UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGEEL

MAURÍCIO CORRÊA DA SILVA

CONVERSOR CC-CC PARA ELETROPOSTO MÓVEL DE RECARGA EMERGENCIAL PARA BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

JOINVILLE
2024

MAURÍCIO CORRÊA DA SILVA

CONVERSOR CC-CC PARA ELETROPOSTO MÓVEL DE RECARGA EMERGENCIAL PARA BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós–Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer

JOINVILLE
2024

Ficha catalográfica elaborada pelo programa de geração automática da

Biblioteca Universitária Udesc,

com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Silva, Maurício Corrêa da
Conversor cc-cc para Eletroposto Móvel de Recarga Emergencial para Baterias de Veículos Elétricos / Maurício Corrêa da Silva. -- 2024.
134 p.

Orientador: Alessando Luiz Batschauer
Dissertação (mestrado) -- Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2024.

1. Veículos Elétricos. 2. Baterias. 3. Corrente Contínua. 4. Conversor cc-cc. I. Batschauer, Alessando Luiz. II. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

MAURÍCIO CORRÊA DA SILVA

CONVERSOR CC-CC PARA ELETROPOSTO MÓVEL DE RECARGA EMERGENCIAL PARA BATERIAS DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós–Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Alessandro Luiz Batschauer

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Alessandro Luiz Batschauer, Dr. Eng.
UDESC (Presidente/Orientador)

Membros:

Prof. Marcelo Cabral Cavalcanti, Dr. Eng.
UFPE

Prof. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr. Eng.
UDESC

Joinville, 15 de Julho de 2024

AGRADECIMENTOS

Agradeço,

Aos meus pais Joarez e Marly, pela vida, apoio e suporte.

Ao ilustre Professor Dr. Alessandro Luiz Batschauer, pela confiança, inspiração e orientação ao longo deste trabalho.

Aos eminentes Professores integrantes do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica - nPEE, que em muito contribuíram na construção dos meus conhecimentos em Eletrônica de Potência: Dr. Alessandro Luiz Batschauer, Dr. Joselito Anastácio Heerdt, Dr. Marcello Mezaroba, Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira e Dr. Yales Rômulo de Novaes.

Aos nobres colegas Dr. Felipe Joel Zimann, Dr. Jhon Brajhan Benites Quispe e Me. Rodrigo Heinrich, pelo auxílio durante a implementação do protótipo e boas dicas compartilhadas.

À Universidade do Estado de Santa Catarina e ao Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica (PPGEEL) do Centro de Ciências Tecnológicas (CCT), que por meio do Programa de Bolsas de Monitoria de Pós-Graduação (PROMOP) proporcionou o desenvolvimento desta pesquisa.

À energia que rege o Universo.

"If you want to find the secrets of the universe, think in terms of energy, frequency, and vibration." (Nikola Tesla)

RESUMO

A crescente difusão dos veículos eletrificados enfatiza questões vitais para a massificação desta tecnologia. O fato de necessitar reboque no caso de uma descarga completa das baterias — devido ao sistema de frenagem regenerativa que impede que o veículo elétrico (VE) seja empurrado além de poucos metros — é um inconveniente significativo, uma vez que atualmente grande parte das estações de recarga são alocadas em pontos fixos. Por isso, é crucial o desenvolvimento de eletropostos móveis que provejam um carregamento de caráter emergencial, a fim de proporcionar uma autonomia ao VE no menor tempo possível, o que pode ser realizado através de uma recarga rápida em corrente contínua. Esta dissertação propõe um conversor cc-cc não isolado para compor um carregador móvel que usa como fonte de energia um banco de baterias, o que permite a portabilidade do equipamento. Como o conversor é intermediário entre dois sistemas de baterias, geralmente constituídas de íons de lítio, é fundamental que as ondulações das correntes drenada na entrada e fornecida na saída do conversor sejam de reduzida amplitude. Para isso, é proposto um conversor elevador de múltiplos estágios operando de modo intercalado, com filtro LC de saída e modulado por largura de pulsos com as portadoras em deslocamento de fase. O conversor é controlado por um sistema de malha fechada utilizando uma técnica de controle multimalhas em cascata, implementada com um processador digital de sinais, cujo funcionamento é demonstrado através de resultados experimentais.

Palavras-chave: Veículos Elétricos. Baterias. Corrente Contínua. Conversor cc-cc.

ABSTRACT

The increasing diffusion of electrified vehicles highlights vital issues for the mass adoption of this technology. The fact that a tow is required in case of complete battery discharge — due to the regenerative braking system preventing the electric vehicle (EV) from being pushed beyond a few meters — is a significant inconvenience, especially since currently, many charging stations are fixed points. Therefore, the development of mobile charging stations that provide emergency charging is crucial to provide EVs with autonomy in the shortest possible time, achievable through fast direct current charging. This dissertation proposes a non-isolated DC-DC converter to compose a mobile charger using a battery bank as its power source, ensuring equipment portability. As the converter serves as an intermediary between two battery systems typically composed of lithium-ion cells, it is essential that the current ripples drawn from and supplied to the converter input and output are minimized. To achieve this, a multi-stage boost converter operating in an interleaved manner is proposed, with an LC output filter and pulse width modulation with phase-shifted carriers. The converter is controlled by a closed-loop system using a multiloop cascaded control technique, implemented with a digital signal processor, whose operation is demonstrated through experimental results.

Keywords: Electric Vehicle. Battery. Direct Current. dc-dc Converter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Primeira carruagem movida à bateria. 20
Figura 2 – Carruagem elétrica produzida por *City and Suburban Electric Carriage Company* em Londres, Reino Unido. 21
Figura 3 – Densidades de energia específica e volumétrica de diferentes baterias eletroquímicas. 22
Figura 4 – Modos V2G e G2V. 23
Figura 5 – Modo V2H. 24
Figura 6 – Modo V2V. 24
Figura 7 – Vendas globais de VEs e participação de mercado. 26
Figura 8 – Vendas e market share de automóveis e comerciais leves eletrificados entre 2012 e 2022 no Brasil. 26
Figura 9 – Pontos de carregamento públicos e privados instalados para veículos elétricos leves. 27
Figura 10 – Estimativas de estações de recarga públicas e semipúblicas no Brasil. . 28
Figura 11 – Diagrama de blocos de um sistema de carregamento condutivo e demais componentes a bordo de um veículo elétrico à bateria (BEV). 30
Figura 12 – Tipos de conectores para carregamento de VEs. 32
Figura 13 – Classificação da infraestrutura de carregamento de veículos elétricos. . 32
Figura 14 – Tempos de carregamento em ca e cc variando em função da autonomia. 34
Figura 15 – Ilustração do método CC - CV para a recarga de baterias. 38
Figura 16 – Diagrama de blocos de possíveis conversores eletrônicos a bordo de um VE. 39
Figura 17 – Diagrama de blocos de uma estrutura típica de um carregador de bateria para VE. 40
Figura 18 – Categorização de conversores cc-cc elevadores. 42
Figura 19 – Conversores cc-cc elevadores não isolados. 43
Figura 20 – Resposta ao degrau unitário de um sistema de fase não mínima. 43
Figura 21 – Classificação das técnicas de elevação de tensão aplicáveis em conversores estáticos cc-cc. 44
Figura 22 – Circuitos básicos de diferentes técnicas de elevação de tensão em conversores cc-cc. 46
Figura 23 – Topologia do conversor cc-cc elevador (*Boost*) com filtro LC de saída. . 47
Figura 24 – Topologia do conversor cc-cc elevador (*Boost*) com filtro LC de saída, acoplamento magnético e rede de amortecimento RC. 48
Figura 25 – Topologias de conversores cc-cc elevadores. 49
Figura 26 – Topologia do conversor cc-cc elevador ZetaBoost. 50

Figura 27 – Formas de onda de simulação das correntes de entrada e saída e da tensão de saída dos conversores I, II e III. 52
Figura 28 – Estados topológicos do conversor *Boost* ideal com filtro LC de saída. . 54
Figura 29 – Circuito de simulação numérica para a obtenção da resposta em frequência dos conversores I, II e III operando em malha aberta. 58
Figura 30 – Resposta em frequência da planta $\frac{i_{L_o}(s)}{d(s)}$ para os conversores I, II e III. . 58
Figura 31 – Resposta em frequência compensada das plantas $\frac{i_{L_o}(s)}{d(s)}$ dos conversores I, II e III. 59
Figura 32 – Circuito de simulação numérica para os conversores I, II e III operando em malha fechada. 60
Figura 33 – Resposta de simulação numérica dos conversores I, II e III ao degrau de $\pm 50\,\%$ na referência de corrente. 61
Figura 34 – Resposta de simulação numérica dos conversores I, II e III ao degrau de $\pm 50\,\%$ na potência consumida pela carga. 62
Figura 35 – Topologia ideal do conversor cc-cc elevador intercalado com filtro LC. . 65
Figura 36 – Formas de onda de simulação numérica ideal do conversor cc-cc elevador intercalado com filtro LC de saída. 66
Figura 37 – Formas de onda de simulação numérica ideal das correntes de entrada, saída e da tensão de saída do conversor cc-cc elevador intercalado com filtro LC de saída. 67
Figura 38 – Forma de onda da característica de transferência estática do conversor cc-cc elevador intercalado com filtro LC de saída. 68
Figura 39 – Ilustração de um indutor com núcleo de geometria toroidal. 73
Figura 40 – Diagrama de blocos do sistema de controle multimalhas em cascata no domínio contínuo da frequência. 75
Figura 41 – Circuito equivalente simplificado do conversor CC - CC elevador com filtro LC de saída. 77
Figura 42 – Malha de controle digital equivalente no domínio do tempo contínuo. . 78
Figura 43 – Circuito térmico equivalente para um semicondutor discreto operando em regime permanente. 81
Figura 44 – Indutores confeccionados para o conversor proposto. 86
Figura 45 – Esquemático do circuito de condicionamento de sinais das correntes nos indutores de entrada e ganho para os sinais PWM. 88
Figura 46 – Esquemático do circuito de condicionamento de sinais da tensão e da corrente de saída. 88
Figura 47 – Esquemático do circuito de potência. 88
Figura 48 – Resposta em frequência e ao degrau unitário da planta $G_{i_L d}(s)$ compensada. 89

Figura 49 – Resposta em frequência e ao degrau unitário da planta $G_{v_o i_L}(s)$ compensada. 90
Figura 50 – Resposta em frequência e ao degrau unitário da planta $G_{i_o v_o(s)}$ compensada. 91
Figura 51 – Circuito de simulação numérica do conversor proposto. 92
Figura 52 – Resposta dos controladores ao degrau de $\pm 50\,\%$ na referência da corrente de saída. 93
Figura 53 – Resposta dos controladores ao degrau de $\pm 50\,\%$ na potência drenada pela carga. 94
Figura 54 – Resposta dos controladores ao degrau de $\pm 20\,\%$ na tensão de entrada. 95
Figura 55 – Pulsos de comando para o acionamento dos interruptores. 97
Figura 56 – Protótipo implementado. 98
Figura 57 – Formas de onda das tensões nos semicondutores. 99
Figura 58 – Formas de onda da tensão nos interruptores de uma fase. 100
Figura 59 – Formas de onda da tensão no diodo de uma fase. 101
Figura 60 – Formas de onda das correntes nos indutores de entrada. 102
Figura 61 – Formas de onda da tensão de saída em azul, corrente de saída em verde, tensão de entrada em ciano e corrente de entrada em rosa. 103
Figura 62 – Formas de onda da corrente no indutor de uma fase (azul), tensão (ciano) e corrente de saída (verde), e sinal de comando dos interruptores (rosa), a um degrau de $\pm 60\,\mathrm{V}$ na fonte de alimentação. 104
Figura 63 – Formas de onda da corrente no indutor de uma fase (azul), tensão (ciano) e corrente de saída (verde), e sinal de comando dos interruptores (rosa), a um degrau de $\pm 60\,\mathrm{V}$ na fonte de alimentação. 105
Figura 64 – Formas de onda da corrente no indutor de uma fase (azul), tensão (ciano) e corrente de saída (verde), e sinal de comando dos interruptores (rosa), a um degrau de $\pm 500\,\mathrm{W}$ de potência. 106
Figura 65 – Formas de onda da corrente no indutor de uma fase (azul), tensão (ciano) e corrente de saída (verde), e sinal de comando dos interruptores (rosa), a um degrau de $\pm 500\,\mathrm{W}$ de potência. 107
Figura 66 – Camada superior da PCB gerada pelo Altium Designer. 119
Figura 67 – Camada inferior da PCB gerada pelo Altium Designer. 120
Figura 68 – Vista superior da PCB gerada pelo Altium Designer. 121
Figura 69 – Vista inferior da PCB gerada pelo Altium Designer. 122

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações de baterias utilizadas em VEs. 23
Tabela 2 – Classificação dos modos de carregamento em ca e cc. 33
Tabela 3 – Requisitos gerais para estação de carregamento em cc. 35
Tabela 4 – Especificações do conversor para o carregador de baterias de VEs. . . . 50
Tabela 5 – Valores de indutância, capacitância e energia dos elementos armazenadores de energia dos conversores I, II e III. 51
Tabela 6 – Matrizes médias da representação do modelo dinâmico dos conversores I, II e III no espaço de estados. 57
Tabela 7 – Características dos controladores para os conversores I, II e III. 60
Tabela 8 – Parâmetros nominais de projeto para o conversor proposto. 70
Tabela 9 – Esforços de corrente e tensão calculados e simulados para o conversor proposto. 71
Tabela 10 – Valores dos coeficientes da planta $G_{i_{Li}d}(s)$. 76
Tabela 11 – Valores dos coeficientes da planta $G_{v_o i_{Li}}(s)$. 77
Tabela 12 – Parâmetros do IGBT IKW50N65H5 INFINEON. 80
Tabela 13 – Parâmetros do diodo 30ETH06 INTERNATIONAL RECTIFIER. . . . 81
Tabela 14 – Parâmetros nominais dos indutores de entrada. 82
Tabela 15 – Parâmetros do núcleo MMTS26T10216 MAGMATTEC. 83
Tabela 16 – Parâmetros nominais dos indutores de saída. 84
Tabela 17 – Parâmetros do núcleo MMT026T2711 MAGMATTEC. 84
Tabela 18 – Parâmetros do capacitor C4AQPEW5450M3BJ KEMET. 86
Tabela 19 – Parâmetros do capacitor B32674D4475K TDK/EPCOS. 86
Tabela 20 – Parâmetros do *driver* DRO100S25A SUPPLIER. 87

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
ADC	*Analog-to-Digital Converter* — Conversor Analógico Digital
BEV	*Battery Electric Vehicle* — Veículo Elétrico a Bateria
BMS	*Battery Management System* — Sistema de Gerenciamento de Bateria
BoL	*Beginning-of-Life* — Início de Vida Útil
CA	Corrente Alternada
CAN	*Controller Area Network*
CC	Corrente Contínua
CCC	*Controlled Current Charging* — Carregamento Controlado em Corrente
CC - CV	*Constant Current - Constante Voltage* — Corrente Constante - Tensão Constante
CCM	*Continuous Conduction Mode* — Modo de Condução Contínuo
CCS	*Combined Charging System*
CHAdeMO	*CHArge de MOve*
CVC	*Controlled Voltage Charging* — Carregamento Controlado em Tensão
DoD	*Depth-of-Discharge* — Profundidade de Descarga
DSP	*Digital Signal Processor* — Processador Digital de Sinais
EMI	*Electromagnetic Interference* — Interferência Eletromagnética
EoL	*End-of-Life* — Fim de Vida Útil
ESS	*Energy Storage System* — Sistema de Armazenamento de Energia
EVSE	*Electric Vehicle Supply Equipment* — Equipamento de Fornecimento de Energia para Veículo Elétrico
FT	Função de Transferência
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
G2V	*Grid-to-Vehicle*
GaN	*Gallium Nitride* — Nitreto de Gálio
GB/T	*Guobiau*
HEV	*Hybrid Electric Vehicle* — Veículo Elétrico Híbrido
IEA	*International Energy Agency*
IEC	*International Electrotechnical Commission*

IEEE	*Institute of Electrical and Electronics Engineers*
IGBT	*Insulated Gate Bipolar Transistor* — Transistor Bipolar de Porta Isolada
Li-ion	Íons de Lítio
LFP	Fosfato de Ferro e Lítio
LMO	Óxido de Lítio Manganês
LTO	Titânato de Lítio
MF	Margem de Fase
MTBF	*Mean Time Between Failures* — Tempo Médio Entre Falhas
NBR	Norma Brasileira
Ni-Cd	Níquel Cádmio
Ni-MH	Hidreto Metálico de Níquel
NMC	Óxido de Lítio Níquel Manganês Cobalto
NCA	Óxido de Lítio Níquel Cobalto Alumínio
RUL	*Remaining Useful Life* — Vida Útil Remanescente
RCD	*Residual Current Device* — Dispositivo de Corrente Residual
PHVE	*Plug-in Hybrid Electric Vehicle* — Veículo Elétrico Híbrido Plug-in
SAE	*Society of Automotive Engineers*
SiC	*Silicon Carbide* — Carbeto de Silício
SoC	*State-of-Charge* — Estado de Carga
SoH	*State-of-Health* — Estado de Saúde
P	Controlador Proporcional
PI	Controlador Proporcional - Integral
PS-PWM	*Phase Shift Pulse Width Modulation* — Modulação por largura de pulsos com as portadoras em deslocamento de fase
RFI	*Radio Frequency Interference* — Interferência por Rádio-Frequência
VE	Veículo Elétrico
V2V	*Vehicle-to-Vehicle*
V2G	*Vehicle-to-Grid*
V2H	*Vehicle-to-Home*
VL-SL	*Voltage Lift Switched Inductor*
VMC	*Voltage Multiplier Cell*

OBC	*On-Board Charger* — Carregador Embarcado
PCB	*Printed Circuit Board* — Placa de Circuito Impresso
PWM	*Pulse Width Modulation* — Modulação por Largura de Pulso
UPS	*Uninterruptible Power Supply* — Fonte de Alimentação Ininterrupta

LISTA DE SÍMBOLOS

ϕ	Ângulo de defasagem entre portadoras triangulares
N	Número de fases do conversor intercalado
M_{DC}	Ganho estático de tensão
η	Rendimento
D	Razão cíclica
D'	Razão cíclica complementar
φ	Fase de uma fonte de alimentação ca
E_{bat}	Energia de bateria
$t_{ca,cc}$	Tempo de recarga em ca e cc
$P_{ca,cc}$	Potência de recarga em ca e cc
C_{bat}	Capacidade da bateria
t_0	Tempo inicial
η_C	Eficiência Coulombiana
V_i	Tensão de entrada
V_o	Tensão de saída
M	Indutância mútua
L_i	Indutância de entrada
L_o	Indutância de saída
k	Coeficiente de acoplamento magnético
R_d	Resistor de amortecimento
R_{eq}	Resistência equivalente de carga
C_d	Capacitor de amortecimento
S_w	Interruptor comutado em alta frequência
D_i	Diodo de potência
C_b	Capacitância *boost* intermediária
C_f	Capacitância de filtro
C_o	Capacitância de saída
P_o	Potência de saída
f_s	Frequência de comutação
f_c	Frequência de corte ou frequência de cruzamento por 0 dB

T_s	Período de comutação
ΔI_i	Ondulação da corrente de entrada
ΔI_o	Ondulação da corrente de saída
ΔV_o	Ondulação da tensão de saída
W_L	Energia armazenada no indutor
W_C	Energia armazenada no capacitor
i_{Li}	Corrente no indutor de entrada
i_{Lo}	Corrente no indutor de saída
i_o	Corrente de saída
i_S	Corrente no interruptor
i_D	Corrente no diodo
v_{Li}	Tensão no indutor de entrada
v_{Lo}	Tensão no indutor de saída
v_{Cb}	Tensão no capacitor *boost*
v_{Co}	Tensão no capacitor de saída
T_{on}	Período de condução do interruptor
T_{off}	Período de bloqueio do interruptor
N_e	Número de espiras
ϕ_m	Ângulo da margem de fase
C_{i_o}	Controlador da corrente de saída
C_{v_o}	Controlador da tensão de saída
C_{i_L}	Controlador da corrente do indutor
$G_{i_L d}(s)$	Função de transferência da corrente do indutor em função da razão cíclica
$G_{v_o i_L}(s)$	Função de transferência da tensão de saída em função da corrente do indutor
$G_{i_o v_o}(s)$	Função de transferência da corrente de saída em função da tensão de saída
K_{ADC}	Ganho do conversor analógico digital
K_{i_L}	Ganho do sensor de corrente do indutor
K_{v_o}	Ganho do sensor de tensão da saída
K_{i_o}	Ganho do sensor de corrente da saída

A_L	Indutância específica
l_N	Valor médio do percurso do caminho magnético
ϕ_{int}	Diâmetro interno do núcleo ,
ϕ_{ext}	Diâmetro externo do núcleo
μ_r	Permeabilidade magnética relativa
μ_i	Permeabilidade magnética inicial
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo
B_m	Máxima densidade de fluxo magnético
P_N	Perdas no núcleo
P_C	Perdas por Efeito Joule
P_v	Densidade de perdas no núcleo
R_w	Resistência do condutor
d_{awg}	Diâmetro do condutor
R_awg	Resistência por metro do condutor
MLT	Comprimento médio de uma espira
H_N	Altura do núcleo

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO . . . 20
1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E PROBLEMÁTICA . . . 25
1.2 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO . . . 29
1.3 ESTRUTURA DO TEXTO . . . 29
2 ASPECTOS GERAIS ACERCA DE VEÍCULOS ELÉTRICOS . . . 30
2.1 SISTEMAS DE RECARGA CONDUTIVA . . . 30
2.1.1 Modos de carregamento . . . 33
2.1.2 Recarga em corrente contínua . . . 35
2.2 BATERIAS ELETROQUÍMICAS . . . 36
2.2.1 Parâmetros de desempenho . . . 37
2.2.2 Método de recarga . . . 38
2.3 CONVERSÃO ELETRÔNICA DE ENERGIA . . . 39
2.4 CONCLUSÕES . . . 41
3 CONVERSORES CC-CC ELEVADORES NÃO-ISOLADOS . . . 42
3.1 INTRODUÇÃO . . . 42
3.2 ESTADO DA ARTE . . . 44
3.3 ANÁLISE DE TOPOLOGIAS COM REDUZIDA ONDULAÇÃO DE CORRENTE . . . 50
3.3.1 Modelo Médio no Espaço de Estados . . . 52
3.4 CONCLUSÕES . . . 63
4 CONVERSOR CC-CC ELEVADOR INTERCALADO COM FILTRO LC DE SAÍDA . . . 65
4.1 ABORDAGEM TEÓRICA . . . 65
4.1.1 Indutores com núcleo de geometria toroidal . . . 71
4.1.2 Sistema de controle em malha fechada . . . 74
4.1.2.1 Implementação digital . . . 77
4.2 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA . . . 79
4.2.1 Semicondutores discretos . . . 79
4.2.1.1 Dissipação térmica . . . 81
4.2.2 Armazenadores de energia . . . 82
4.2.2.1 Magnéticos . . . 82
4.2.2.2 Capacitivos . . . 85
4.3 PROJETO DOS SISTEMAS DE COMANDO E CONTROLE . . . 87
4.3.1 Estratégia de controle multimalhas em cascata . . . 89
4.3.1.1 Controladores das correntes dos indutores . . . 89

4.3.1.2 *Controlador da tensão de saída* **90**
4.3.1.3 *Controlador da corrente de saída* **90**
4.3.1.4 *Simulações numéricas* **91**
4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS **96**
5 EXPERIMENTAÇÃO LABORATORIAL **97**
5.1 TESTES EM MALHA ABERTA **98**
5.2 TESTES EM MALHA FECHADA **103**
6 CONCLUSÕES GERAIS **108**
REFERÊNCIAS **110**
APÊNDICE A – CÓDIGO PARA OBTENÇÃO DE FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA A PARTIR DA REPRESENTAÇÃO NO ESPAÇO DE ESTADOS **116**
APÊNDICE B – PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO **119**
APÊNDICE C – CÓDIGO EM C PARA O CONTROLE DIGITAL MULTIMALHAS EM CASCATA **123**
APÊNDICE D – CÓDIGO DE CONTROLE GERADO PELO PSIM **125**

1 INTRODUÇÃO

Recentemente em difusão mas há décadas concebida, a eletrificação de veículos remete a meados do século XIX. Invenção do Professor de Química Sibrandus Stratingh, uma carruagem (Figura 1) sem cavalos movida à bateria e força móvel eletromagnética foi considerada um avanço na propulsão elétrica em cerca de 1835 (BURTON, 2013). Segundo a referência, a bateria galvânica foi composta por uma placa de zinco e outra de cobre, enroladas juntas e separadas por hastes de madeira dentro de um jarro de porcelana preenchido com ácido diluído. Esse arranjo fornecia corrente elétrica e permitia que a carruagem rodasse por cerca de 15 minutos até que a bateria se esgotasse. Embora essa não tenha sido uma invenção revolucionária, devido ao fato de que as células recarregáveis de baterias foram inventadas somente em 1859, Stratingh é considerado um dos pioneiros do carro elétrico. Na precedente referência, é afirmado ainda que essa ideia surgiu após o Professor Stratingh ler relatos do trabalho de Moritz von Jacobi, que havia projetado um motor eletromagnético na Academia de Ciências em São Petersburgo, Rússia.

