else
289             HAL_GPIO_WritePin(GPIOA, GPIO_PIN_4, GPIO_PIN_SET);
290     }
```

```
291 }
292
293
294 void exec_control(t3_t* controller, mode_t mode)
295 {
296     HAL_GPIO_WritePin(GPIOA, GPIO_PIN_10, GPIO_PIN_SET);
297
298     register int i = 0;
299
300     if(mode == CC)
301     {
302         controller->q15_measuredOutput = adc_buff[0] << 3;
303         controller->q15_controlSetpoint = adc_buff[2] << 3;
304
305     }
306     else
307     {
308
309         controller->q15_measuredOutput = adc_buff[1] << 3;
310     }
311
312     controller->q15_controlHistory[3] = controller->q15_controlSetpoint - controller->
        q15_measuredOutput;
313
314     // reset control_output
315     controller->q15_control_output = (int32_t) 0;
316
317     // compute control_output
318     for (i=0 ; i<7; i++)
319         controller->q15_control_output += (int32_t) controller->q15_coeffs[i]*
            controller->q15_controlHistory[i];
320
321     // back to Q15
322     controller->q15_control_output >>= 15;
323
324     // PWM saturation
325     if ( ( controller->q15_control_output >> 5 ) > 700)
326         TIM3->CCR1 = 700;
327     else if( ( controller->q15_control_output >> 5 ) < 0)
328         TIM3->CCR1 = 0;
329     else
330         TIM3->CCR1 = controller->q15_control_output >> 5 ;
331
332
333     // update control history
334
335     controller->q15_controlHistory[2] = controller->q15_controlHistory[1];
336     controller->q15_controlHistory[1] = controller->q15_controlHistory[0];
337     controller->q15_controlHistory[0] = controller->q15_control_output;
```

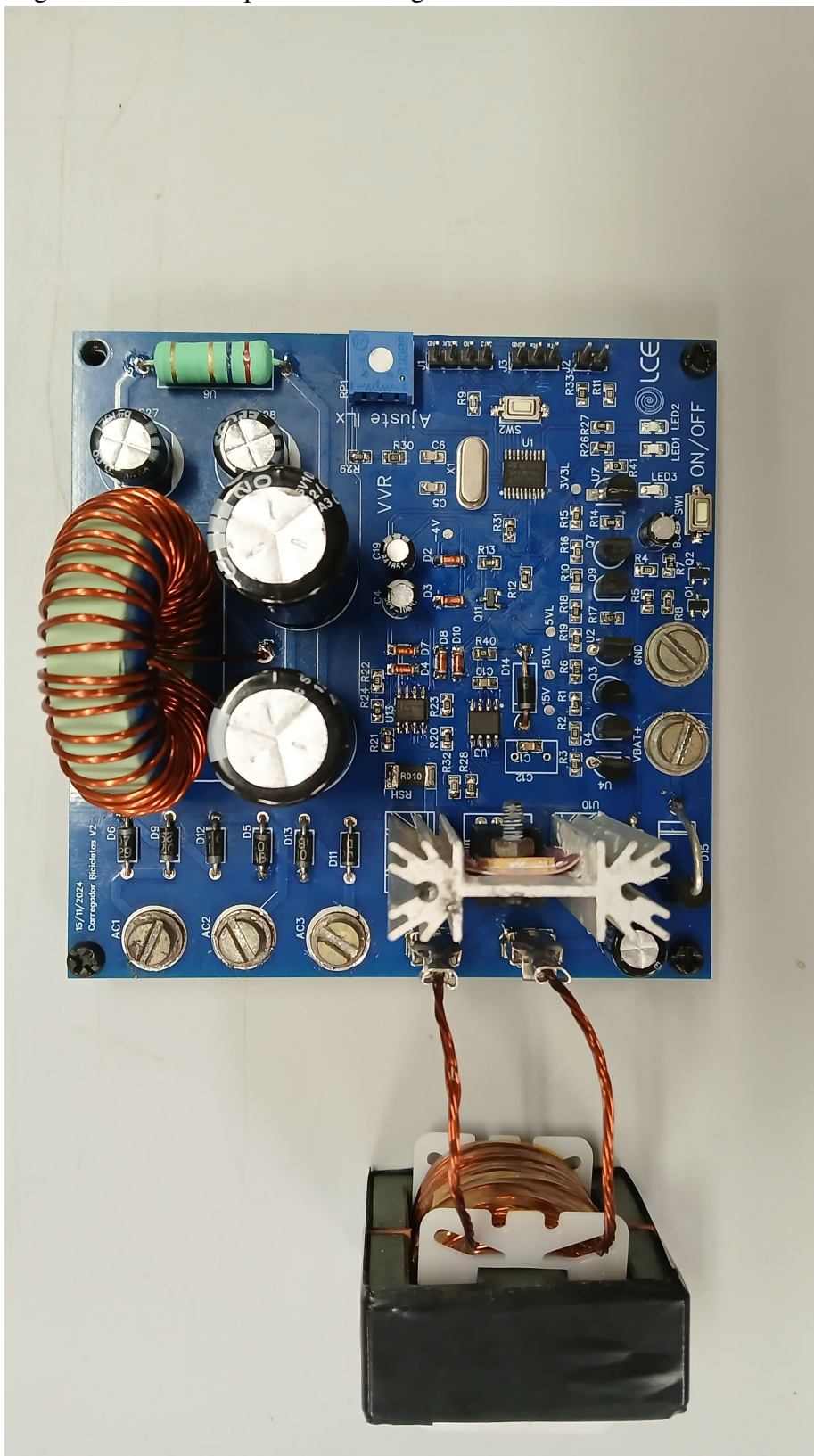
```
338
339     controller->q15_controlHistory[6] = controller->q15_controlHistory[5];
340     controller->q15_controlHistory[5] = controller->q15_controlHistory[4];
341     controller->q15_controlHistory[4] = controller->q15_controlHistory[3];
342
343 }
344
345
346 void init_ilx_controller(t3_t* controller)
347 {
348     int i;
349
350     controller->q15_coefs[0] = -4231 ;    // u[k-1]
351     controller->q15_coefs[1] = 26555;    // u[k-2]
352     controller->q15_coefs[2] = 10444;    // u[k-3]