Figura 1 – Primeira carruagem movida à bateria.

Fonte: Extraído de (BURTON, 2013).

Já no início da década de 1900 a 1910, considerada a Era de Ouro dos veículos elétricos, 40 % dos carros vendidos nos Estados Unidos, o maior mercado mundial desse período, eram elétricos de baterias recarregáveis (BURTON, 2013). Os carros a gasolina representavam apenas 22 %, embora o desenvolvimento do motor à combustão interna estivesse avançando rapidamente. Nessa época, a maioria das viagens de carro limitava-se às áreas urbanas, e a autonomia ainda não era uma preocupação. Os clientes desses veículos restringiam-se à classe alta da população, como a Rainha do Reino Unido Alexandra da Dinamarca, cujo carro elétrico de sua propriedade, mostrado na Figura 2, alcançava 64 km de autonomia e atingia uma velocidade máxima de 19 km/h. Mas, até a década de 1920, grande parte dos fabricantes de elétricos havia encerrado as atividades ou migrado para a produção de carros a gasolina.

Figura 2 – Carruagem elétrica produzida por *City and Suburban Electric Carriage Company* em Londres, Reino Unido.

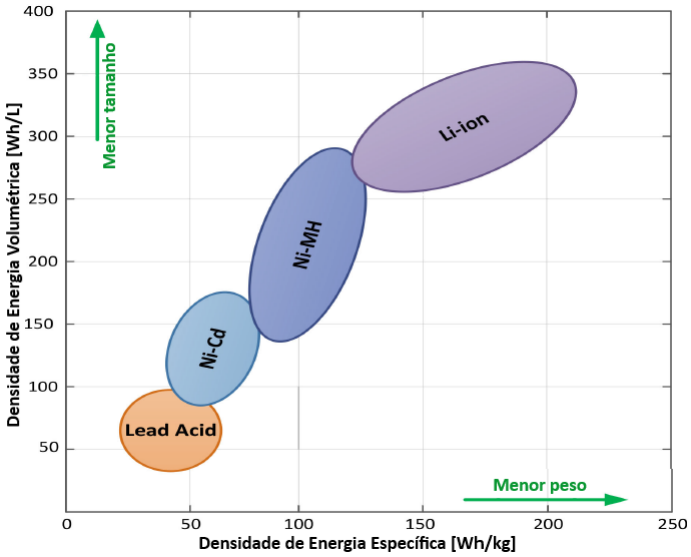
Fonte: Extraído de (BURTON, 2013).

O avanço do veículo à combustão, limitações de autonomia e o peso das baterias do elétrico, fizeram com que a indústria convergisse para o motor que utiliza gasolina como fonte de energia. A descoberta de grandes reservas de petróleo na América do Norte havia ajudado a criar uma infraestrutura confiável de postos de abastecimento, e a ampla disponibilidade de gasolina também a tornava barata. Rodar centenas de quilômetros com um motor de combustão interna era simplesmente uma questão rápida de parar para abastecer, enquanto que além de uma ou duas cidades, essa infraestrutura não existia para carros elétricos — mesmo substituindo baterias descarregadas por novas carregadas, ainda era impossível viajar grandes distâncias (BURTON, 2013).

Embora com ampla evolução em relação ao início do século XX, a carência de uma infraestrutura sólida de recarga, limitações das baterias e autonomia do veículo elétrico (VE) ainda hoje são questões a serem superadas para a massificação dessa tecnologia. No entanto, cerca de cem anos depois, especialmente na última década, são vistos movimentos concretos no sentido da eletrificação da frota de veículos ao redor do mundo — impulsionados por políticas de estados, grandes fabricantes de veículos e agenda ambiental, onde incluem-se objetivos de redução da emissão de gases poluentes, uso de energia limpa e eficiência energética. Evidente que, assim como o uso, a geração de energia limpa também deve prevalecer, o que coloca o Brasil em uma posição de destaque, dada a sua matriz energética de fontes renováveis. Porém, permanece até hoje o desafio de embarcar um nível de potência no VE de magnitude suficiente para equiparar as autonomias e o tempo de recarga ao tempo de um abastecimento convencional com gasolina. Isso ocorre em grande parte por limitações impostas pelas baterias que compõem o sistema de armazenamento de energia (ESS - *Energy Storage System*), componente de alto custo e criticidade, pois, impacta significativamente o peso do VE, afetando o consumo de energia e a autonomia.

Diversos tipos de baterias com diferentes composições químicas estão disponíveis no mercado, onde predominam as de Chumbo-Ácido, Níquel Cádmio (Ni-Cd), Hidreto Metálico de Níquel (Ni-MH) e principalmente de Íons de Lítio (Li-ion) — que apresenta uma evolução em relação às outras, em termos de densidade de energia específica e volumétrica, conforme pode ser observado na Figura 3. As maiores densidades de energia específica [Wh/kg] e volumétrica [Wh/L] proporcionadas pelas baterias Li-ion promovem um incremento de potência com menor peso e tamanho, aspectos altamente requeridos no VE. Por isso, o ESS composto de baterias com células de íons de lítio vêm sendo amplamente utilizado, o que decorre também de fatores como capacidade em fornecer elevada taxa de corrente pulsada, permitir recarga rápida de modo eficiente, possuir longa vida útil e baixa taxa de autodescarga (WETZ et al., 2015).

Figura 3 – Densidades de energia específica e volumétrica de diferentes baterias eletroquímicas.



Fonte: Adaptado de (AHMAD et al., 2022).

Segundo (ACHARIGE et al., 2023), os VEs representam a maior parcela do mercado global de baterias, o qual é esperado para continuar crescendo em densidade de energia e em capacidade de carregamento rápido com ciclo de vida longo, em conformidade com padrões ambientais e de segurança. As baterias de íons de lítio comumente empregadas incluem Óxido de Lítio Níquel Manganês Cobalto (NMC - *Lithium Nickel Manganese Cobalt Oxide*), Óxido de Lítio Níquel Cobalto Alumínio (NCA - *Lithium Nickel Cobalt Aluminum*), Fosfato de Ferro e Lítio (LFP - *Lithium Iron Phosphate*), Óxido de Lítio Manganês (LMO - *Lithium Manganese Oxide*) e Titânato de Lítio (LTO - *Lithium Titanate*). A Tabela 1 mostra as especificações dessas baterias em modelos de VEs de diferentes fabricantes. Pode ser observado que a bateria do tipo LTO possui o maior ciclo de vida, entretanto, com a menor energia específica e densidade de energia, que são mais elevadas nas baterias NCA utilizadas pela fabricante Tesla. Ainda segundo o referido autor, além de alta eficiência,

essas baterias podem ser carregadas em qualquer estado de carga (SoC - *State of Charge*).

Tabela 1 – Especificações de baterias utilizadas em VEs.

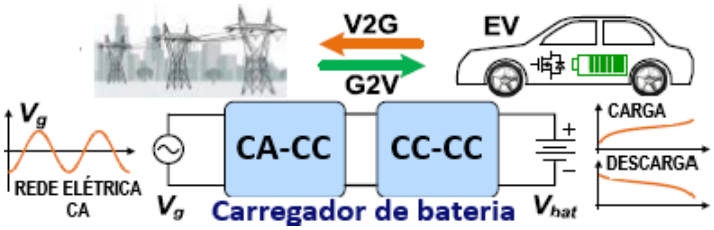
Tipo de Bateria	**Modelo do VE**	**Energia Específica [Wh/kg]**	**Densidade de Energia [Wh/L]**	**Ciclo de Vida**	**Segurança**
NCA	Tesla X, S, 3, Y	200-260	600	500	Adequada
NMC	Nissan Leaf, Kia e-Soul, Volkswagen e-Golf, BMW i3, I3s Peugeot e-208	150-220	580	1000-2000	Adequada
LMO	Chevy-Volt, Escape PHEV	100-150	420	300-700	Adequada
LFP	VEs em geral, bicicletas elétricas	90-120	330	1000-2000	Excelente
LTO	Mistsubishi, Honda	50-80	130	3000-7000	Excelente

Fonte: Adaptado de (ACHARIGE et al., 2023).

Muito além do que inicialmente concebido para um veículo eletrificado, atualmente, conceitos modernos associados aos VEs incluem funcionalidades e possibilidades de interações de energia com diversos outros sistemas, como a rede elétrica de distribuição e instalações elétricas. Nesse cenário de integração, relacionado aos conceitos de redes e cidades inteligentes (*smart grid* e *smart cities*), além da recarga da bateria, o VE também pode suprir energia para cargas. Entretanto, essas funções exigem um maior número de ciclos ativos de operação de componentes críticos como a bateria.

Essas funcionalidades que vêm sendo integradas aos VEs referem-se à tecnologia V2G (*Vehicle-to-Grid*), a qual permite que o VE forneça energia armazenada na bateria para a rede elétrica em ca através do carregador OBC (*On-Board Charger*) (LIU et al., 2013). Para isso, é necessário um carregador bidirecional, uma vez que o fluxo de potência pode ocorrer da rede para o VE, o que caracteriza o modo de recarga convencional G2V (*Grid-to-Vehicle*) e vice-versa, como mostra a Figura 4.

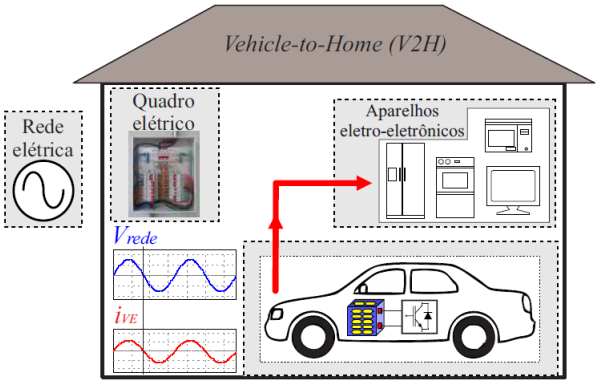
Figura 4 – Modos V2G e G2V.



Fonte: Adaptado de (WANG et al., 2021).

A tecnologia V2H (*Vehicle-to-Home*) permite a interação de energia entre o VE e uma instalação elétrica residencial, onde o VE pode ser recarregado e também alimentar cargas em ca e cc, como ilustra a Figura 5. Se uma falha na distribuição de eletricidade ocorre, o VE pode ser utilizado como uma fonte de alimentação ininterrupta (UPS - *Uninterruptible Power Supply*), e o carregador da bateria opera como uma fonte de tensão, fornecendo energia para as cargas da residência (VAN KAN, 2023).

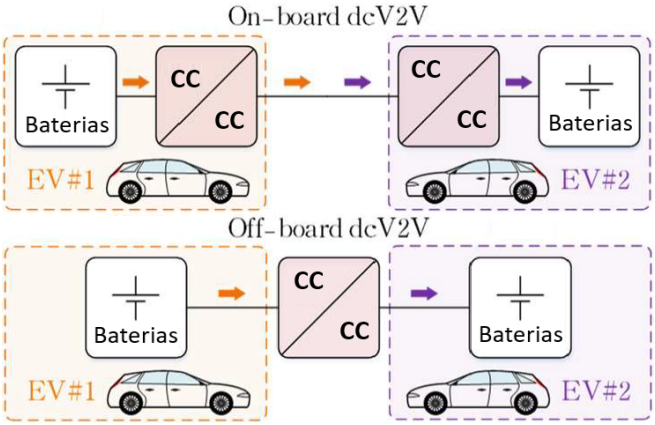
Figura 5 – Modo V2H.



Fonte: Adaptado de (VAN KAN, 2023).

Ao contrário dos veículos convencionais com baterias descarregadas, em que a simples conexão por meio de cabos de uma bateria para a outra proporciona uma recarga, nos VEs isso não é possível. A conexão entre dois VEs caracteriza o modo V2V (*Vehicle-to-Vehicle*), como ilustrado na Figura 6. A transferência de energia ocorre através do carregador embarcado de cada veículo ou por meio de um carregador cc-cc externo, o que pode ser útil em situações emergenciais de completa descarga da bateria — cuja recarga pode ser provida por um carregador externo móvel que pode ser incluído nesta categoria.

Figura 6 – Modo V2V.



Fonte: Adaptado de (SOUSA et al., 2018).

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO E PROBLEMÁTICA

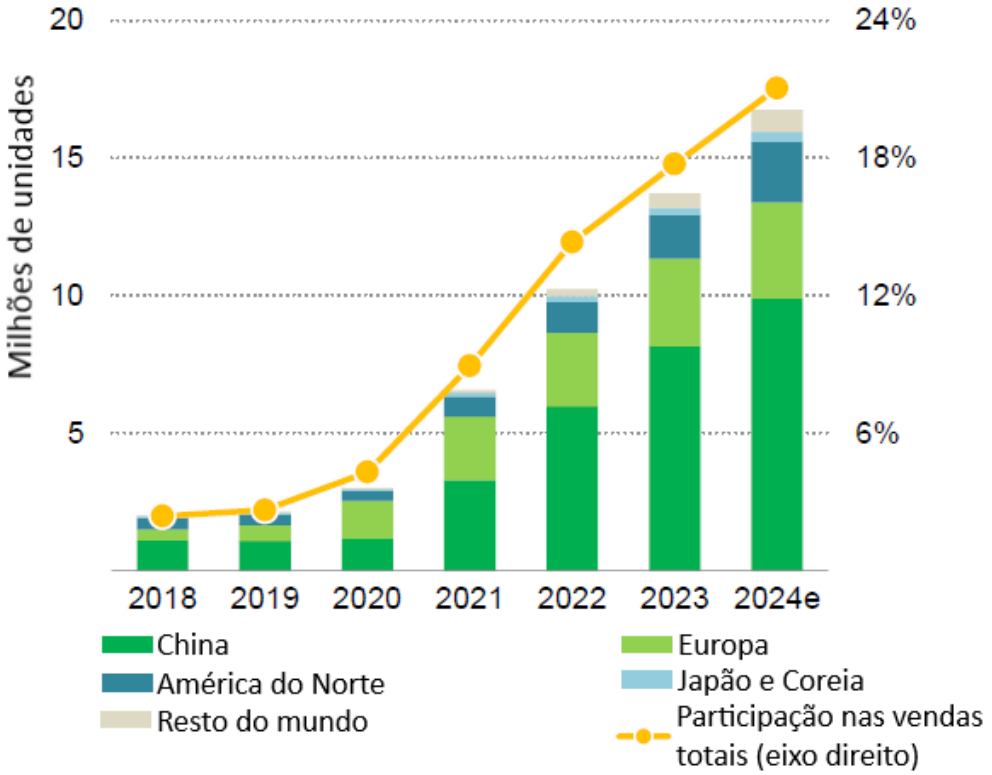
A disseminação de veículos eletrificados começou a se expandir com proeminência a partir do final da segunda década do século XXI, em que os números de vendas e registros de veículos elétricos vêm atingindo recordes de forma recorrente nos principais países do mundo. Conforme reportado em (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2024b), no ano de 2023, aproximadamente 14 milhões de carros elétricos foram vendidos globalmente, o que representa quase um quinto do total de veículos vendidos. As vendas em 2023 foram 35 % mais altas do que em 2022, e representaram 18 % de todos os carros vendidos em 2023, um aumento em relação aos 14 % de participação em 2022 e de apenas 2 % em relação a 2018. Ressalta-se que esses montantes representam três categorias de veículos eletrificados: Veículo Elétrico Híbrido Plug-in (PHVE - *Plug-in Hybrid Electric Vehicle*), Veículo Elétrico Híbrido (HEV - *Hybrid Electric Vehicle*) e Veículo Elétrico a Bateria (BEV - *Battery Electric Vehicle*).

Essa evolução de vendas e participação de mercado pode ser observada na Figura 7, cujas tendências indicam que o crescimento nos mercados de carros elétricos continua robusto à medida que a tecnologia amadurece. Ainda segundo a IEA, carros elétricos a bateria representaram 70 % do estoque de carros elétricos em 2023. No entanto, as vendas continuam fortemente concentradas nos mercados tradicionais principais. Em 2023, quase 95 % de todas as vendas globais de carros elétricos ocorreram na China (60 %), na Europa (25 %) e nos Estados Unidos (10 %). Em outros mercados automobilísticos desenvolvidos, como Japão e Índia, as vendas de VEs permanecem limitadas.

O crescimento de veículos eletrificados no Brasil é ilustrado na Figura 8. De acordo com (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2024a), na América Latina as vendas de VEs alcançaram quase 90 mil unidades em 2023. O Brasil segue na liderança regional com mais de 50 mil unidades, impulsionada pela entrada de modelos chineses importados. No entanto, esse número representa cerca de apenas 2,5 % da frota total de veículos. Até o momento, a adoção de veículos elétricos tem sido limitada, devido à priorização nacional de combustíveis à base de etanol desde o final da década de 1970 como medida de garantia para segurança energética frente aos choques do petróleo. Atualmente, os biocombustíveis são consideradas alternativas importantes e compatíveis com a infraestrutura de abastecimento já existente.

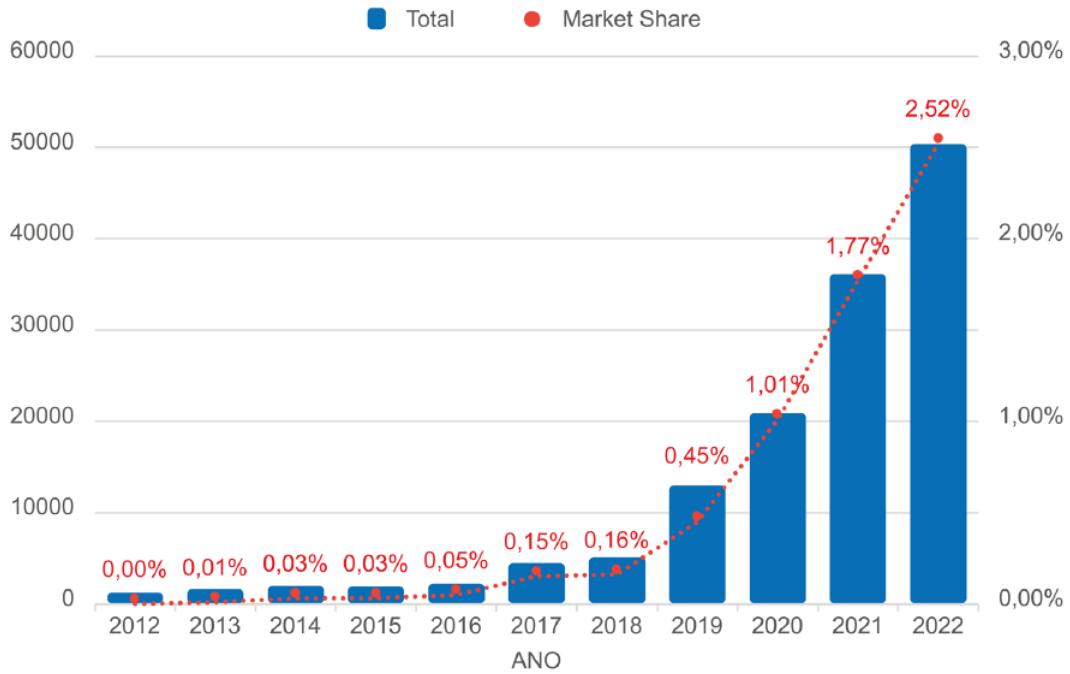
A evolução da quantidade de eletropostos globalmente instalados pode ser vista no gráfico ilustrado na Figura 9, onde nota-se que o carregamento domiciliar é predominante, enquanto estações públicas de recarga rápida ainda são reduzidas. Conforme reportado, a quantidade de pontos de carregamento residenciais é estimada com base no estoque de veículos leves elétricos e em pressupostos regionais sobre a relação entre eletropostos e VEs. Embora haja muitos mais carregadores privados, o carregamento público e a interoperabilidade da sua infraestrutura são fundamentais para uma adoção mais ampla e

Figura 7 – Vendas globais de VEs e participação de mercado.



Fonte: Extraído de (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2024b).

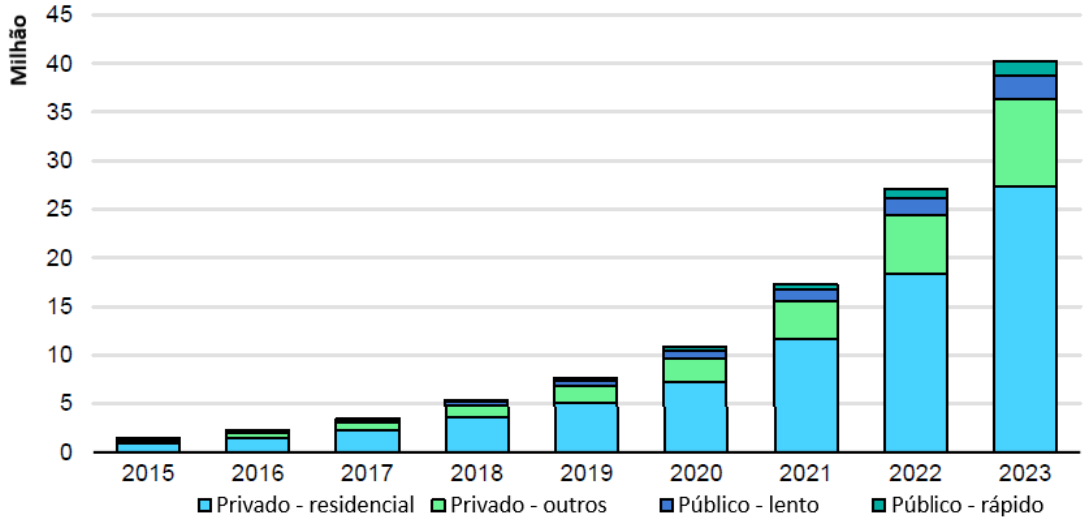
Figura 8 – Vendas e market share de automóveis e comerciais leves eletrificados entre 2012 e 2022 no Brasil.



Fonte: Extraído de (PLATAFORMA NACIONAL DE MOBILIDADE ELÉTRICA, 2023).

um acesso mais equitativo aos VEs — visto que residentes em edifícios são mais dependentes do carregamento público, o que é ainda mais significativo em cidades com elevada densidade demográfica.

Figura 9 – Pontos de carregamento públicos e privados instalados para veículos elétricos leves.



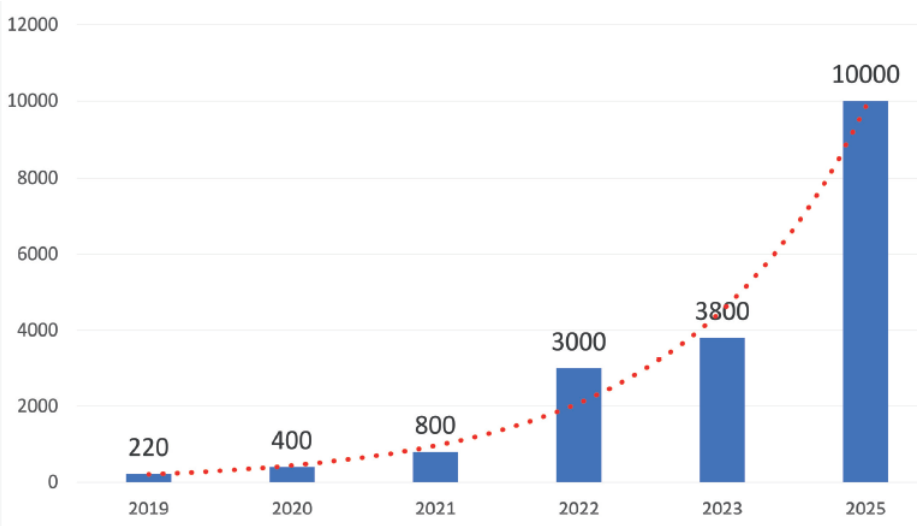
Fonte: Extraído de (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2024a).

Conforme reportado em (PLATAFORMA NACIONAL DE MOBILIDADE ELÉTRICA, 2023), nos últimos anos, o Brasil aprensetou um crescimento expressivo nas estações de recarga para VEs, conforme ilustra a Figura 10. Inicialmente com 220 unidades em 2019, alocadas principalmente em locais públicos e shoppings, o número aumentou para 500 em 2020 e para cerca de 800 em 2021, incluindo 50 estações de recarga rápida. O grande avanço ocorreu em 2022, com aproximadamente três mil estações rápidas e semirrápidas em operação. Atualmente, o país conta com cerca de 3,8 mil estações, com expectativa de chegar a 10 mil até 2025, impulsionado pelo crescimento do mercado de veículos elétricos e iniciativas empresariais voltadas para a infraestrutura sustentável.

Ainda conforme a precedente referência, o desenvolvimento adequado dos carregadores de veículos elétricos deve ser alinhado com o crescimento da infraestrutura elétrica para evitar sobrecargas e garantir eficiência na distribuição de energia. Estratégias como tarifas variáveis e carregamento inteligente são essenciais com o aumento da adoção de VEs. Manter uma proporção equilibrada de carregadores públicos em relação ao número de VEs ajuda a melhorar a experiência do usuário e a reduzir preocupações com a autonomia e o tempo de espera para uma recarga. Porém, essas questões de infraestrutura são desafiadoras principalmente em países em desenvolvimento como o Brasil.

Dada a significativa expansão no uso de veículos elétricos no Brasil e no mundo, e a quantidade ainda reduzida de eletropostos, problemas de pane seca podem se tornar uma situação comum a ser enfrentada por condutores de VEs. Nessa situação, onde a bateria

Figura 10 – Estimativas de estações de recarga públicas e semipúblicas no Brasil.



Fonte: Extraído de (PLATAFORMA NACIONAL DE MOBILIDADE ELÉTRICA, 2023).

se descarrega completamente, caso não seja possível a recarga através de um eletroposto, o carro precisa ser rebocado — uma vez que o sistema de frenagem regenerativa impede que o VE seja empurrado além de poucos metros.

Diante disso, carregadores portáteis de caráter emergencial para VEs podem se tornar um possível produto a ser absorvido por esse mercado. Assim, esta dissertação visa uma solução para uma recarga emergencial através de um carregador desconectado da rede elétrica e alimentado por um banco de baterias. A ideia fundamental consiste em um equipamento com potência de recarga de 20 kW em corrente contínua, que para um VE com consumo médio de 200 Wh/km, em 30 minutos é possível proporcionar o equivalente a uma autonomia de aproximadamente 50 km, ou 100 km em uma hora. Esse consumo é uma média calculada a partir de uma amostra de 300 modelos de VEs disponíveis comercialmente e dadas no site https://ev-database.org/. Através de uma pesquisa de mercado, foram encontradas possibilidades de bancos de baterias para esse nível de potência e energia de 10 kWh @ 1C ou 20 kWh @ 2C, com amplitude de tensão em cerca de 140 V. Esse valor foi estabelecido como tensão de entrada do carregador, que deve fornecer em sua saída até 400 V, tensão utilizada na maioria dos modelos de VEs disponíveis atualmente.

1.2 OBJETIVOS DA DISSERTAÇÃO

O objetivo geral desta dissertação é contribuir para o Estado da Arte de carregadores desconectados da rede elétrica com entrada e saída em corrente contínua para a recarga da bateria de veículos elétricos. Isso deve ser alcançado através do projeto e implementação de um conversor estático eletrônico de potência constituído por uma topologia cc-cc elevadora não isolada, que promova reduzidas ondulações nas correntes drenada da fonte de energia e fornecida para a carga. Para isso, são estabelecidos os seguintes objetivos:

- Descrever matematicamente a topologia do conversor, a fim de modelar e predizer o comportamento estático e dinâmico da estrutura;
- Projetar os estágios de potência, sensoreamento e condicionamento de sinais, layout para a placa de circuito impresso, assim como um sistema de controle em malha fechada;
- Implementar um protótipo e obter resultados experimentais em laboratório.

1.3 ESTRUTURA DO TEXTO

A dissertação é estruturada da seguinte forma:

- No segundo capítulo são abordados aspectos gerais relacionados à tecnologia de veículos elétricos: conceitos básicos, modos de carregamento e características dos sistemas de armazenamento e processamento de energia;
- O terceiro capítulo apresenta uma revisão bibliográfica de conversores cc-cc elevadores não isolados, com foco em topologias que promovam reduzidas ondulações nas correntes de entrada e saída;
- No quarto capítulo é descrita uma análise teórica e o procedimento de projeto do conversor escolhido para atender a proposta desta dissertação;
- No quinto capítulo são apresentados os resultados experimentais do protótipo implementado em laboratório;
- O sexto capítulo discorre as conclusões obtidas na dissertação.

2 ASPECTOS GERAIS ACERCA DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

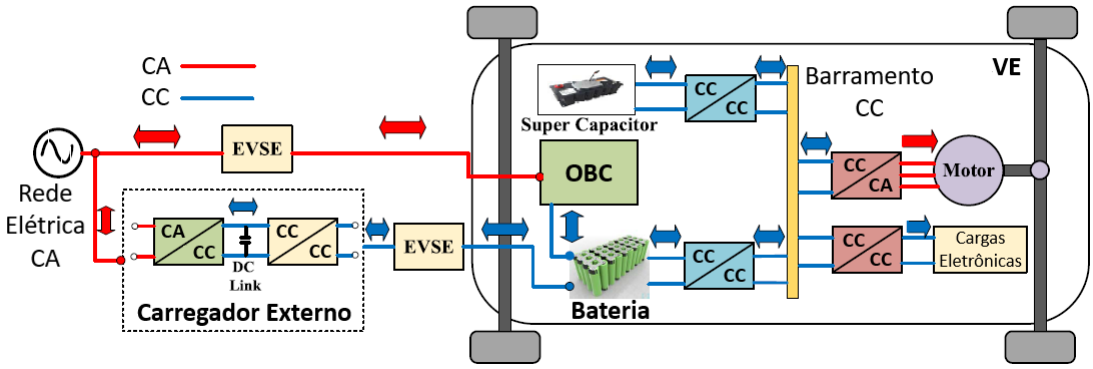
Este capítulo explora conceitos gerais relacionados à tecnologia de veículos elétricos, permeando os sistemas de recarga condutiva, baterias e conversão eletrônica de energia.

2.1 SISTEMAS DE RECARGA CONDUTIVA

Os sistemas de recarga da bateria de alta tensão de veículos elétricos se dividem em duas tecnologias, classificadas em sistemas indutivos (*wireless*) e condutivos (*plug-in*) (MOHAMMED; JUNG, 2021). De acordo com o referido autor, no método indutivo, a recarga é realizada sem fio através de acoplamento magnético, i.e., não há conexão direta com as baterias do VE, e a transferência de energia ocorre por meio de dispositivos transmissores e receptores de energia. O princípio básico de funcionamento consiste na conversão de um sinal de corrente alternada da rede elétrica, de 50 Hz ou 60 Hz, em um sinal ca de alta frequência. Este sinal de alta frequência é enviado ao receptor, localizado no veículo, o qual converte novamente este sinal ca em cc para a recarga da bateria. Por outro lado, no sistema condutivo, a energia é transferida por meio de cabos e conectores utilizando carregadores que podem estar embarcados no VE (OBC) ou alocados externamente. O carregador OBC possui limitações de peso, volume e, consequentemente, de potência, enquanto nos carregadores externos essas limitações são mitigadas — uma vez que são instalados em estruturas dedicadas e não há limitações rigorosas impostas pelo VE (KHALID et al., 2021).

O objetivo da pesquisa desta dissertação visa abranger aspectos relacionados ao carregamento condutivo, por isso, a recarga sem fio não é abordada. Um diagrama de blocos que retrata o fluxo de energia durante a recarga da bateria do VE nesses sistemas é apresentado na Figura 11. Devido às limitações de potência do OBC, o tempo de recarga

Figura 11 – Diagrama de blocos de um sistema de carregamento condutivo e demais componentes a bordo de um veículo elétrico à bateria (BEV).



Fonte: Adaptado de (SAFAYATULLAH et al., 2022).

é elevado e demanda horas, enquanto com o carregador externo é possível a obtenção

de recarga rápida na ordem de minutos (SAFAYATULLAH et al., 2022). Nota-se que o carregador OBC é alimentado em ca através do equipamento de fornecimento de energia EVSE (*Electric Vehicle Supply Equipment*), o qual possui entrada e saída em ca. Já na recarga em cc, o EVSE recebe e fornece energia em cc, i.e., a retificação ca – cc e a regulação cc – cc ocorrem externamente, e a energia é fornecida diretamente para a bateria sem a participação do OBC.

A transferência de energia no sistema condutivo é habilitada e controlada pelo equipamento de fornecimento de energia, o qual é equipado com um circuito de controle piloto[1]. A função piloto monitora e controla a interação entre o VE e o EVSE tanto na recarga em ca quanto em cc, e compreende as seguintes funções mandatórias, segundo (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2017):

- Verificação sucessiva da continuidade do condutor de proteção;
- Verificação que o VE está apropriadamente conectado ao EVSE;
- Energização e desenergização da fonte de alimentação;
- Indicação da capacidade de corrente máxima do EVSE.

O modo como esse processo de recarga deve ocorrer é regulamentado por diferentes instituições ao redor do mundo. Como consequência, não há uma normalização com abrangência única globalmente e, por conseguinte, cada país, região e fabricantes utilizam diferentes padrões (HABIB et al., 2018), como é o caso da fabricante Tesla, que possui padrão próprio de conectores e carregadores. Na América do Norte predominam as normas e padrões oriundos da SAE (*Society of Automotive Engineers*) e IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*), enquanto a IEC (*International Electrotechnical Commission*) predomina em países da Europa. Japão e a China possuem padrões próprios, como CHAdeMO (*CHArge de MOve*) e Guobiau (GB/T), respectivamente (ARETXABALETA et al., 2021). No Brasil, a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) adota as normas provenientes da IEC, dentre estas destaca-se:

- **ABNT NBR IEC 61851-1**: Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos – Parte 1: Requisitos gerais;
- **ABNT NBR IEC 61851-22**: Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos – Parte 22: Estação de recarga em ca para veículos elétricos;
- **ABNT NBR IEC 61851-23**: Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos - Parte 23: Estação de recarga em corrente contínua para veículos elétricos;

[1] Circuito projetado para a transmissão de sinais e comunicação entre o VE e o EVSE.

- **ABNT NBR IEC 61851-24**: Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos – Parte 24: Comunicação digital entre a estação de recarga em corrente contínua, para veículos elétricos e o veículo elétrico para o controle da recarga em corrente contínua.

Os diferentes padrões também são refletidos na tecnologia de conectores, utilizados para estabelecer a conexão entre o VE e o equipamento de recarga. Na Figura 12 são mostrados alguns desses conectores. Os tipos 1 e 2 são padrões Americano (SAE J1772) e Europeu (IEC 62196), respectivamente, e são utilizados no carregamento em ca de redes monofásicas e trifásicas. O CCS (*Combined Charging System*) combina os contatos para a recarga em ca e cc em um único conector, enquanto o padrão Japonês CHAdeMO é utilizado na recarga rápida em cc.

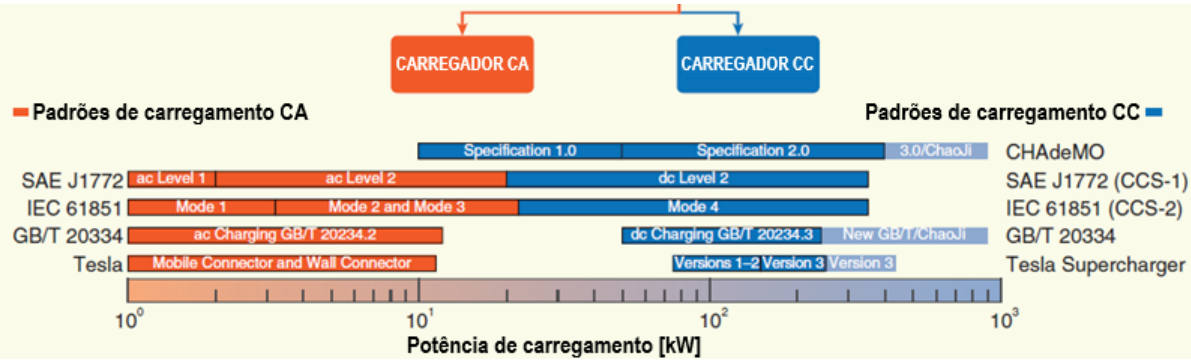
Figura 12 – Tipos de conectores para carregamento de VEs.

(a) Tipo 1. (b) Tipo 2. (c) CCS. (d) CHAdeMO.

Fonte: Elaborado pelo autor com imagens de domínio público, 2024.

A Figura 13 apresenta uma visão geral de como diferentes normas classificam a infraestrutura de carregamento para VEs, conforme o nível de potência e a natureza da fonte de alimentação, se alternada ou contínua. Pode ser observado que a recarga em ca abrange desde baixas potências até aproximadamente 22 kW, a partir de onde a recarga em cc é predominante. Nota-se ainda que os maiores níveis de potência em cc estão em torno de 350 kW, limite que deve ser elevado conforme a evolução dessa tecnologia — conforme ilustrado em azul claro na Figura 13 para os padrões de conectores 3.0/ChaoJi da CHAdeMo e New GB/T/ChaoJi, que estimam potência de recarga na ordem de 900 kW.

Figura 13 – Classificação da infraestrutura de carregamento de veículos elétricos.



Fonte: Adaptado de (RIVERA et al., 2021).

2.1.1 Modos de carregamento

A norma IEC 61851 define quatro modos de carregamento condutivo, classificados conforme disposto na Tabela 2. Esses modos estabelecem os meios para a conexão de um VE a uma fonte de alimentação e, são categorizados de acordo com o nível de potência, natureza da fonte de alimentação e tipo de carregador, se embarcado ao veículo ou externo.

Tabela 2 – Classificação dos modos de carregamento em ca e cc.

Modo de Recarga	Fonte	Carregador	Corrente [A]*	Potência [kW]*
I	ca – $1\varphi / 3\varphi$	OBC	16	3,7 – 11
II	ca – $1\varphi / 3\varphi$	OBC	32	7,4 – 22
III	ca – $1\varphi / 3\varphi$	OBC	63	14,5 – 43,5
IV	cc	Externo	Até 400	Até 600

* Sujeito à variações, uma vez que os parâmetros da fonte de alimentação em ca não são os mesmos nas diferentes regiões do mundo e, os limites de tensão e corrente podem ser incrementados conforme a evolução tecnológica.

Fonte: De acordo com (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2017).

Modos I e II: O modo I refere-se à conexão do VE a uma tomada padrão de uma rede elétrica em ca, usando cabo e conector, sem equipamento de controle suplementar e circuito de controle piloto. Este modo não contém proteção contra choque elétrico, a qual é fornecida por um dispositivo de corrente residual (RCD - *Residual-current device*), por isso, é proibido e descontinuado por muitos países e montadoras, dado que essa segurança não é garantida em todas as instalações elétricas. A recarga em modo II também trata da conexão do VE a uma tomada de ca padrão, porém, realizada por um equipamento com controle piloto e proteções contra choque elétrico incorporadas no cabo de carregamento, geralmente usando carregadores portáteis ou fixos. A recarga nesses modos é realizada através do carregador OBC, e devido às limitações de potência, o tempo demandado é elevado.

Modo III: Com maiores níveis de potência, neste modo a energia é entregue ao VE através do equipamento de fornecimento de energia (EVSE), equipado com função piloto e conectado fixamente em uma rede elétrica ca. O carregador neste modo requer instalação em uma estrutura dedicada, para alocação de circuitos de proteções, conversores eletrônicos para o processamento de energia, assim como circuitos de comando e controle. Nesse modo, enquadra-se a recarga utilizando carregadores OBCs integrados, os quais permitem otimizar a relação entre custo, volume e restrições de peso, por isso, essa é uma estratégia que vêm sendo impulsionada devido ao fato que a maioria dos sistemas de tração de VEs possuem potências superiores a 50 kW, que não são usados durante o carregamento e, portanto, permanecem ociosos durante a recarga da bateria (RIVERA et al., 2021).

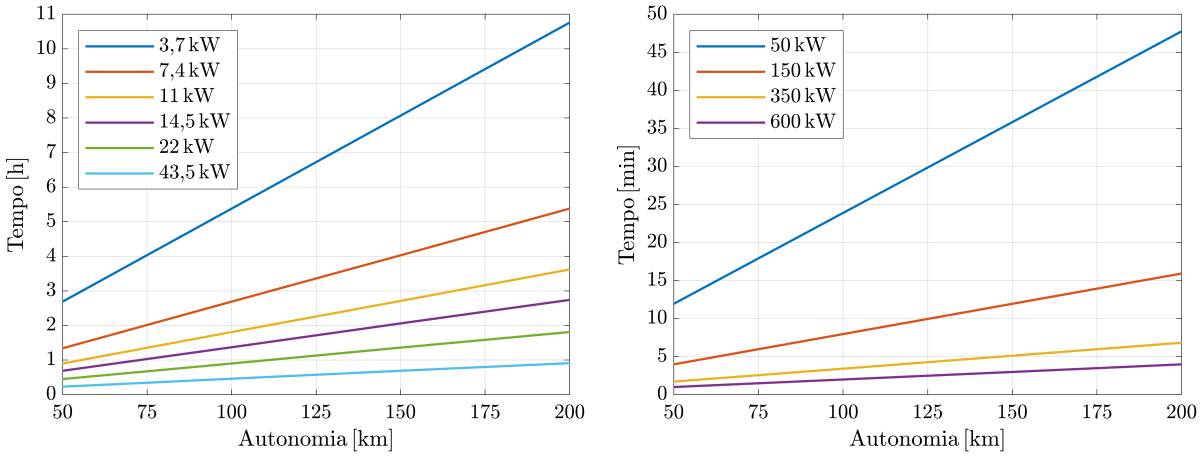
Modo IV: Regido pela parte 23 da IEC 61851, este modo refere-se à conexão do VE a um cc - EVSE equipado com função piloto e alimentado a partir de uma fonte de energia em ca ou cc. A energia é transferida diretamente para a bateria em cc através do carregador externo, sem usar o carregador OBC. Dessa forma, é possível a obtenção de potências de ordem elevada e os menores tempos para uma recarga completa da bateria.

A Figura 14 mostra os tempos de recarga em ca e cc, calculados pela Equação (1), variando em função da autonomia para um VE com consumo médio de 200 Wh/km e bateria com energia de 70 kWh. Esses valores são obtidos através da média de um conjunto de aproximadamente 300 modelos de VEs acessados no site https://ev-database.org/.

$$t_{ca,cc} = \frac{E_{bat}}{P_{ca,cc}}. \tag{1}$$

Observa-se que a recarga em ca com 3,7 kW demanda o maior tempo, o que é esperado para o modo I de carregamento. Já na recarga de 43,5 kW (modo III) o tempo é bastante reduzido, e.g., em uma hora é possível fornecer 200 km de autonomia para o VE com o consumo dado, enquanto com 3,7 kW demanda 11 horas. Na recarga cc a 50 kW (modo IV) essa autonomia é fornecida em 47 minutos, o que é reduzido ainda mais com uma disponibilidade de potência de 600 kW. Nota-se ainda que os tempos nas potências ca de 43,5 kW e cc de 50 kW são próximos, mas dado que a comunicação e as funções do cc - EVSE são de maior complexidade, a recarga em ca próxima desses níveis de potência pode ser mais atrativa em termos de implementação. No entanto, os OBCs — por onde a recarga ca ocorre — geralmente são limitados em potências menores. Por isso, o aumento da densidade de potência desses carregadores é alvo de muitas pesquisas, as quais visam incrementar a capacidade de processamento de energia com alta eficiência (KHALIGH; D'ANTONIO, 2019; YUAN et al., 2021; WANG et al., 2021; LEE et al., 2022).