353     // error coefficients
354     controller->q15_coefs[3] = 33420;    //e[k]
355     controller->q15_coefs[4] = -2159;    // e[k-1]
356     controller->q15_coefs[5] = -26109;  // e[k-2]
357     controller->q15_coefs[6] = 9469;    // e[k-3]
358
359     controller->q15_controlSetpoint = 0;
360
361     for(i= 0 ; i< 7 ; i++)controller->q15_controlHistory[i] = 0;
362
363 }
364
365
366 void init_vbat_controller(t3_t* controller)
367 {
368     int i;
369
370     controller->q15_coefs[0] = 13555 ;    // u[k-1]
371     controller->q15_coefs[1] = 16397;    // u[k-2]
372     controller->q15_coefs[2] = 2816;    // u[k-3]
373     // error coefficients
374     controller->q15_coefs[3] = 92947;    //e[k]
375     controller->q15_coefs[4] = -81445;    // e[k-1]
376     controller->q15_coefs[5] = -92591;  // e[k-2]
377     controller->q15_coefs[6] = 81801;    // e[k-3]
378
379     controller->q15_controlSetpoint = 0;
380
381     //controller->q15_controlSetpoint = 3451 << 3;
382
383     for(i= 0 ; i< 7 ; i++)controller->q15_controlHistory[i] = 0;
384 }
385
386 void Heartbeat_Update(void) {
```

```
387     uint32_t current_time = __HAL_TIM_GET_COUNTER(&htim1);
388
389     if (current_time - previous_time >= 2000) {
390         if (led_state == 0) {
391             HAL_GPIO_WritePin(HEARTBEAT_LED_GPIO_PORT, HEARTBEAT_LED_PIN, GPIO_PIN_SET
392                 );
393             led_state = 1;
394         } else {
395             HAL_GPIO_WritePin(HEARTBEAT_LED_GPIO_PORT, HEARTBEAT_LED_PIN,
396                 GPIO_PIN_RESET);
397             led_state = 0;
398         }
399         previous_time = current_time;
400     }
401 }
402
403 void Error_Handler(void)
404 {
405     __disable_irq();
406     while (1)
407     {
408     }
409 }
410
411 #ifndef USE_FULL_ASSERT
412 void assert_failed(uint8_t *file, uint32_t line)
413 {
414 }
415 #endif
```

Código-fonte 2 – Códifo fonte STM32F030k

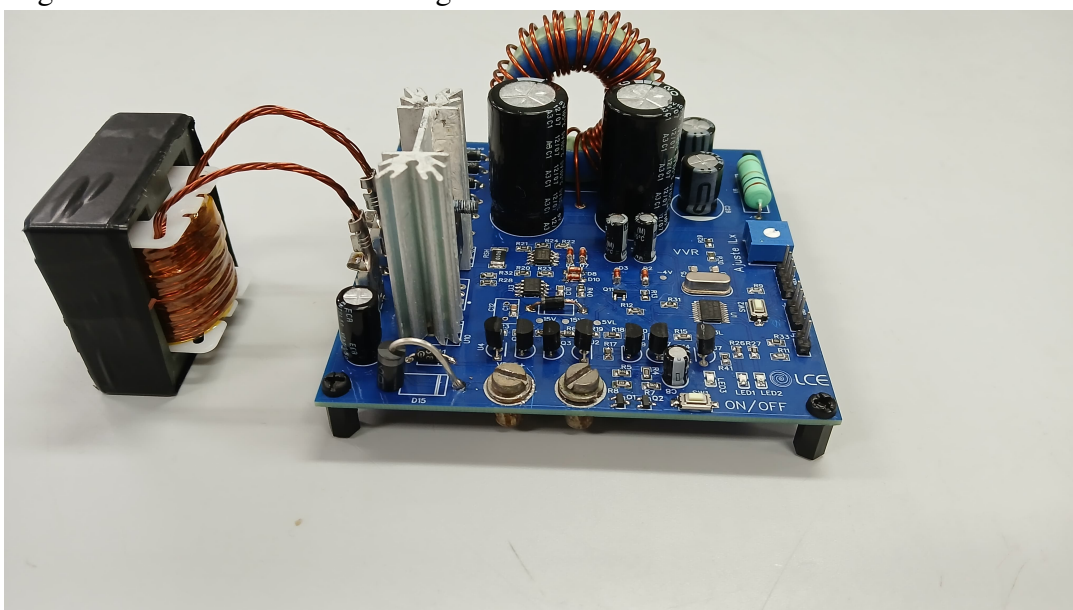
APÊNDICE E – FOTOGRAFIAS DO PROTÓTIPO

Figura 83 – Vista superior do carregador de baterias.



Fonte: próprio autor

Figura 85 – Vista lateral do carregador de baterias.



Fonte: próprio autor