Figura 14 – Tempos de carregamento em ca e cc variando em função da autonomia.



(a) Tempo de carregamento em ca. (b) Tempo de carregamento em cc.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

2.1.2 Recarga em corrente contínua

Conforme estabelecido em (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2014), os requisitos gerais para o desenvolvimento de estações de carregamento em cc são dados na Tabela 3. A estrutura exige isolação galvânica caso o cc-EVSE seja conectado na rede elétrica de distribuição em ca, do contrário, a isolação é dispensada desde que a fonte de energia em cc promova os devidos meios de proteção.

Tabela 3 – Requisitos gerais para estação de carregamento em cc.

Fonte	Isolação	Controle	Tensão de Entrada e Saída*	Comunicação
ca	Sim	CCC | CVC	1 kV (ca) | 1,5 kV (cc)	Digital (CAN)
cc	Não**		1,5 kV (cc) | 1,5 kV (cc)	

* Valores máximos.
** Desde que a proteção seja fornecida pela fonte CC.
Fonte: De acordo com (INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION, 2014).

A transferência de energia do cc-EVSE para o VE deve ser controlada em corrente (CCC - *Controlled Current Charging*), em tensão (CVC - *Controlled Voltage Charging*) ou ambas. A comunicação entre o VE e a estação de recarga ocorre de modo digital (protocolo CAN - *Controller Area Network*). Na sequência são sumarizadas algumas funções que o cc - EVSE deve desempenhar.

- Interrupção da transferência de energia e desconexão da fonte de alimentação do circuito de controle em caso de falhas como curto circuito, corrente de fuga à terra, excesso de temperatura e falha na unidade central de processamento.
- Medição da tensão e corrente de saída do carregador;
- Meios para retenção e liberação do conector do VE;
- Avaliação da compatibilidade entre o VE e a estação de recarga, que ocorre na fase de inicialização do carregamento através do compartilhamento de informações entre o VE e a estação;
- Proteção contra sobretensão na bateria, garantindo desligamento de emergência e desconexão da fonte de alimentação do carregador se a tensão da estação de recarga exceder o limite máximo requisitado pelo VE;
- Em casos de falhas devido à corrente de fuga à terra, curto circuito ou sobrecorrente, a fonte de alimentação do circuito de potência deve ser desconectada, enquanto o circuito de controle deve permanecer energizado;
- Teste de isolação e curto circuito pré carga.

2.2 BATERIAS ELETROQUÍMICAS

O custo global do VE e a autonomia que pode ser alcançada são figuras de mérito impactadas diretamente pela densidade de energia do conjunto de baterias que compõem o sistema de armazenamento de energia (ESS), que pode fornecer energia por períodos entre 10 anos a 15 anos (ACHARIGE et al., 2023). O ESS nesta aplicação deve atender a requisitos especiais, e.g., alta densidade de energia, para possibilitar maiores autonomias e o alcance de longas viagens; alta densidade de potência, para suportar transientes rápidos de aceleração; elevado ciclo de vida, para a garantia de uma longa vida útil; operação em ampla faixa de temperatura; requerer baixa manutenção, além de capacidade para suportar cargas repetitivas de alta potência, provenientes de recargas rápidas e do sistema de frenagem regenerativa (DUSMEZ; COOK; KHALIGH, 2011; KHALID et al., 2021).

O ESS no VE é composto de baterias com células eletroquímicas, que operam controladas pelo sistema de gerenciamento BMS (*Battery Management System*). Esse sistema deve garantir uma operação adequada e otimizada, a fim de prolongar a vida útil das células, bem como proporcionar segurança e eficiência. Para o alcance desses objetivos, em conformidade com (RAHIMI-EICHI et al., 2013), o BMS realiza as seguintes funções:

- Monitoramento da tensão, corrente e temperatura das células;
- Gerenciamento térmico;
- Controle de carga e descarga;
- Balanceamento e equalização das células;
- Proteções contra sobrecarga, excesso de descarga e curto circuito;
- Estimações sucessivas dos estados de carga (SoC — *State-of-Charge*) e de saúde (SoH — *State-of-Health*) das baterias.

Diferentes fatores podem degradar o estado de saúde das células, reduzindo a vida útil, e.g., elevadas taxas de corrente relativa; elevado número e alta profundidade dos ciclos de carga e descarga, além de operação em temperaturas extremas (VIDAL et al., 2019). Estudos usando dados reais de veículos elétricos mostram que o efeito da baixa temperatura afeta a eficiência principalmente em viagens de curta distância (TAGGART, 2017). Nos VEs, o fim da primeira vida útil é atingido quando a bateria não fornece mais do que 80 % da capacidade nominal, ou, quando a resistência interna se torna muito elevada em relação ao início do ciclo de vida (FARMANN et al., 2015). Porém, não são descartadas e, podem ser usadas em sistemas de armazenamento de energia de diversas aplicações, em uma segunda vida útil (MARTINEZ-LASERNA et al., 2018; HOSSAIN et al., 2019).

2.2.1 Parâmetros de desempenho

A capacidade da bateria, medida em Ampère-hora [Ah], corresponde à quantidade de energia que pode ser extraída, partindo de um estado totalmente carregado até atingir um limiar de tensão de corte — a partir do qual ocorre uma descarga profunda e que deve ser evitado. O método denominado Contagem de Coulomb é um dos mais convencionais para determinar a capacidade atual da bateria, a qual é determinada através da integração da corrente consumida ou fornecida em função do tempo demandado para a carga ou descarga, de acordo com a Equação (2) (FARMANN et al., 2015).

$$C_{bat} = \int_{t_0}^{t+t_0} i\left(\tau\right) d\tau. \tag{2}$$

Devido aos repetitivos ciclos de carga e descarga, além dos efeitos de envelhecimento, a capacidade, potência e energia das baterias são gradualmente reduzidas no decorrer do tempo de uso (SHRIVASTAVA et al., 2023). A capacidade é afetada por diferentes fatores, e.g., sobrecarga e descarga profunda, decomposição do eletrólito, deposição de lítio, perda de material ativo, entre outros (LIU et al., 2022). A redução da capacidade está relacionada com a perda de material ativo dentro das células, enquanto o decréscimo de potência ocorre devido ao aumento da resistência interna (SHRIVASTAVA et al., 2023).

O estado de saúde, SoH, é um indicador do estado de envelhecimento das células. Algoritmos estimam o SoH comparando a capacidade atual da bateria em relação ao início da vida útil (BoL — *Beginning-of-Life*) (FARMANN et al., 2015). Assim, o SoH prediz a vida útil remanescente (RUL — *Remaining Useful Life*), i.e., o número de ciclos de carga e descarga que pode ser extraído da bateria até o fim da vida útil (EoL — *End-of-Life*).

O estado de carga, SoC, corresponde à quantidade de energia que pode ser extraída da bateria em relação à capacidade atual máxima (que diverge do valor nominal dado pelo fabricante no BoL devido ao efeito de envelhecimento) partindo de um estado de plena carga (SHRIVASTAVA et al., 2023). Usualmente indicado em valores percentuais, um SoC de 100 % expressa que a bateria está completamente carregada. Em dualidade, a profundidade de descarga (DoD — *Depth-of-Discharge*) representa o quanto de energia foi retirada da bateria e, aponta 100 % quando em estado de completa descarga. O SoC depende da química interna das células, portanto, não é possível medir diretamente nos terminais da bateria. Por isso, estimações são realizadas por algoritmos, a partir de medições de tensão, corrente e temperatura das células (HOW et al., 2019). Um modo de estimar o valor do SoC é descrito pelo Método Contagem de Coulomb, dado por

$$SoC(t) = SoC(t_0) + \frac{1}{C_{bat}} \int_{t_0}^{t+t_0} \eta_C \, i\left(\tau\right) d\tau, \tag{3}$$

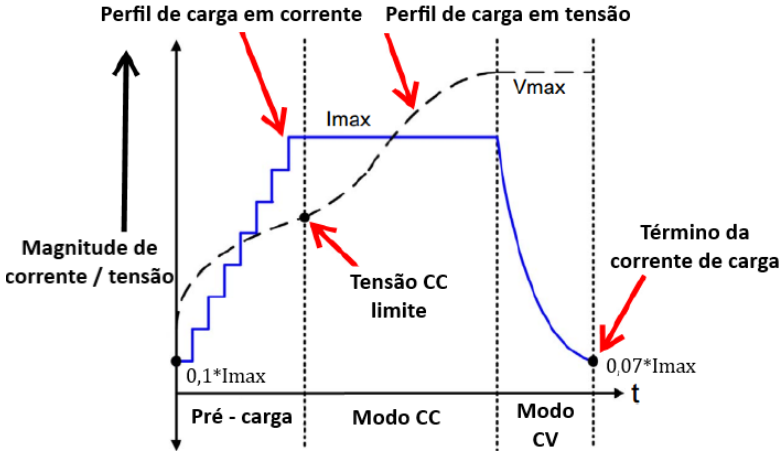
onde considera-se o SoC inicial em t_0, a capacidade atual da bateria C_{bat} e a eficiência Coulombiana η_C, que varia em função da corrente $i\left(\tau\right)$ e da temperatura.

2.2.2 Método de recarga

A bateria do VE exige requisitos especiais em relação ao modo de carregamento, devido à alta sensitividade à variações de tensão e temperatura. Um método convencional e seguro para a recarga, Corrente Constante - Tensão Constante (CC - CV), previne a degradação da bateria através da limitação de corrente, tensão e temperatura das células (AL-KARAKCHI; PUTRUS; DAS, 2017). A transferência de energia ocorre inicialmente com um valor máximo de corrente constante, recomendado pelo fabricante, até um limite de tensão. A partir disso, a recarga procede com tensão constante a uma taxa de corrente de 0,1 C ou menos (KHALID et al., 2021). A taxa C relaciona a amplitude da corrente fornecida pela bateria com o seu valor nominal à plena capacidade. Uma taxa de 1 C carrega ou descarrega um banco de baterias com uma corrente fixa nominal por uma hora.

A Figura 15 ilustra o modo de recarga CC - CV, onde a curva tracejada representa a tensão da bateria e a curva em azul a corrente injetada. Para limitar a potência na situação inicial em que a bateria encontra-se descarregada, verifica-se uma evolução linear em degraus da corrente no estágio de pré-carga, o que aumenta a taxa de aceitação de carga (KHALID et al., 2021). A partir de um determinado limiar de tensão, a amplitude da corrente é máxima e constante, e o carregamento é realizado rapidamente até que a bateria adquira aproximadamente 80 % de SoC ou menos (modo CC), a depender do recomendado pelo fabricante. Para restringir o nível de corrente e garantir proteção contra sobrecarga, a recarga é finalizada com tensão constante e, a amplitude da corrente de carga decai exponencialmente (modo CV) (HABIB et al., 2018).

Figura 15 – Ilustração do método CC - CV para a recarga de baterias.



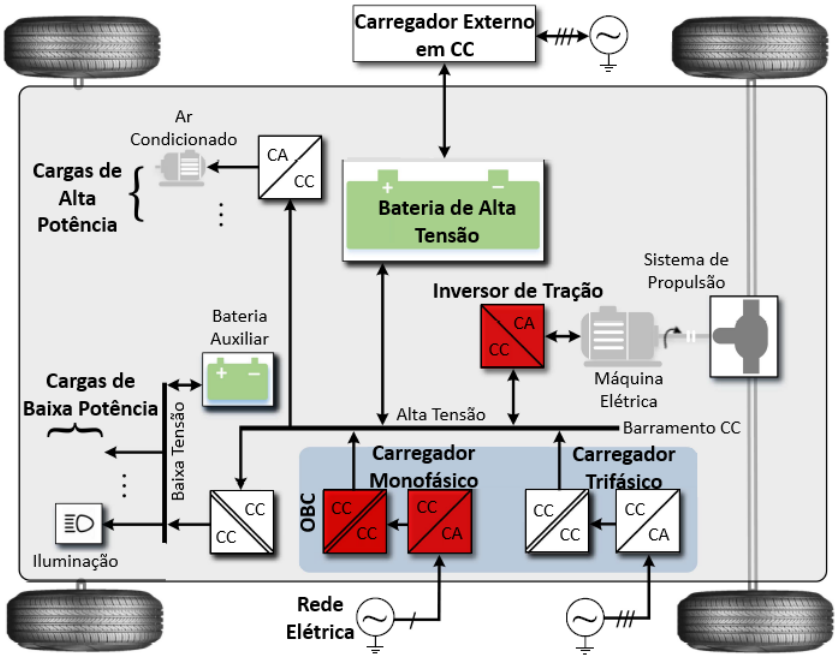
Fonte: Adaptado de (HABIB et al., 2018).

De acordo com (HABIB et al., 2018), o método CC - CV é a opção mais adequada para recarregar de forma rápida as baterias com células de íons de lítio, devido às altas densidades de energia e potência. As vantagens desse método são o controle da temperatura, corrente, tensão e, consequentemente, da energia e da potência, o que reduz o estresse térmico e garante a segurança da operação.

2.3 CONVERSÃO ELETRÔNICA DE ENERGIA

Diversos conversores eletrônicos de potência são necessários a bordo de um VE, como pode ser observado no diagrama de blocos na Figura 16. Ressalta-se que essa não é uma configuração única, e a opção de carregamento trifásico não abrange todos os modelos de VEs. Na recarga em ca, conversores retificadores ca-cc e reguladores cc-cc do carregador OBC são utilizados no fornecimento de energia contínua para o barramento cc de alta tensão, a partir do qual a bateria do VE é recarregada, geralmente com tensões na faixa de 250 V a 450 V (BLAABJERG et al., 2021). Vários conversores também recebem energia por meio desse barramento, e.g., o inversor cc-ca para o acionamento do motor elétrico de tração; inversores para o sistema de ar condicionado; conversores cc-cc para fornecer energia para o sistema de iluminação e para a recarga da bateria auxiliar de baixa tensão. Por outro lado, no carregamento em cc o processamento de energia ocorre externamente, com transferência direta para a bateria de alta tensão.

Figura 16 – Diagrama de blocos de possíveis conversores eletrônicos a bordo de um VE.

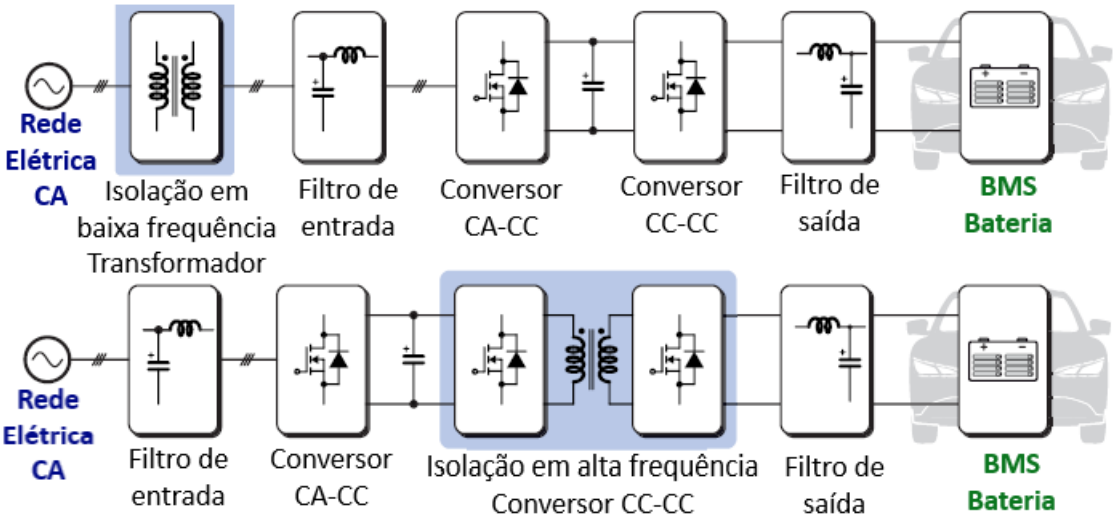


Fonte: Adaptado de (BLAABJERG et al., 2021).

Como representado na Figura 16, o fluxo de potência através do inversor de tração é bidirecional, o que possibilita a devolução de energia proveniente da frenagem regenerativa nos momentos de desaceleração. Nesse processo de reversão, a energia recuperada é devolvida para a bateria, o que eleva a autonomia e a eficiência energética do VE. De acordo com (BLAABJERG et al., 2021), o inversor de tração é o conversor a bordo do VE com maior potência, atualmente acima de 100 kW. Como há mais processamento de energia, em diversos momentos de aceleração e desaceleração do veículo, os componentes eletrônicos do inversor devem suportar um maior número de ciclos térmicos.

A estrutura típica de um carregador de bateria conectado à rede elétrica em ca é mostrada na Figura 17. Pode ser observado que há duas possibilidades de isolação galvânica, atualmente predominantemente de natureza indutiva, embora o isolamento capacitivo também seja possível (RIVERA et al., 2023). Uma forma de obter a isolação utiliza transformadores operando em baixa frequência (50 Hz / 60 Hz) na entrada do carregador, enquanto a outra solução é integrada aos conversores cc-cc, que operam com frequência de comutação na ordem de quilohertz ou mais — o que reduz o volume dos componentes magnéticos e eleva a densidade de potência do conversor, tornando-o mais compacto.

Figura 17 – Diagrama de blocos de uma estrutura típica de um carregador de bateria para VE.



Fonte: Adaptado de (RIVERA et al., 2023).

Carregadores com o mesmo propósito desta dissertação, desconectados da rede elétrica e com tensão de entrada contínua, ainda não são amplamente difundidos quando comparados aos conectados à rede elétrica e alimentados em ca. Um carregador rápido unidirecional intermediário entre dois bancos de baterias de íon-lítio é apresentado em (NICOLLI, 2019), implementado por um conversor elevador e abaixador de tensão, configurado com quatro módulos em paralelo e operando de modo intercalado. Uma estratégia de modulação que diminui as perdas nos interruptores também é proposta, assim como uma técnica de controle multimalhas. Em (MEZAROBA, 2021) é abordado o projeto de um sistema móvel para carregamento das baterias de veículos elétricos alimentados em corrente contínua e alternada. São utilizados conversores bidirecionais nos diferentes estágios de conversão de energia, visando o aumento da eficiência global, redução de custos e volume, além da operação com inversão do fluxo de energia.

No subsequente capítulo é apresentada uma revisão bibliográfica de conversores cc-cc elevadores não isolados, que são bons candidatos a comporem carregadores emergenciais portáteis com entrada e saída em corrente contínua, os quais podem ser alimentados por um banco de baterias e não há conexão com a rede elétrica.

2.4 CONCLUSÕES

A tecnologia dos sistemas de carregamento da bateria de alta tensão de veículos elétricos utiliza principalmente os meios de recarga condutiva, onde a transferência de energia da fonte para a bateria ocorre através de cabos e conectores por intermédio de um equipamento de fornecimento de energia (EVSE) dedicado. Este equipamento possui funções de monitoramento e controle, a fim de garantir a segurança do usuário e do veículo durante o carregamento, que é habilitado a partir do compartilhamento de informações entre os sistemas de controle do EVSE e do VE. O método como esse processo deve ocorrer, em equipamentos de corrente alternada e contínua, é definido por diferentes instituições normativas ao redor do mundo que, embora classifiquem de diferentes formas, convergem para o mesmo objetivo de carregamento seguro e eficiente.

Para níveis menores até intermediários de potência, predomina o carregamento em corrente alternada, o que é esperado uma vez que em cc o EVSE desempenha maior número de funções e requisita comunicação digital. Em maiores potências, dadas as limitações do OBC, a recarga em cc é mais atrativa e necessária — dado que a energia é entregue diretamente para a bateria e todo processo de conversão ocorre externamente, mitigando limitações de peso, volume e, consequentemente, de potência e tempo de recarga. Evidente que, assim como a evolução da infraestrutura de carregadores, os sistemas de baterias, barramento de alta tensão e conectores também devem ter capacidade incrementada para suportar maiores potências. Isso é altamente requerido principalmente para VEs pesados, como caminhões e ônibus, e também para a massificação do uso dessa tecnologia — que pode ser impulsionada quando os tempos de carregamento se equipararem ao de um abastecimento convencional como ocorre nos veículos à combustão interna.

Diversas topologias de conversores presentes na literatura da Eletrônica de Potência são empregadas nos diferentes estágios de conversão de energia que ocorrem a bordo do VE. Quanto aos carregadores de baterias para VEs, predominam as publicações referente a topologias alimentadas em ca e conversores conectados à rede elétrica — enquanto topologias com entrada e saída em corrente contínua e desconectadas da rede ainda não são tão difundidas. Diante disso, carregadores cc-cc com uma proposta portátil são uma necessidade a ser explorada por esse mercado que, até o momento desta escrita, vêm seguindo uma trajetória crescente de vendas no Brasil e no mundo.

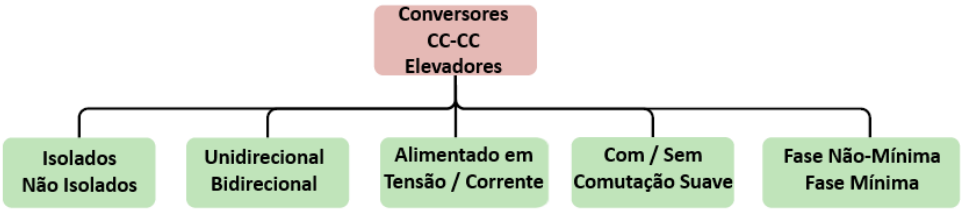
3 CONVERSORES CC-CC ELEVADORES NÃO - ISOLADOS

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica acerca de conversores cc-cc elevadores, com foco em estruturas não isoladas, unidirecionais e com baixa ondulação nas correntes de entrada e saída. Essas são características requeridas no projeto do carregador para a recarga emergencial das baterias de veículos elétricos proposto nesta dissertação, o qual é alimentado por meio de um banco de baterias e não há regeneração de energia.

3.1 INTRODUÇÃO

Algumas figuras de mérito que caracterizam os conversores cc-cc elevadores modulados por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*) são ilustradas na Figura 18, e referem-se: à estrutura do conversor, se não isolado ou se possui isolação galvânica, obtida por meio de componentes magnéticos; ao fluxo de energia, se unidirecional da fonte para a carga ou bidirecional em ambos os sentidos. Também são classificados quanto a característica de alimentação, se em tensão (*Voltage - Fed*), geralmente com um filtro capacitivo de entrada, ou alimentado em corrente (*Current - Fed*) com um filtro indutivo. Distinguem-se ainda de acordo com o modo de comutação dos interruptores, onde incluem-se técnicas de comutação suave, e em termos de resposta dinâmica, se apresentam comportamento de sistemas de fase mínima ou não - mínima.

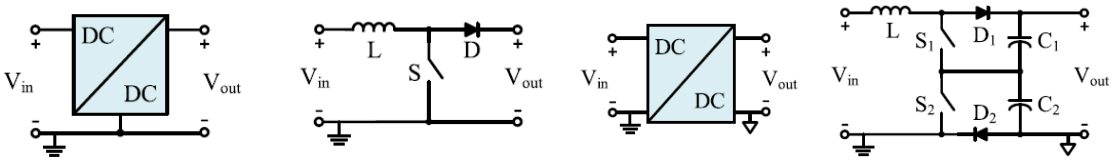
Figura 18 – Categorização de conversores cc-cc elevadores.



Fonte: Adaptado de (FOROUZESH et al., 2017).

Os conversores não isolados são de menor custo e complexidade de implementação que os isolados, pois, requerem apenas dispositivos de comutação e componentes passivos, não havendo necessidade de transformadores e, em muitos casos, dispensa sensores e circuitos isolados para o acionamento dos interruptores (*drivers*). Nessas estruturas não isoladas, é possível encontrar conversores com aterramento comum, nos quais os estágios de entrada e saída são conectados ao mesmo potencial elétrico de terra, ou, aterramento em pontos distintos, com saída flutuante. A Figura 19 ilustra essas duas possibilidades, onde são mostrados os conversores *Boost* convencional e de três níveis, nas Figuras 19(a) e 19(b) respectivamente. Ressalta-se que em sistemas de alta potência e elevado ganho de tensão que utilizem conversores não isolados, podem ser empregados transformadores na sua forma não isolada (*built - in*) ou indutores acoplados, o que pode melhorar a eficiência e a confiabilidade da conversão de energia (FOROUZESH et al., 2017).

Figura 19 – Conversores cc-cc elevadores não isolados.



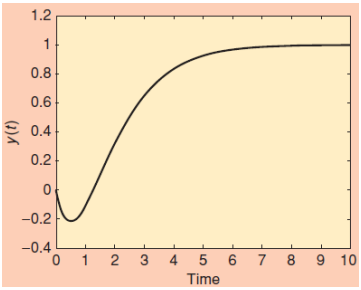
(a) Não isolado com aterramento comum. (b) Não isolado com saída flutuante.

Fonte: Extraído de (FOROUZESH et al., 2017).

O conversor para a proposta desta dissertação não requer regeneração de energia, uma vez que as cargas a serem supridas são baterias de VEs descarregadas. Por isso, é conveniente o uso de um conversor unidirecional que, quando comparado aos bidirecionais, proporciona menor complexidade e custo de implementação dos sistemas de modulação e controle. Além disso, o conversor de interesse deve ser do tipo *Current - Fed*, dado que essas topologias apresentam corrente de entrada contínua com reduzida ondulação, característica inerente à essas estruturas alimentadas em corrente, as quais possuem um indutor de entrada. Em contrapartida, para o caso do conversor elevador convencional operando no modo de condução contínuo (CCM - *Continuous Conduction Mode*), têm-se uma resposta dinâmica lenta, devido ao indutor e a presença de um zero no semiplano direito.

Como consequência do zero no semiplano direito, têm-se um sistema de fase não mínima que, no conversor cc-cc elevador ocorre, pois, antes do fornecimento de energia para a carga, há necessidade de armazenamento e, assim, a resposta inicial do conversor no período transitório contrapõe-se ao desejado. Quando há um aumento na potência drenada pela carga, a tensão de saída tende a decrescer, uma vez que o indutor primeiramente armazena mais energia por período, que é posteriormente transferida para a carga restabelecendo a tensão ao patamar desejado, após alguns ciclos de comutação. Dessa forma, a tensão decresce momentaneamente para depois começar a aumentar, o que é característico de sistemas de fase não mínima, tal como ilustrado na Figura 20. De modo análogo, na situação oposta, quando há um decréscimo na potência consumida pela carga, a tendência inicial da tensão de saída é aumentar, uma vez que a energia excedente fornecida pelo indutor de entrada leva alguns ciclos até ser dissipada.

Figura 20 – Resposta ao degrau unitário de um sistema de fase não mínima.

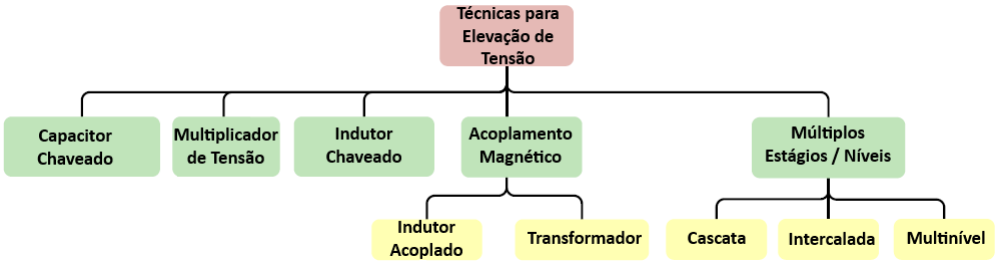


Fonte: Extraído de (HOAGG; BERNSTEIN, 2007).

3.2 ESTADO DA ARTE

Diversas técnicas para a elevação de tensão em conversores cc-cc estáticos são difundidas na literatura da Eletrônica de Potência, dentre as quais podem ser destacadas cinco principais estruturas, classificadas conforme mostra a Figura 21. Alguns circuitos elementares dessas técnicas podem ser vistos na Figura 22, e as suas principais características são sumarizadas a seguir em consonância com (FOROUZESH et al., 2017).

Figura 21 – Classificação das técnicas de elevação de tensão aplicáveis em conversores estáticos cc-cc.



Fonte: Adaptado de (FOROUZESH et al., 2017).

Os conversores a capacitor chaveado possuem alta densidade de potência, tamanho reduzido e resposta dinâmica rápida. Nesses conversores, uma questão crítica envolve a presença de transientes de corrente elevada, principalmente na fase de inicialização do conversor, além de sensibilidade à resistência série equivalente dos capacitores e falta de regulação da tensão de saída, que é discreta. As topologias a indutor chaveado (VL-SL - *Voltage Lift Switched Inductor*) apresentam alta capacidade de elevação de tensão, porém, necessitam um maior número de componentes passivos e podem não ser atrativas em aplicações de alta potência.

A técnica estruturada com células multiplicadoras de tensão (VMC - *Voltage Multiplier Cell*) apresenta alta capacidade de tensão com topologias simples, que podem ser integradas a várias outras estruturas. Porém, os estresses de tensão nos componentes podem ser elevados e, em aplicações com maiores níveis de tensão, são necessárias diversas células.

Fazer uso do acoplamento magnético proporciona versatilidade devido à relação de transformação do indutor ou transformador, que fornecem alto ganho de tensão. Além disso, os interruptores podem ser implementados no lado de baixa tensão, o que auxilia na redução de perdas. Todavia, podem ser relativamente volumosos e apresentar efeitos negativos devido à indutâncias parasitas, que podem ocasionar picos de tensão de amplitude significativa e, por isso, exigem um projeto magnético preciso.

Os conversores de múltiplos estágios / níveis são capazes de processar elevadas potências em altos níveis de corrente e tensão, de modo eficiente e seguro. Nessa categoria, incluem-se conversores modulares, em cascata e intercalados (*Interleaved*). Contudo, a

eficiência deteriora de acordo com o número de estágios / níveis, e podem requisitar grande quantidade de componentes, o que ocasiona maior peso, volume e custo.

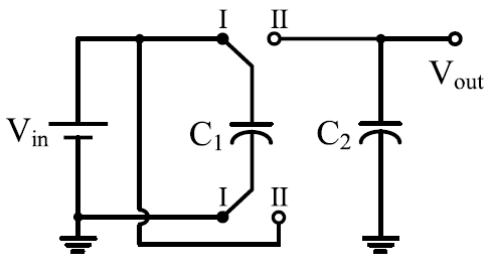
Como o carregador para veículos elétricos proposto possui como fonte de alimentação um banco de baterias, não há conexão com a rede elétrica de distribuição e, portanto, a isolação galvânica não é necessária. Também é conveniente o emprego de um conversor que promova baixa ondulação na corrente drenada e também na corrente fornecida, dado que os terminais de entrada e saída são conectados à baterias. A ondulação de corrente ocasiona um efeito indesejável, pois, interage com a impedância interna das baterias causando aquecimento e, em decorrência disso, os fabricantes estabelecem recomendações rigorosas para limitar as ondulações de corrente e tensão durante o carregamento, a fim de garantir a preservação da vida útil das células eletroquímicas (TRAN et al., 2015).

Conforme visto, um carregamento seguro e eficiente das baterias de VEs pode ser realizado através do método de recarga Corrente Constante - Tensão Constante (CC – CV). Para a implementação dessa técnica, faz-se necessário o controle da corrente de saída do conversor, o que é factível através da inclusão de um elemento armazenador de energia indutivo na saída do conversor *Boost* convencional — o que resulta em uma corrente contínua com baixa ondulação, em contraponto à topologia clássica.

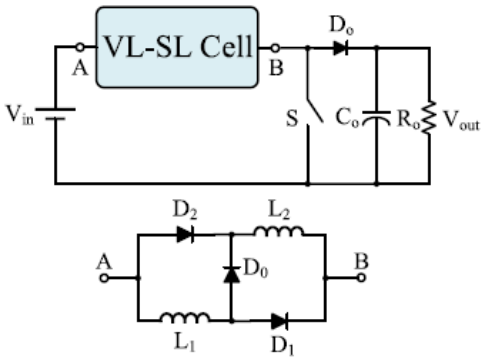
A estratégia supracitada é relatada em (WILLIAMS, 2013), onde são apresentadas diferentes topologias abaixadoras, elevadoras e abaixadoras - elevadoras de tensão com reduzida ondulação nas correntes de entrada e saída. O filtro indutivo adicionado ao conversor *Boost* converte a saída em uma fonte de corrente, eliminando o efeito de corrente pulsada (proveniente do diodo de potência) e permitindo um fluxo de energia contínuo, tal como ocorre na corrente de entrada quando o conversor opera em CCM. Segundo o referido autor, a capacitância de saída — normalmente grande — pode ser significativamente reduzida, uma vez que não desempenha de forma exclusiva a função usual de filtragem.

O conversor *Boost* com indutor de saída é proposto em (TRAN et al., 2015) para o carregamento de baterias de Polímero de Lítio (Li - Po), aplicando o modo de carregamento CC - CV, e controlando a tensão e a corrente de saída utilizando controladores do tipo proporcional integral (PI), implementados em um circuito integrado PWM. O autor relata, por meio de resultados experimentais, boa atenuação das ondulações de corrente e tensão com um número pequeno de capacitores conectados em paralelo. Além disso, ao contrário da topologia convencional, esse conversor pôde ser controlado usando controladores PI, com largura de banda de aproximadamente 500 Hz e margem de fase de 56 °, em uma estratégia com duas malhas independentes. Essas malhas funcionam de acordo com o estado de carga da bateria (SoC), e as transições entre os modos CC e CV são determinadas a partir da magnitude de saída dos controladores de tensão e corrente. Apesar disso, a banda passante dos controladores é bem limitada, dado que, de acordo com o autor, o conversor opera com frequência de comutação de 300 kHz.

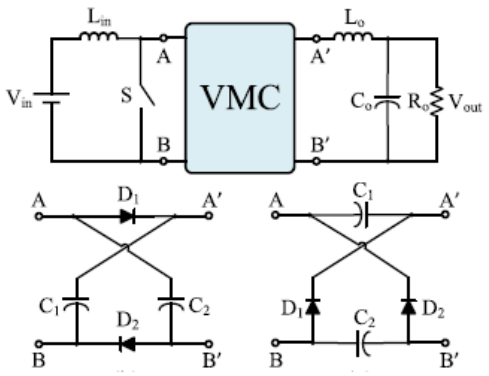
Figura 22 – Circuitos básicos de diferentes técnicas de elevação de tensão em conversores cc-cc.



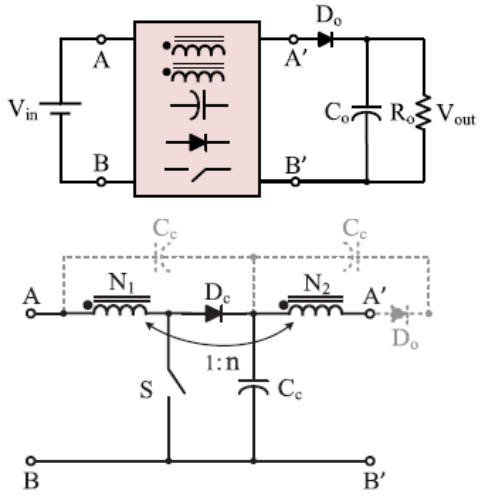
(a) Capacitor chaveado.



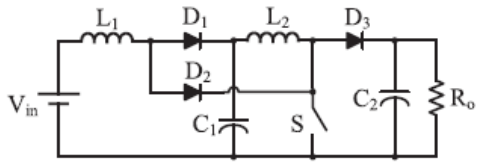
(b) Indutor chaveado.



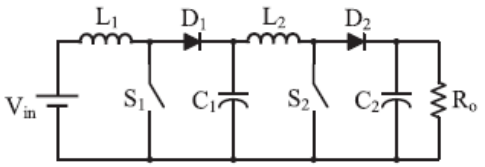
(c) Célula multiplicadora de tensão.



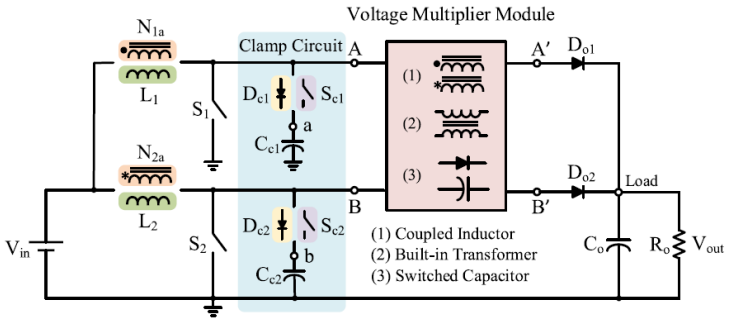
(d) Acoplamento magnético.



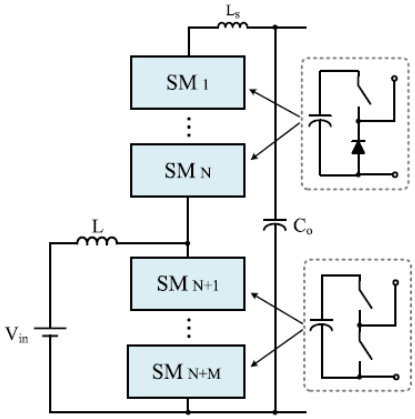
(e) Múltiplos estágios quadrático.



(f) Múltiplos estágios quadrático em cascata.



(g) Múltiplos estágios intercalado.



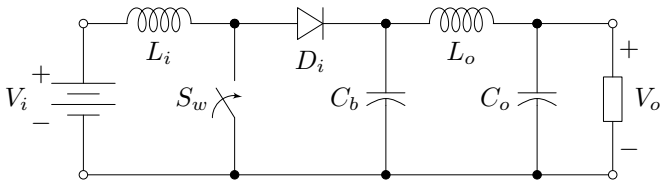
(h) Multinível modular com célula multiplicadora.

Fonte: Extraído de (FOROUZESH et al., 2017).

Adicionalmente, esse conversor também é abordado em (NGUYEN et al., 2014) para o carregamento de baterias de íons de lítio usando o método CC - CV, onde são derivadas equações para a seleção ótima dos valores de indutância e capacitância de saída. É constatado que a ondulação da corrente de saída é significativamente alterada por uma pequena variação no valor do indutor de saída, enquanto alterações no valor da capacitância têm pouca influência. Segundo os autores, um pequeno indutor de saída pode reduzir significativamente a ondulação da corrente e, consequentemente, minimizar o tamanho do capacitor de filtragem. Ainda de acordo com a referência, a ondulação da corrente de saída é diretamente proporcional à corrente de carga, ou seja, o maior valor de ondulação ocorre no modo de recarga em corrente constante (CC), uma vez que no estágio de tensão constante (CV) a corrente de carga decresce exponencialmente e é finalizada com reduzida amplitude.

Em (FONT; MARTINEZ, 1991) é apresentada a modelagem no espaço de estados do conversor *Boost* convencional com filtro indutivo capacitivo (LC) de saída, ilustrado na Figura 23, operando em CCM. De acordo com os autores, a análise em estado estacionário constata a ausência de ondulação na corrente e na tensão de saída, com o mesmo ganho estático que o conversor clássico. A análise dinâmica ca de pequenos sinais mostra que as funções de transferência desse conversor são de quarta ordem, o que é esperado uma vez que foram incluídos dois componentes armazenadores de energia. Além disso, esse conversor exibe características de sistemas de fase não mínima, por isso, têm-se limitações na largura de banda dos controladores e, por conseguinte, na velocidade de atuação na rejeição de distúrbios e no seguimento de referência. Apesar disso, técnicas de controle em cascata podem contornar esse inconveniente, que é inerente à essas topologias.

Figura 23 – Topologia do conversor cc-cc elevador (*Boost*) com filtro LC de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

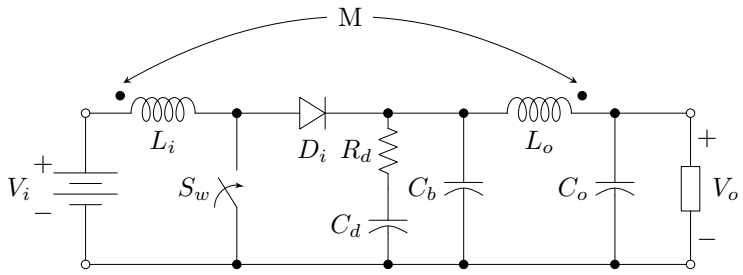
A característica de fase não mínima pode ser evitada acoplando magneticamente os indutores de entrada e saída, o que proporciona um caminho de transferência direta de energia da entrada para a saída, mesmo durante o armazenamento de energia no indutor de entrada quando o interruptor está em condução (RUEDA; GHANI; PEROL, 2004; DIAZ et al., 2008). Uma análise dinâmica comparativa do conversor elevador com filtro LC na saída com e sem acoplamento magnético é apresentada em (CALVENTE et al., 2004), onde o conversor com acoplamento é configurado tal como ilustrado na Figura 24. Resultados experimentais mostram significativa melhora no comportamento dinâmico do conversor acoplado magneticamente, decorrente da eliminação do zero no semiplano

direito. Porém, não são todas as condições de projeto em que o cancelamento dos zeros ocorre, por isso, deve-se satisfazer a condição expressa por

$$\frac{M}{L_i} > \frac{1}{1-D}, \tag{4}$$

onde a indutância mútua é dada por $M = k\sqrt{L_i\,L_o}$, e o coeficiente de acoplamento magnético pertence ao intervalo $0 \leq k \leq 1$ (GORJI; SAHEBI; HOLAKOOIE, 2020).

Figura 24 – Topologia do conversor cc-cc elevador (*Boost*) com filtro LC de saída, acoplamento magnético e rede de amortecimento RC.



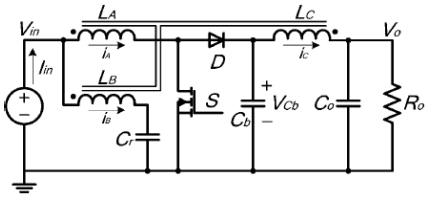
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Segundo (CALVENTE et al., 2004), o acoplamento magnético dos indutores resulta em uma função de transferência (FT) com dois zeros e, selecionando apropriadamente os coeficientes do numerador dessa FT, os zeros podem ser deslocados para o semiplano esquerdo. Dessa forma, o conversor adquire comportamento de fase mínima similar às topologias abaixadoras e, assim, a banda passante dos controladores pode ser incrementada. A principal desvantagem é o aumento do tamanho dos magnéticos, que podem ser reduzidos combinando essa técnica com uma rede de amortecimento. Essa rede consiste em uma conexão série de um resistor (R_d) e um capacitor (C_d) conectados em paralelo com o capacitor intermediário (C_b), conforme pode ser observado na Figura 24. De acordo com o referido autor, a inclusão do amortecimento do filtro de saída proporciona resultados dinâmicos semelhantes, mas com componentes magnéticos menores. No entanto, a inclusão dessa rede pode elevar as perdas e reduzir o rendimento do conversor.

A mesma estratégia é também proposta em (SINGH; MISHRA, 2013; KUMAR; SINGH; MAHANTY, 2016; MEHER; SINGH; LAL, 2022) em uma versão bidirecional, desempenhando o modo de recarga CC - CV. É relatado que a transição entre os modos de corrente constante (CC) e tensão constante (CV) ocorre de forma automática e suave, sem a necessidade de circuitos extras ou laços de controle. Uma configuração com um terceiro enrolamento auxiliar é apresentada por (GU; ZHANG; ZHAO, 2015), cuja topologia é mostrada na Figura 25(a). Os indutores são integrados em um único núcleo magnético, o que segundo os autores pode reduzir o peso e o volume do conversor. Uma versão de múltiplos estágios intercalada com duas fases é proposta por (LIU; ZHANG, 2017), e a sua topologia é mostrada na Figura 25(b). De acordo com os autores, devido ao acoplamento

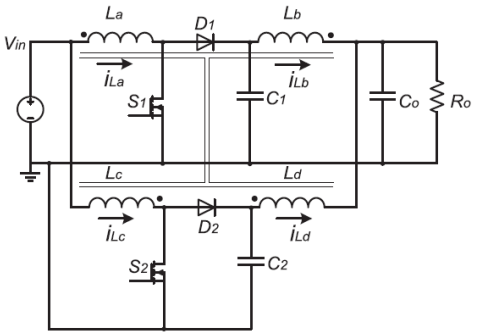
entre os quatro indutores, torna-se viável reduzir o tamanho do núcleo e aumentar a densidade de potência.

Figura 25 – Topologias de conversores cc-cc elevadores.



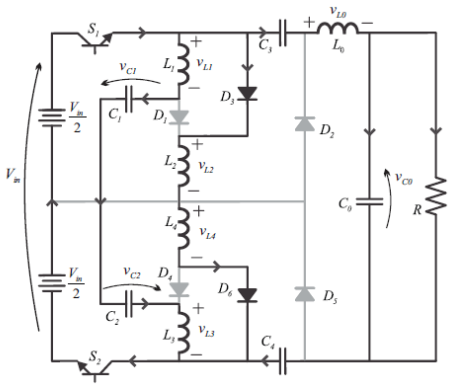
(a) Acoplado magneticamente com três enrolamentos.

Fonte: (GU; ZHANG; ZHAO, 2015).



(b) Acoplado magneticamente de múltiplos estágios intercalado com duas fases.

Fonte: (LIU; ZHANG, 2017).



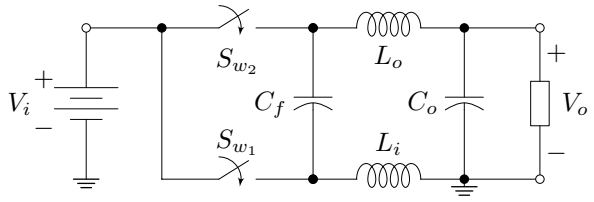
(c) Quadrático Zeta Duplo.

Fonte: (SA et al., 2020).

Outra topologia que permite a redução das ondulações de correntes em conversores cc-cc elevadores é proposta em (GIANNELLI et al., 2016; NGUYEN et al., 2021). Derivado do conversor Zeta, esse conversor, ilustrado na Figura 26, é denominado conversor *ZetaBoost*, ou *Dual - Inductor Hybrid Boost*. Segundo (GIANNELLI et al., 2016), apesar de requisitar um capacitor e um indutor adicional, em relação ao *Boost* convencional, os dois indutores também podem ser acoplados, possibilitando a eliminação do zero do semiplano direito. Além disso, o capacitor de saída não precisa ser tão grande para fornecer uma boa filtragem de ondulação. Nesse conversor, os dois interruptores atuam de modo complementar e forçam uma corrente de entrada triangular contínua, promovendo baixa ondulação. Embora não contenha diodos, têm-se a inclusão de um interruptor adicional que, assim como o outro, não está referenciado ao terra do circuito, necessitando *drivers* isolados.

Até o momento, não há muitos trabalhos publicados acerca dessa topologia, por isso, carece de mais investigações. Também derivado do conversor Zeta, um novo conversor denominado Quadrático Zeta Duplo é apresentado em (SA et al., 2020), e a sua topologia

Figura 26 – Topologia do conversor cc-cc elevador ZetaBoost.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

é mostrada na Figura 25(c). Segundo os autores, têm-se como vantagens elevado ganho estático, baixa ondulação de corrente na saída e redução dos estresses de tensão nos interruptores. Entretanto, além de *drivers* isolados, o número de semicondutores é maior, aumentando a complexidade de implementação, se comparado com as outras topologias previamente abordadas.

3.3 ANÁLISE DE TOPOLOGIAS COM REDUZIDA ONDULAÇÃO DE CORRENTE

A fim de assertivamente selecionar a topologia do conversor para o carregador proposto, é realizada uma análise dos armazenadores de energia e do comportamento dinâmico dos conversores elevadores com filtro LC (Figura 23), com acoplamento magnético (Figura 24) e ZetaBoost (Figura 26), doravante denominados conversores I, II e III, respectivamente. Os requisitos de projeto são indicados na Tabela 4. A partir disso, determinaram-se através de simulações numéricas no *software* PSIM, os valores necessários para os indutores e capacitores atenderem as especificações de ondulações de corrente e tensão.

Tabela 4 – Especificações do conversor para o carregador de baterias de VEs.

V_i	V_o	P_o	f_s	ΔI_i	ΔI_o	ΔV_o
140 V	400 V	21 kW	40 kHz	20 %	15 %	2 %

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Além das indutâncias e capacitâncias, é importante considerar o montante de energia a ser armazenado nesses componentes, dado que essa figura de mérito influencia diretamente na dimensão do núcleo ferromagnético. O cálculo das energias de indutores e capacitores pode ser determinado através das bem conhecidas expressões

$$W_L = \frac{1}{2} L I^2, \tag{5}$$

$$W_C = \frac{1}{2} C V^2. \tag{6}$$

Os valores de indutâncias e capacitâncias determinados para cumprir os requisitos de ondulação máxima adotada podem ser observados na Tabela 5, assim como a energia calculada para o capacitor de filtragem intermediário (C_b), e para os indutores de entrada (L_i) e saída (L_o). O capacitor do filtro de saída (C_o) foi suprimido da análise pois possui o mesmo valor de $3,2\,\mu$F para os três conversores. Pode ser visto que a indutância e a energia do indutor de saída para o conversor I é bastante reduzida e, a capacitância requerida é a mesma da topologia convencional do conversor *Boost*, a qual é dada pela expressão (7) (BARBI; MARTINS, 2011).

$$C = \frac{DI_o}{\Delta V_o f_s}. \tag{7}$$

Tabela 5 – Valores de indutância, capacitância e energia dos elementos armazenadores de energia dos conversores I, II e III.

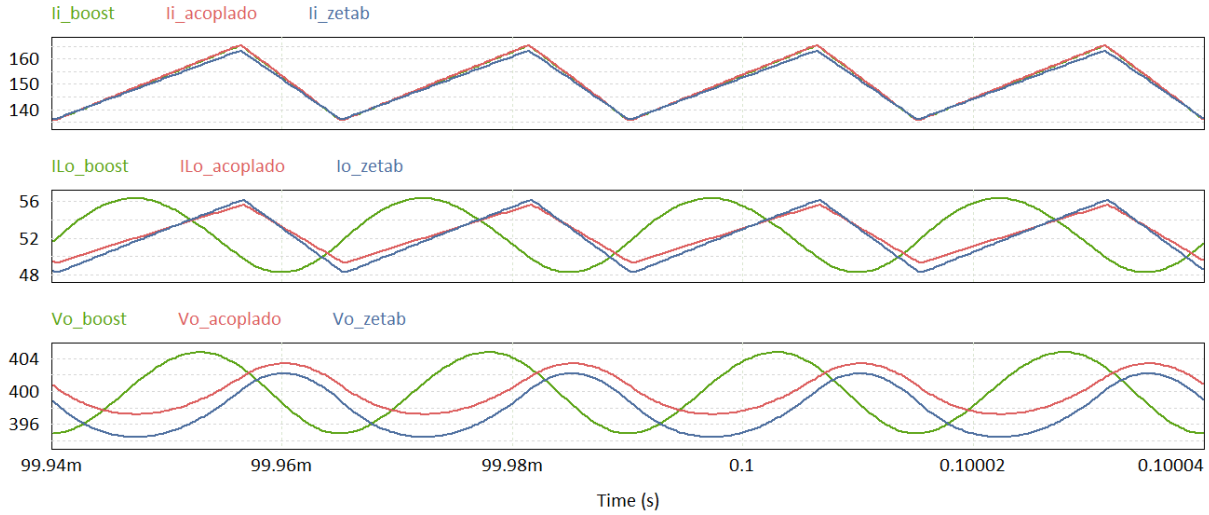
Conversor	$\boldsymbol{L_i}$ [$\boldsymbol{\mu}$H]	$\boldsymbol{L_o}$ [$\boldsymbol{\mu}$H]	$\boldsymbol{C_b}$ [$\boldsymbol{\mu}$F]	$\boldsymbol{W_{L_i}}$[mJ]	$\boldsymbol{W_{L_o}}$[mJ]	$\boldsymbol{W_{C_b}}$ [mJ]
I	76	8	107	855	11	8560
II	211	3000	53	2374	4134	4240
III	117	289	107	556	398	8560

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Para o conversor II, pode ser observado que as indutâncias e energias são superiores, principalmente para o indutor de saída, enquanto a capacitância e a energia armazenada no capacitor são reduzidas pela metade. Ressalta-se que a indutância de saída L_o é maior que a requisitada para cumprir os limites de ondulação, pois, foi elevada para atender a desigualdade (4), a fim de proporcionar ao conversor o comportamento de fase mínima. Constatou-se que o valor dessa indutância é significativamente alterado de acordo com o coeficiente de acoplamento magnético. Nestas simulações, adotou-se um valor de $k = 0,8$, porém, maiores estudos acerca da influência de k devem ser realizados para uma melhor análise desta topologia, dado que aspectos construtivos e a indutância mútua altera de modo significativo o valor do acoplamento magnético.

Em termos de componentes magnéticos, os conversores I e III apresentam resultados próximos. Observa-se que a menor energia requisitada na entrada é proporcionada pelo conversor ZetaBoost que, apesar de não possuir a menor indutância, a corrente circulante no indutor é de menor amplitude em relação aos demais. Apesar disso, a indutância de saída é muito menor para o conversor I. As formas de onda das correntes de entrada (150 A) e saída (52,5 A), assim como a tensão de saída (400 V), simuladas no *software* PSIM, são mostradas na Figura 27. Nota-se que os três conversores estão em estado estacionário e com aproximadamente o mesmo patamar de ondulação e valor médio.

Figura 27 – Formas de onda de simulação das correntes de entrada e saída e da tensão de saída dos conversores I, II e III.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

3.3.1 Modelo Médio no Espaço de Estados

A análise do comportamento dinâmico de conversores estáticos de potência inicia com a modelagem matemática desses sistemas, a qual permite predizer a resposta de diversas variáveis, como tensões e correntes, frente a variações e distúrbios de baixa frequência ocorridos principalmente na fonte de alimentação e na razão cíclica. Para isso, são desprezadas as pequenas ondulações provenientes dos processos de comutações dos interruptores e, considera-se o valor médio das variáveis em cada período de comutação. Tendo em vista que trata-se de um sistema não linear, para usar as técnicas de controle clássico, recorre-se ao uso de um modelo médio linearizado, válido para pequenas variações ca em torno de um ponto quiescente de operação em estado estacionário.

De acordo com (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2005), o modelo dinâmico descrito no espaço de estados é um método formal para obter o modelo médio de pequenos sinais, que descreve o comportamento do conversor apenas em baixa frequência, não sendo válido para frequências próximas ou acima da comutação. Decorre disso que a frequência natural do conversor, assim como as frequências de variação dos sinais de entrada e da razão cíclica, devem ser bem menores que a de comutação para esse modelo funcionar adequadamente. Essa técnica utiliza o conceito de variáveis de estado, definidas como o menor conjunto de variáveis linearmente independentes utilizadas para moldar o comportamento de um sistema, que nos conversores estão tipicamente relacionadas aos armazenadores de energia, como as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores. Salienta-se que as variáveis de estado não são únicas, ou seja, um mesmo sistema pode ser representado por diferentes equações. A subsequente abordagem teórica e modelagem dos conversores no espaço de estados, apresentados nesta subseção, são descritos em consonância com a metodologia

elucidada pelos referidos autores.

Em sistemas lineares, as derivadas das variáveis de estado são expressas como combinações lineares das entradas independentes e das próprias variáveis de estado, conforme as Equações (8) e (9), escritas na forma matricial compacta. A descrição em variáveis de estado representa um sistema dinâmico a partir de equações diferenciais de primeira ordem, i.e., ao invés de usar uma única equação diferencial de ordem n, são utilizadas n equações de primeira ordem.

$$\mathbf{K}\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t), \tag{8}$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}\mathbf{u}(t), \tag{9}$$

onde $\mathbf{x}(t)$ é um vetor que contém todas as variáveis de estado, nesse caso, as correntes nos indutores e as tensões nos capacitores. O vetor de entrada $\mathbf{u}(t)$ engloba as entradas independentes do sistema, como a fonte de tensão de alimentação, e $\mathbf{y}(t)$ é o vetor de saída. A, B, C e E são matrizes médias com constantes de proporcionalidade.

O conversores I, II e III, operando em CCM, apresentam dois estados topológicos que definem o circuito equivalente do conversor nas duas etapas de operação que ocorrem durante o período de comutação, tal como pode ser observado na Figura 28. Para o conversor I na primeira etapa, quando o interruptor está em condução e o diodo bloqueado, a energia proveniente da fonte de alimentação é armazenada no indutor, enquanto o capacitor C_b descarrega-se fornecendo energia para a carga. Neste primeiro subintervalo, compreendido entre $t_0 < t \leq D\,T_s$, o conversor se reduz a um circuito linear que pode ser descrito pelas equações de estado

$$\mathbf{K}\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A_1}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B_1}\mathbf{u}(t), \tag{10}$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C_1}\mathbf{x}(t) + \mathbf{E_1}\mathbf{u}(t). \tag{11}$$

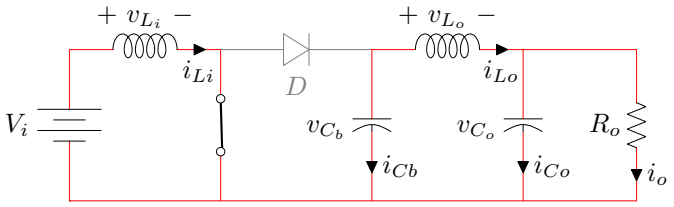
Na segunda etapa de operação, em $D\,T_s < t \leq (1-D)\,T_s$, o interruptor está bloqueado e o diodo em condução, ou seja, a energia acumulada é transferida para a saída, alimentando a carga e recarregando os capacitores. Assim, o conversor é reduzido a outro circuito linear descrito por

$$\mathbf{K}\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A_2}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B_2}\mathbf{u}(t), \tag{12}$$

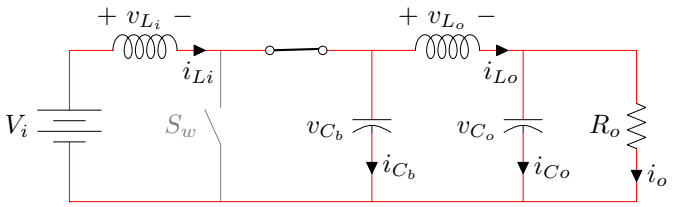
$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C_2}\mathbf{x}(t) + \mathbf{E_2}\mathbf{u}(t). \tag{13}$$

Ainda segundo (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2005), uma vez que as frequências naturais do conversor e das variações das entradas sejam muito mais lentas do que a frequência de comutação, então o modelo médio no espaço de estados que descreve o

Figura 28 – Estados topológicos do conversor *Boost* ideal com filtro LC de saída.



(a) Primeira etapa de operação: $t_0 < t \leq D\,T_s$.



(b) Segunda etapa de operação: $D\,T_s < t \leq (1-D)\,T_s$.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

conversor em estado estacionário resulta em

$$\begin{aligned} \mathbf{0} &= \mathbf{AX} + \mathbf{BU}, \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{CX} + \mathbf{EU}, \end{aligned} \tag{14}$$

onde as matrizes médias são dadas por

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= D\mathbf{A_1} + D'\mathbf{A_2}, \\ \mathbf{B} &= D\mathbf{B_1} + D'\mathbf{B_2}, \\ \mathbf{C} &= D\mathbf{C_1} + D'\mathbf{C_2}, \\ \mathbf{E} &= D\mathbf{E_1} + D'\mathbf{E_2}. \end{aligned} \tag{15}$$

A razão cíclica complementar é dada por $D' = 1 - D$, e $\mathbf{X}$, $\mathbf{U}$, $\mathbf{Y}$ e D representam os valores médios das componentes cc em regime permanente dos vetores de estado, de entrada, saída e da razão cíclica, respectivamente. O sistema de equações representado em (14) é resolvido para encontrar os vetores de estado e saída em regime permanente, de tal forma que

$$\mathbf{X} = -\mathbf{A^{-1}BU}, \tag{16}$$

e

$$\mathbf{Y} = -\left(\mathbf{CA^{-1}B} + \mathbf{E}\right)\mathbf{U}. \tag{17}$$

Por fim, as equações de estado do modelo ca de pequenos sinais linearizado, para um conversor modulado por largura de pulso operando em CCM e com duas etapas de operação, são dadas por

$$\mathbf{K}\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(t) + \left\{\left(\mathbf{A_1} - \mathbf{A_2}\right)\mathbf{X} + \left(\mathbf{B_1} - \mathbf{B_2}\right)\mathbf{U}\right\}\hat{d}(t), \tag{18}$$

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E}\hat{\mathbf{u}}(t) + \{(\mathbf{C_1} - \mathbf{C_2})\,\mathbf{X} + (\mathbf{E_1} - \mathbf{E_2})\,\mathbf{U}\}\,\hat{d}(t), \tag{19}$$

onde $\hat{\mathbf{x}}(t)$, $\hat{\mathbf{u}}(t)$, $\hat{\mathbf{y}}(t)$ e $\hat{d}(t)$ são variações de pequenos sinais ca em torno de um ponto quiescente de operação em estado estacionário.

Os vetores de estado escolhidos para esta análise envolvem as grandezas elétricas dos armazenadores de energia magnéticos e capacitivos, i.e.,

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_{L_i}(t) & i_{L_o}(t) & v_{C_b}(t) & v_{C_o}(t) \end{bmatrix}^T \tag{20}$$

e

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{di_{L_i}(t)}{dt} & \frac{di_{L_o}(t)}{dt} & \frac{dv_{C_b}(t)}{dt} & \frac{dv_{C_o}(t)}{dt} \end{bmatrix}^T. \tag{21}$$

O vetor de entrada independente é composto pela fonte de alimentação

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} v_i(t) \end{bmatrix}, \tag{22}$$

e para o vetor de saída, foi escolhida a corrente de saída $i_{Lo}(t)$, pois, deseja-se analisar a resposta dinâmica desta variável em função da razão cíclica.

Para o conversor I na primeira etapa de operação, quando o interruptor está em condução, a tensão sobre o indutor é imposta pela fonte de alimentação, ou seja,

$$v_{L_i}(t) = L_i \frac{di_{L_i}(t)}{dt} = v_i(t) \tag{23}$$

e, dessa forma, pode-se escrever a variável de estado

$$\frac{di_{Li}(t)}{dt} = \frac{1}{L_i} v_i(t). \tag{24}$$

Para a variável da corrente no indutor de saída, a análise de malha no circuito elétrico da Figura 28 sugere $-v_{C_b}(t) + v_{L_o}(t) + v_{C_o}(t) = 0$ e, isolando a tensão do indutor L_o obtém-se

$$v_{L_o}(t) = L_o \frac{di_{L_o}(t)}{dt} = v_{C_b}(t) - v_{C_o}(t), \tag{25}$$

que define a variável de estado como

$$\frac{di_{Lo}(t)}{dt} = \frac{1}{L_o}\left[v_{Cb}(t) - v_{Co}(t)\right]. \tag{26}$$

Agora, analisando as correntes nos capacitores, a corrente em C_b é a própria corrente no indutor L_o mas em sentido oposto, assim,

$$i_{C_b}(t) = C_b \frac{dv_{C_b}(t)}{dt} = -i_{L_o}(t), \tag{27}$$

ou seja,

$$\frac{dv_{Cb}(t)}{dt} = \frac{\text{-1}}{C_b} i_{Lo}(t). \tag{28}$$

Consonante com a Lei de Conservação da Energia, a análise nodal nos terminais de saída do conversor I indica que a corrente no capacitor de saída é dada pela diferença entre

a corrente de carga e a corrente no indutor, i.e., $i_{C_o}(t) = i_{L_o}(t) - i_o(t) = i_{L_o}(t) - \frac{v_{C_o}(t)}{R_o}$. Assim,

$$i_{C_o}(t) = C_o \frac{dv_{C_o}(t)}{dt} = i_{L_o}(t) - \frac{v_{C_o}(t)}{R_o}, \tag{29}$$

e a variável de estado é escrita por

$$\frac{dv_{Co}(t)}{dt} = \frac{1}{C_o}\left[i_{Lo}(t) - \frac{v_{C_o}(t)}{R_o}\right]. \tag{30}$$

Dessa forma, a representação formal do conversor I é dada por

$$\begin{bmatrix} L_i \\ L_o \\ C_b \\ C_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{Li}(t)}{dt} \\ \frac{di_{Lo}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{Cb}(t)}{dt} \\ \frac{dv_{Co}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \frac{-1}{R_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_i}(t) \\ i_{L_o}(t) \\ v_{C_b}(t) \\ v_{C_o}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_i(t), \tag{31}$$

e a equação de saída

$$y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_i}(t) \\ i_{L_o}(t) \\ v_{C_b}(t) \\ v_{C_o}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} v_i(t). \tag{32}$$

Com isso, determinam-se as matrizes

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_o} & \frac{-1}{L_o} \\ 0 & \frac{-1}{C_b} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & \frac{-1}{R_o C_o} \end{bmatrix}, \tag{33}$$

$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$, $C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ e $E_1 = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}$. Analogamente para a segunda etapa de operação, adotando os mesmos procedimentos detalhados, obtém-se as matrizes

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_o} & \frac{-1}{L_o} \\ \frac{1}{C_b} & \frac{-1}{C_b} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & \frac{-1}{R_o C_o} \end{bmatrix}, \tag{34}$$

$B_2 = B_1$, $C_2 = C_1$ e $E_2 = E_1$. A mesma análise foi desenvolvida para o conversor III, e a Tabela 6 mostra as matrizes médias A, B, C e D para os três conversores, onde o conversor II é deduzido em (GORJI; SAHEBI; HOLAKOOIE, 2020). A função de transferência de quarta ordem que relaciona a corrente i_{L_o} e a razão cíclica é obtida no MATLAB através do código que pode ser encontrado no apêndice A.

A resposta em frequência da planta $\frac{i_{L_o}(s)}{d(s)}$ dos três conversores operando em malha aberta é apresentada na Figura 30, que reúne as curvas de simulação numérica obtidas no

Tabela 6 – Matrizes médias da representação do modelo dinâmico dos conversores I, II e III no espaço de estados.

Conversor	**A**	**B**	**C**	**D**
I	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-D'}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_o} & \frac{-1}{L_o} \\ \frac{1-D}{C_b} & \frac{-1}{C_b} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & \frac{-1}{R_o C_o} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T$	$\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}$
II	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D'}{C_b} & \frac{-1}{C_b} \\ 0 & \frac{-1}{R_o C_o} & 0 & \frac{1}{C_o} \\ \frac{M-L_oD'}{L_iL_o-M^2} & \frac{-M}{L_iL_o-M^2} & 0 & 0 \\ \frac{L_i-MD'}{L_iL_o-M^2} & \frac{-L_i}{L_iL_o-M^2} & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{-V_o}{R_oC_bD'} & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{L_oV_o}{L_iL_o-M^2} & \frac{L_o}{L_iL_o-M^2} \\ \frac{MV_o}{L_iL_o-M^2} & \frac{M}{L_iL_o-M^2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T$	$\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}$
III	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-D'}{L_i} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_o} & \frac{-1}{L_o} \\ \frac{1-D}{C_b} & \frac{-D}{C_b} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & \frac{-1}{R_o C_o} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_i} \\ \frac{1}{L_o} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T$	$\begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}$

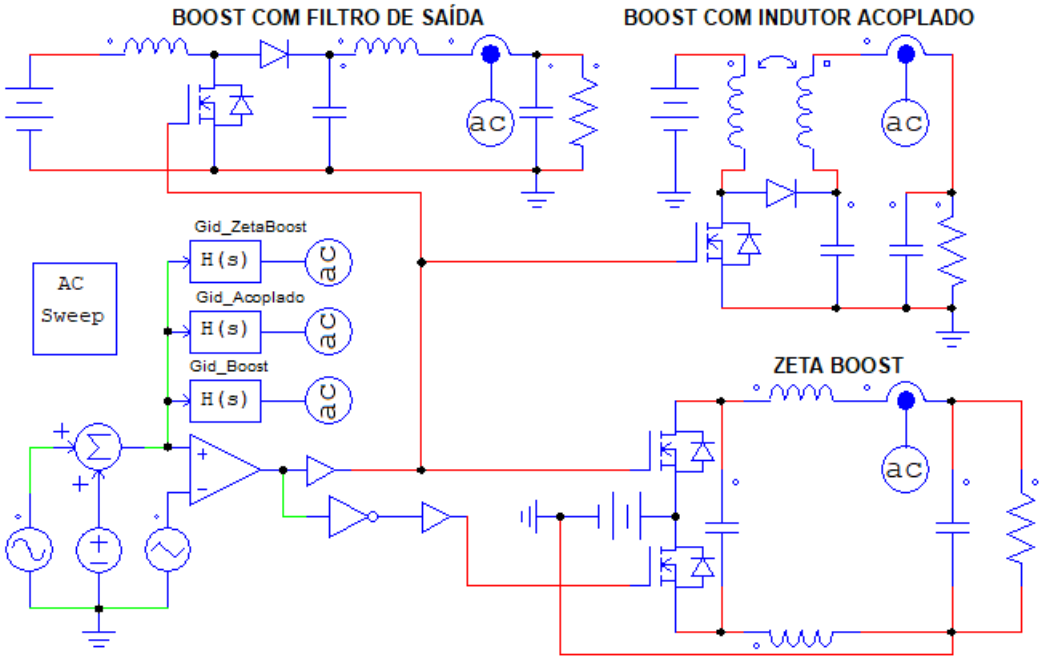
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

software PSIM e as curvas teóricas do modelo obtido no MATLAB. O circuito de simulação numérica é mostrado na Figura 29. Pode ser observado que para os conversores I e III há inversão de fase, o que caracteriza a propensão desses conversores à instabilidade, uma vez que pode haver realimentação positiva do sistema em malha fechada. Em contrapartida, no conversor II a tendência da fase é de convergência para $-90\,°$, como em um sistema com dois polos e um zero. Isso corrobora o fato relatado por diferentes autores de que o acoplamento magnético possibilita a eliminação do zero no semiplano direito e, o conversor adquire comportamento similar às topologias abaixadoras.

Os controladores para os três conversores são projetados visando obter a maior velocidade de resposta dinâmica possível. Para os conversores I e III, a estabilidade é garantida apenas com controladores proporcionais (P) com frequência de cruzamento por 0 dB reduzida, em cerca de 100 Hz, enquanto no conversor II o sistema permaneceu estável usando um controlador proporcional integral (PI) com banda passante de $\frac{f_s}{4}$=10 kHz. A resposta em frequência da planta $\frac{i_{Lo}(s)}{d(s)}$ compensada para os três conversores pode ser conferida na Figura 31. Os parâmetros dos controladores são indicados na Tabela 7, os quais são verificados através de simulações numéricas no PSIM, utilizando o circuito elétrico da Figura 32.

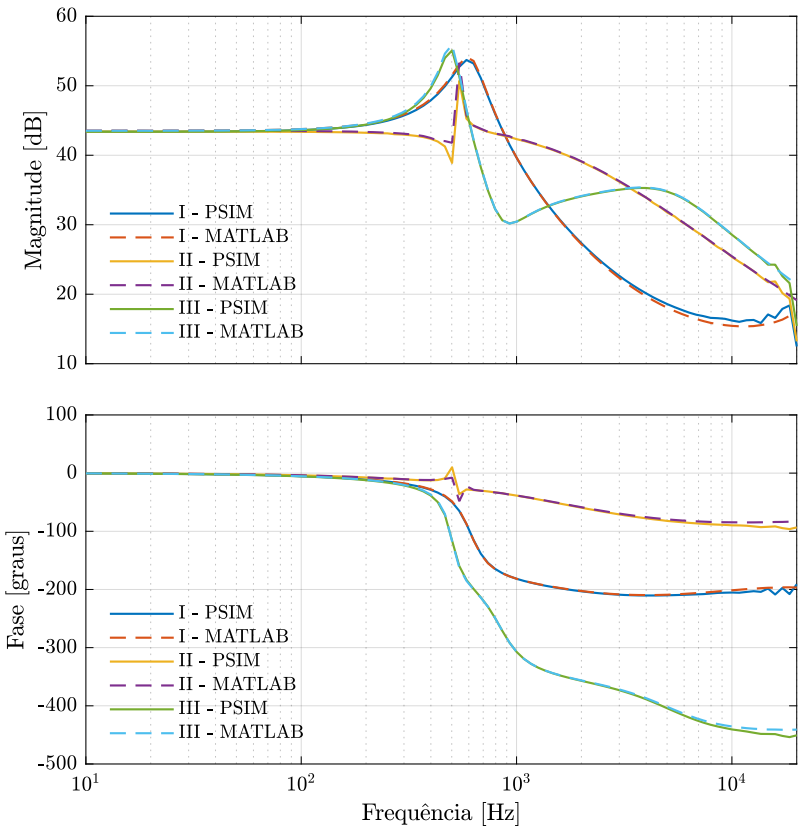
Os testes de simulação para a verificação dos controladores projetados são apresentados nas Figuras 33 e 34. São aplicados degraus na referência da corrente do indutor de

Figura 29 – Circuito de simulação numérica para a obtenção da resposta em frequência dos conversores I, II e III operando em malha aberta.



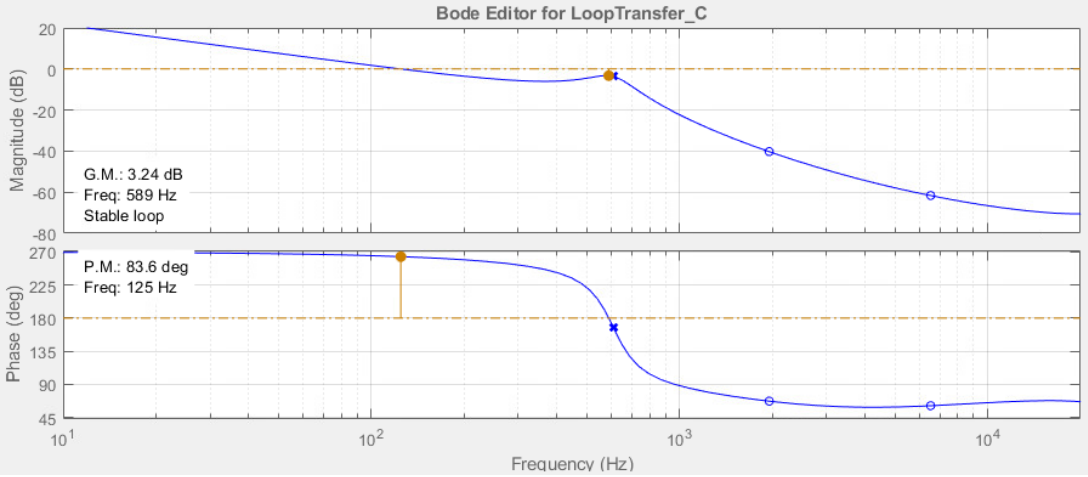
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 30 – Resposta em frequência da planta $\frac{i_{L_o}(s)}{d(s)}$ para os conversores I, II e III.

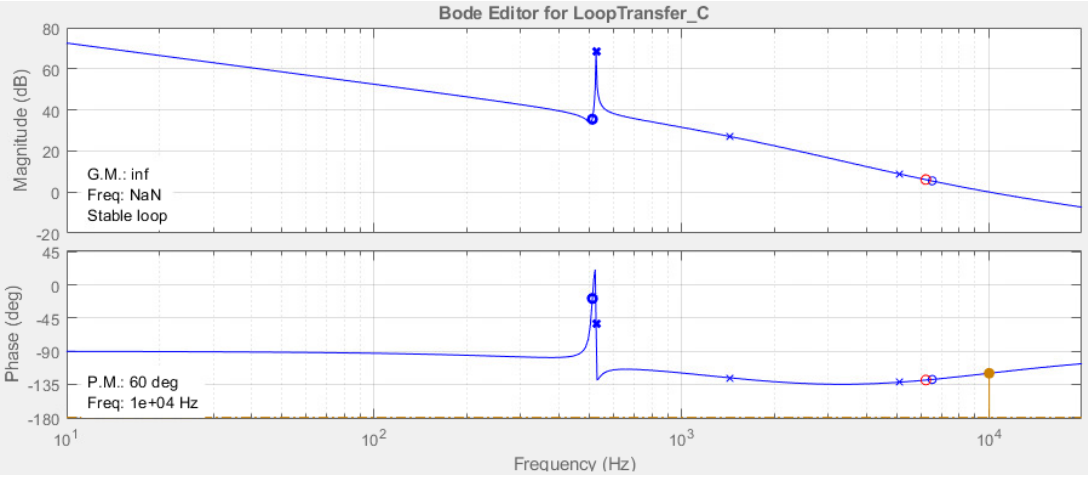


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

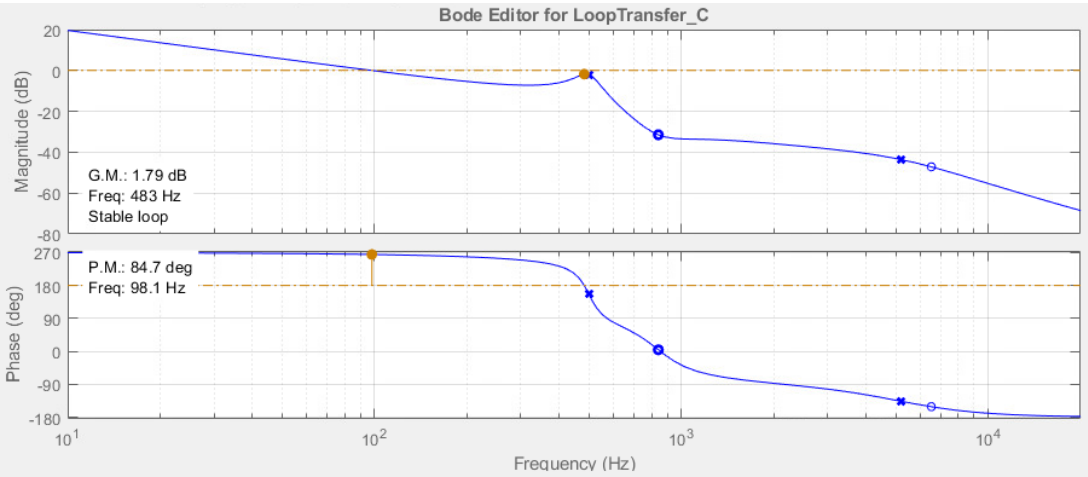
Figura 31 – Resposta em frequência compensada das plantas $\frac{i_{L_o}(s)}{d(s)}$ dos conversores I, II e III.



(a) Conversor I.



(b) Conversor II.



(c) Conversor III.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

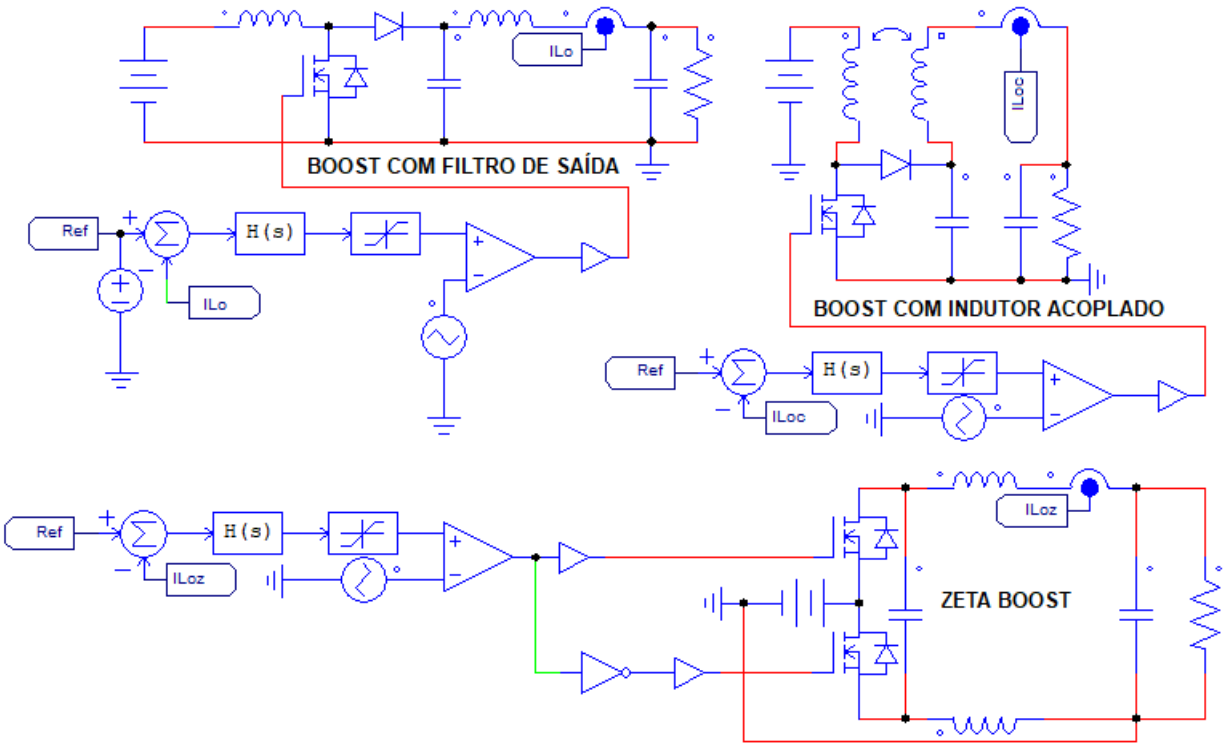
Tabela 7 – Características dos controladores para os conversores I, II e III.

Conversor	Controlador	FT	f_c	MF
I	Proporcional (P)	$\frac{5}{s}$	125 Hz	83, 6°
II	Proporcional - Integral (PI)	$\frac{0{,}0453(s+39000)}{s}$	10 kHz	60°
III	Proporcional (P)	$\frac{4}{s}$	98,1 Hz	84, 7°

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

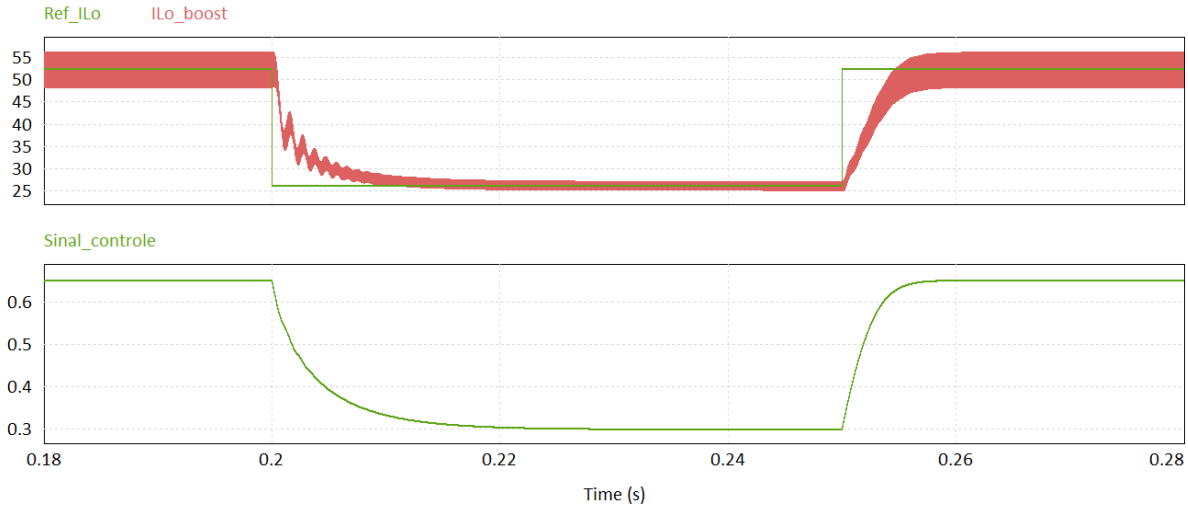
saída e na potência consumida pela carga. Conforme esperado, a velocidade de atuação do controlador do conversor II é maior, no entanto, os três conversores apresentaram oscilações, o que é esperado dado que o projeto visa a maior velocidade de resposta possível de ser atingida garantindo estabilização. A variação imposta na referência de corrente do indutor é inicialmente reduzida em -50 %, retornando à condição nominal posteriormente. No degrau de carga, a potência é reduzida em -50 %, o que representa 10,5 kW, com posterior retorno à condição nominal de 21 kW. As oscilações presentes nas respostas dos conversores podem ser reduzidas diminuindo a frequência de cruzamento por 0 dB e, consequentemente, a velocidade de atuação dos controladores.

Figura 32 – Circuito de simulação numérica para os conversores I, II e III operando em malha fechada.

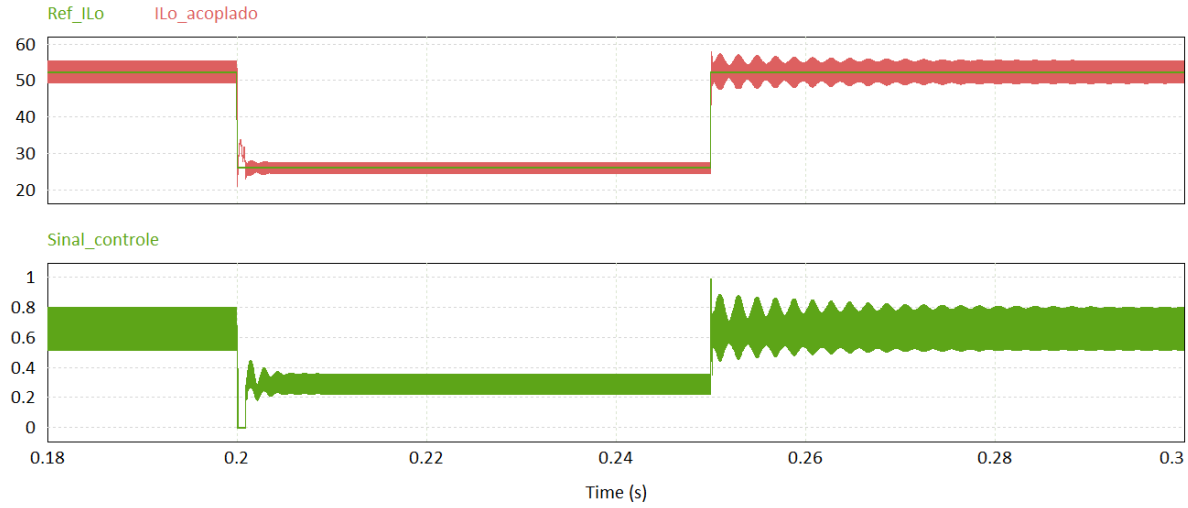


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

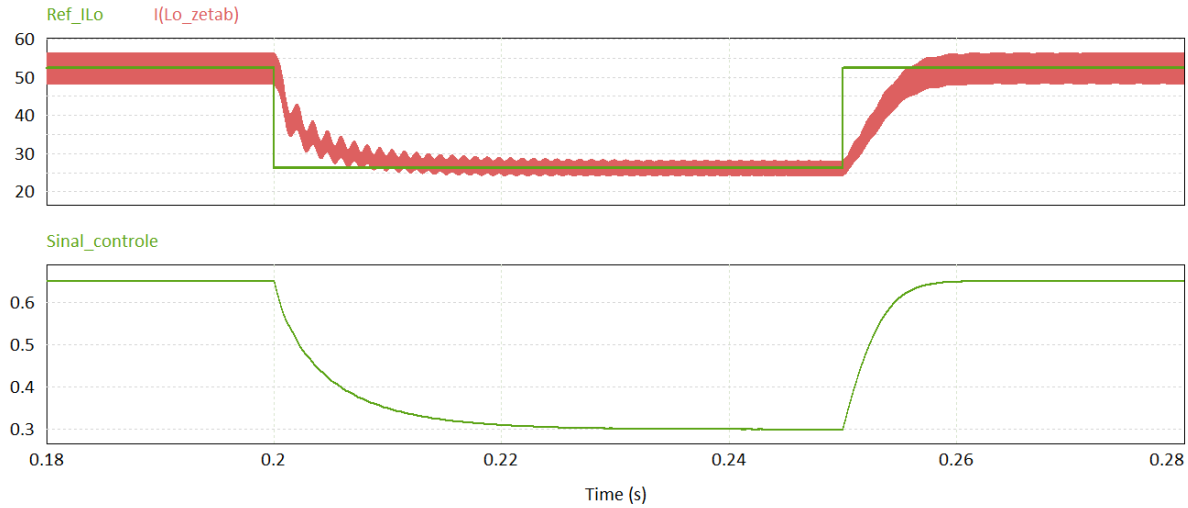
Figura 33 – Resposta de simulação numérica dos conversores I, II e III ao degrau de $\pm 50\,\%$ na referência de corrente.



(a) Conversor I.



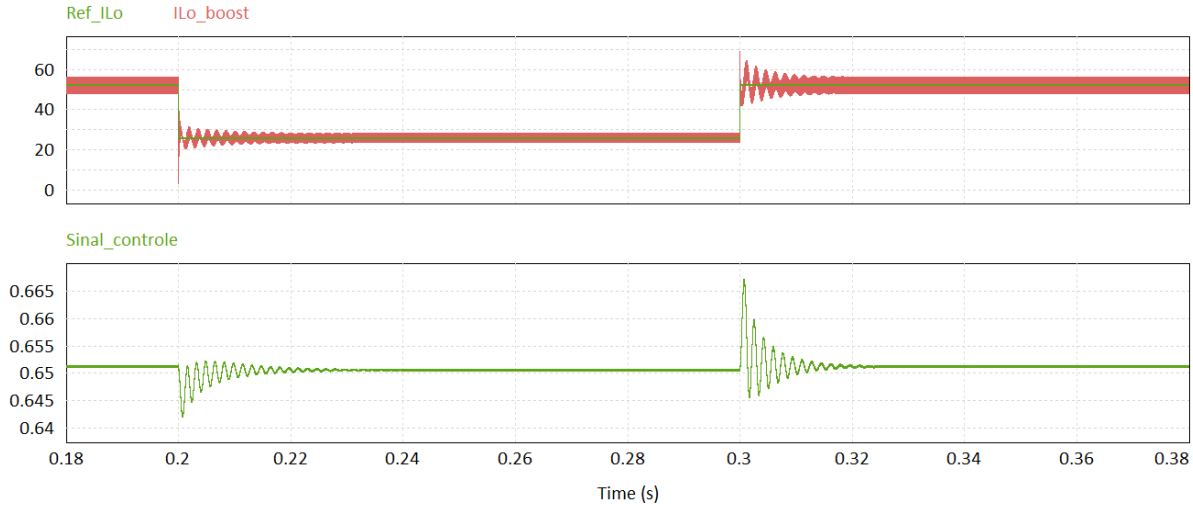
(b) Conversor II.



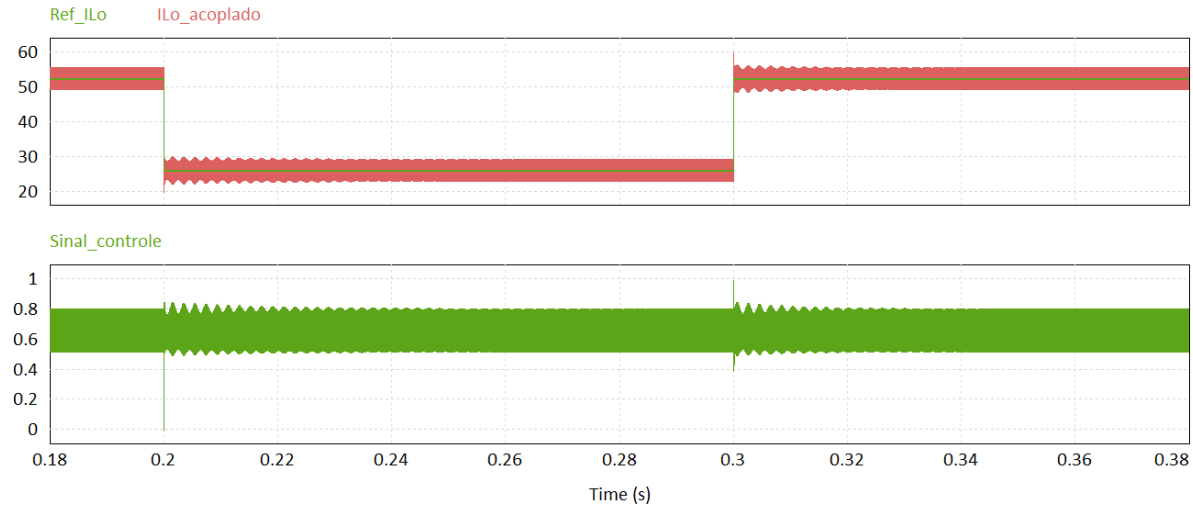
(c) Conversor III.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

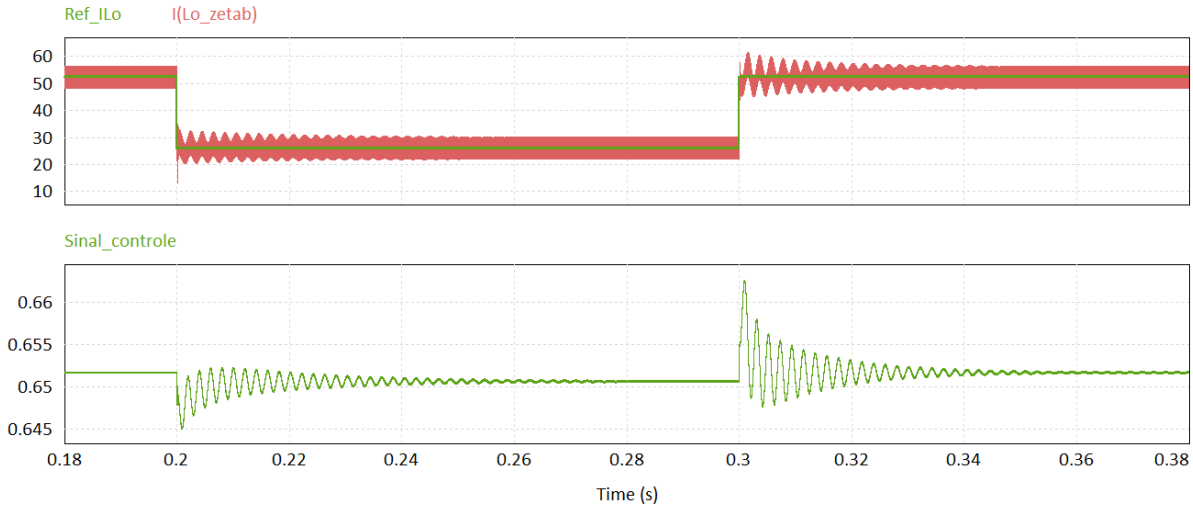
Figura 34 – Resposta de simulação numérica dos conversores I, II e III ao degrau de $\pm 50\,\%$ na potência consumida pela carga.



(a) Conversor I.



(b) Conversor II.



(c) Conversor III.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

3.4 CONCLUSÕES

Diferentes técnicas podem ser empregadas para a elevação de tensão em conversores cc-cc não isolados. Todas apresentam prós, contras e, enquanto uma pode ser viável para determinada aplicação, outra talvez não seja tão interessante. Por isso, a escolha de qual topologia de elevação de tensão utilizar, depende da aplicação a que se destina o conversor estático eletrônico de potência. O presente texto foca em topologias com reduzida ondulação nas correntes de entrada e saída, haja visto que o conversor proposto é intermediário entre dois sistemas de baterias eletroquímicas. Como é desejado um carregador portátil, o peso e o volume são figuras de mérito fundamentais a serem consideradas, o que é conflituoso conforme o nível de potência aumenta.

A topologia clássica convencional e mais básica para elevação de tensão, o conversor *Boost*, possui como desvantagem o fato de fornecer uma corrente de saída descontínua, o que representa uma ondulação de corrente de 100 %, independente do modo de condução em que o conversor opera, o que ocasiona efeitos indesejados para baterias de lítio. O Estado da Arte da Revisão Bibliográfica deste capítulo, relata algumas topologias de conversores cc-cc elevadores que promovem um fluxo de energia contínuo na saída, assim como na entrada. Observou-se que um método para tal é concebido através da inclusão de um armazenador de energia indutivo, em série com a saída do conversor *Boost*. Essa estratégia garante uma corrente de saída contínua com baixa ondulação e, além disso, através do indutor é possível controlar a corrente de saída, oque é essencial para a implementação do método de recarga CC − CV. Foram detalhados, por meio de uma análise dos armazenadores de energia e do comportamento dinâmico, três topologias elevadoras com reduzida ondulação de corrente de entrada e saída. Duas delas derivam do conversor convencional *Boost*, enquanto a terceira deriva do conversor Zeta.

Entre as três topologias estudadas, a escolha de qual utilizar basicamente consiste em qual figura de mérito é prioritária, se menor peso e volume, ou, melhor desempenho dinâmico. No caso dos conversores *Boost* com filtro LC e *ZetaBoost*, a energia requerida para os magnéticos são menores. Ambos possuem limitações na largura de banda dos controladores, devido ao zero no semiplano direito que, no gráfico de fase do Diagrama de Bode, comporta-se como um polo e contribui para o atraso de fase, o que é característico de sistemas de fase não mínima. Fenômenos desta natureza são também conhecidos por Sistemas com Atraso de Transporte. Assim, os controladores possuem frequência de cruzamento por 0 dB limitada, pois, não é possível garantir estabilidade com controladores convencionais de dinâmica muito rápida. Comparando esses dois conversores, o *ZetaBoost* apresenta desvantagens, uma vez que requisita *drivers* isolados e o dobro de interruptores.

O inconveniente do zero no semiplano direito, que é inerente à topologia cc-cc elevadora convencional e nos conversores I e III, pôde ser contornado no conversor com acoplamento magnético (II), entretanto, os requisitos de indutância e de armazenamento

de energia dos indutores de entrada e saída são significativamente superiores em relação aos demais, enquanto a capacitância é reduzida pela metade. Mas comprovou-se a tese de que o conversor adquire comportamento de fase mínima e, com isso, extinguiram-se os problemas de estabilidade com elevada velocidade de atuação dos controladores, possibilitando o projeto de um controlador PI com frequência de cruzamento por 0 dB em $\frac{f_{sw}}{4}$=10 kHz, enquanto com os outros dois conversores essa frequência ficou próxima de 100 Hz, usando controladores proporcionais. O controlador P atua proporcionalmente ao erro atual entre o valor de referência e o valor medido, sem considerar valores anteriores do erro ou sua taxa de variação. Esse é um controlador simples de projetar, no entanto, não garante erro nulo em regime permanente. Em contrapartida, o controlador PI, além de considerar o erro atual, também leva em conta a acumulação histórica do erro através da ação integrativa. Isso ajuda a eliminar o erro estacionário, proporcionando melhor desempenho.

Conforme já observado, quanto menor peso e volume melhor, uma vez que o carregador proposto requisita portabilidade. Além disso, no caso em análise, não há necessidade de uma dinâmica de controle tão rápida como em $\frac{f_{sw}}{4}$. Por isso, o conversor elevador com filtro LC de saída é o escolhido para compor o carregador, utilizando a técnica de múltiplos estágios intercalada (*Interleaved*), a fim de aumentar a capacidade de potência do conversor. Para contornar o problema da limitação de velocidade dos controladores, é proposta uma estratégia de sistema de controle multimalhas em cascata, a qual é detalhada no subsequente capítulo, que também aborda aspectos teóricos do conversor, o projeto do estágio de potência e demais sistemas necessários para a adequada conversão de energia.

4 CONVERSOR CC-CC ELEVADOR INTERCALADO COM FILTRO LC DE SAÍDA

Este capítulo aborda o projeto do estágio de potência, comando e controle do conversor cc-cc elevador intercalado com filtro LC de saída implementado.

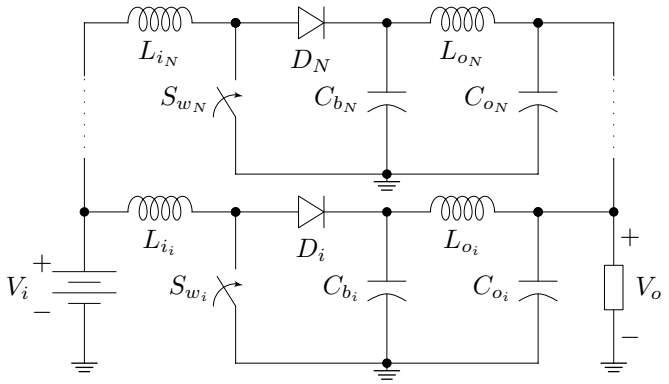
4.1 ABORDAGEM TEÓRICA

A representação da topologia do conversor proposto é apresentada na Figura 35, onde N é o número de fases do conversor e $N = 4$ para este projeto. A decisão em utilizar quatro fases é baseada na magnitude da corrente que flui através dos semicondutores. Para uma fase, a corrente no interruptor apresenta valor médio de 98 A e eficaz de 121 A, nas condições nominais de 140 V de tensão na entrada, tensão e potência de saída de 400 V e 21 kW, respectivamente. Utilizando quatro fases, essas correntes são reduzidas para 24 A e 30 A, que são valores bem estabelecidos comercialmente e, quando comparado com uma fase, o número de possíveis interruptores em paralelo é reduzido. Para o comando dos interruptores, é empregada a modulação por largura de pulsos com as portadoras em deslocamento de fase (PS-PWM — *Phase Shift Pulse Width Modulation*). Com essa técnica, a frequência da tensão e corrente de saída são multiplicadas pela frequência de cada fase, nesse caso $4 \times 40\,\text{kHz} = 160\,\text{kHz}$. O ângulo de defasagem entre as portadoras para essa modulação é dado por

$$\phi = \frac{360°}{N} = 90°. \tag{35}$$

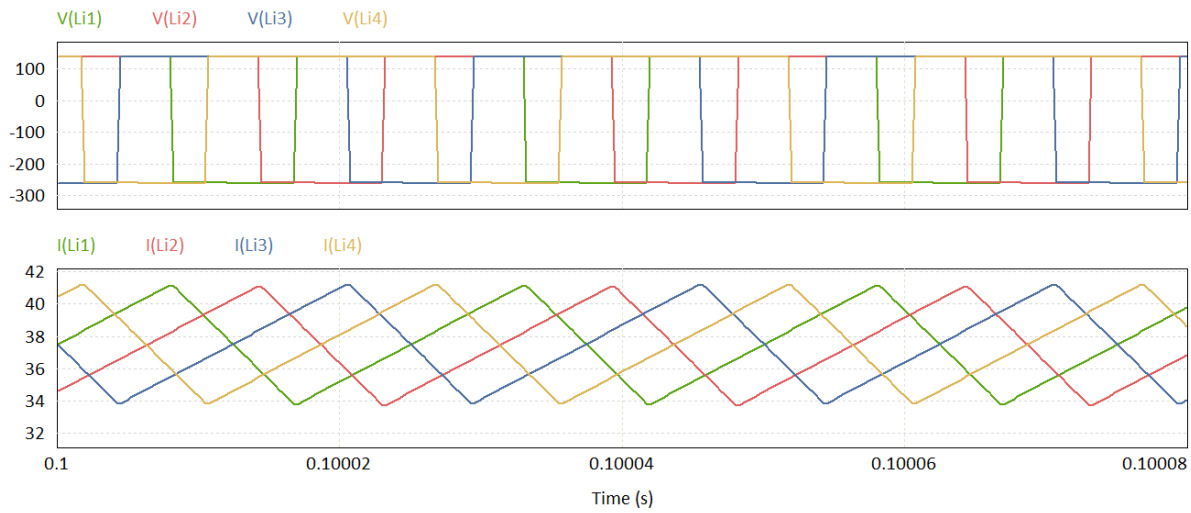
As formas de onda de simulação numérica ideal de tensão e corrente nos indutores de entrada e nos semicondutores do conversor proposto podem ser conferidas na Figura 36. A corrente de entrada, tensão e corrente de saída, são dadas na Figura 37. São observadas ondulações de corrente drenada e fornecida com reduzidas amplitudes, decorrente do efeito da operação intercalada do conversor.

Figura 35 – Topologia ideal do conversor cc-cc elevador intercalado com filtro LC.

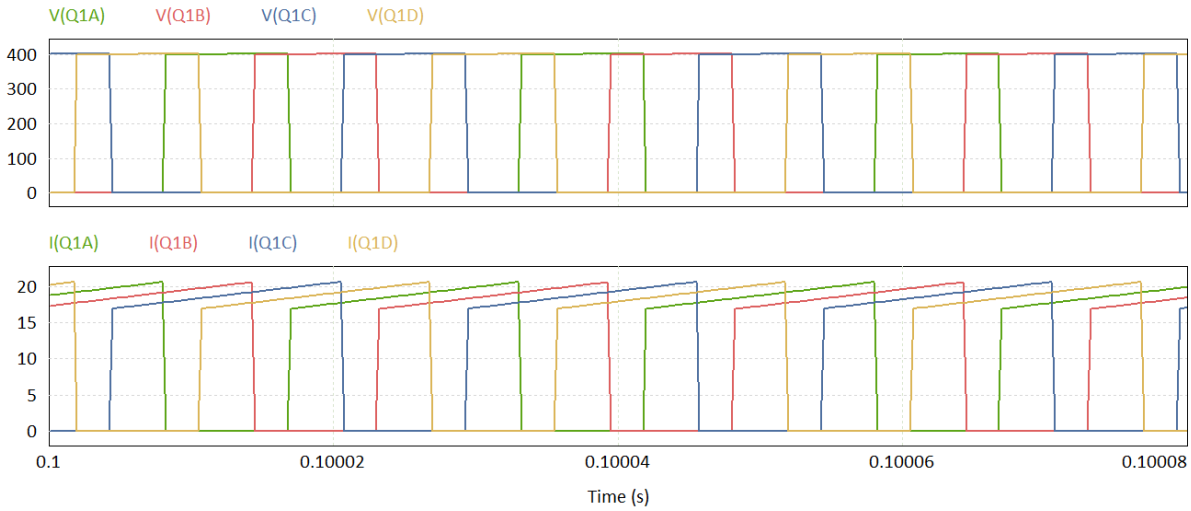


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

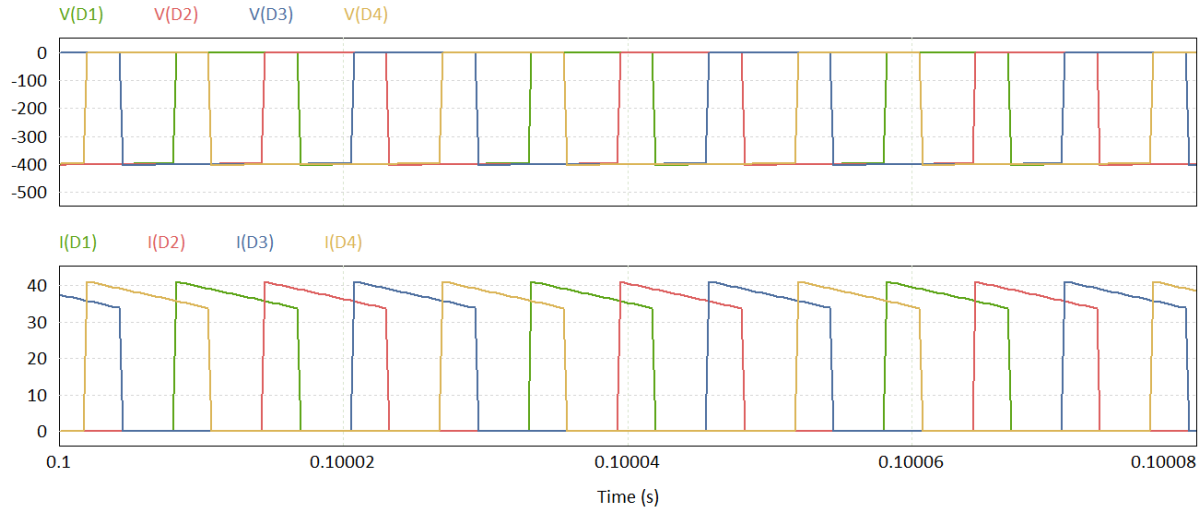
Figura 36 – Formas de onda de simulação numérica ideal do conversor cc-cc elevador intercalado com filtro LC de saída.



(a) Tensão e corrente nos indutores de entrada.



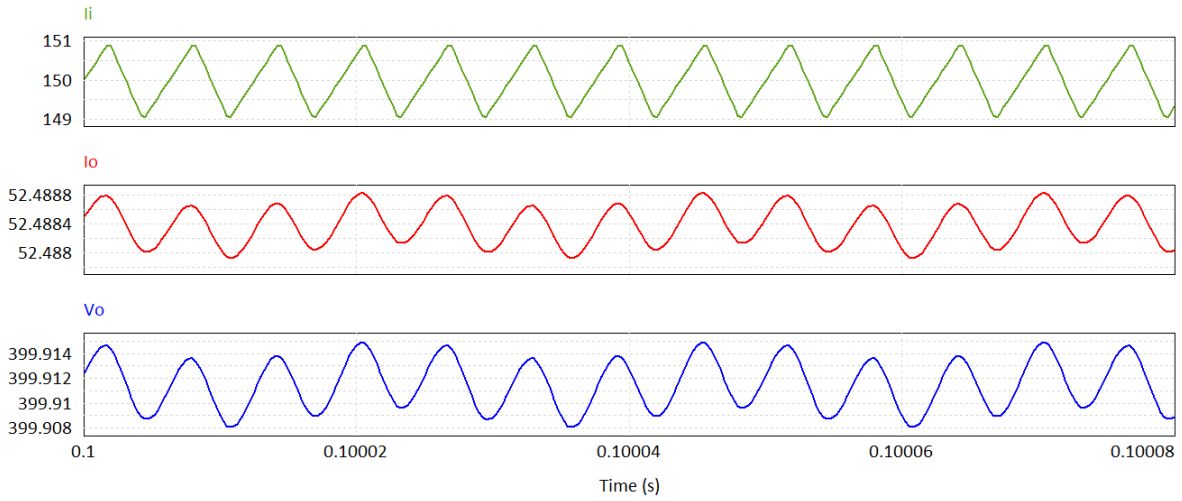
(b) Tensão e corrente nos interruptores.



(c) Tensão e corrente nos diodos.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 37 – Formas de onda de simulação numérica ideal das correntes de entrada, saída e da tensão de saída do conversor cc-cc elevador intercalado com filtro LC de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

No modo de condução contínuo (CCM), o conversor em estudo totaliza oito etapas de operações, duas para cada fase tal como na topologia convencional, as quais se repetem com a devida defasagem. A tensão sobre o indutor de entrada durante a acumulação de energia, para $t_0 < t < DT_s$, é o próprio potencial elétrico da fonte de alimentação e, na subsequente etapa de transferência de energia para a carga, em $DT_s < t < T_s$, essa tensão é dada pela diferença entre as tensões de entrada e saída. Dessa forma, uma vez que a tensão média em um indutor é nula em estado estacionário,

$$\langle v_L(t)\rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s}\int_{t_0}^{T_s} v_L(t)\ dt = 0, \tag{36}$$

$$\langle v_L(t)\rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s}\int_{t_0=0}^{DT_s} \langle v_{in}(t)\rangle_{T_s}\ dt + \frac{1}{T_s}\int_{DT_s}^{T_s} \langle v_{in}(t) - v_o(t)\rangle_{T_s}\ dt = 0. \tag{37}$$

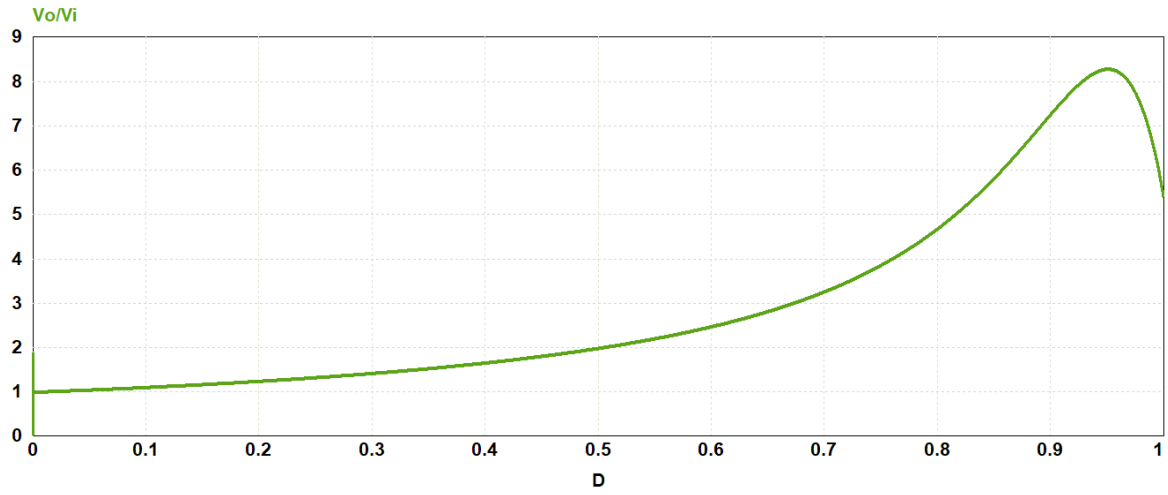
A partir disso, determina-se o ganho estático de tensão

$$M_{DC} = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} = \frac{1}{D'}, \tag{38}$$

cuja forma de onda de simulação numérica é dada na Figura 38. Ressalta-se que idealmente o ganho tende a infinito, o que não ocorre nos conversores reais, por isso a divergência entre a Equação (38) e o ganho ilustrado por meio da simulação numérica ideal.

Os esforços de corrente nos semicondutores podem ser obtidos através da integração das formas de onda dessa variável durante um período de comutação. Mas dado que o conversor opera em CCM e as ondulações de corrente são desprezíveis, como nesta análise considera-se a topologia ideal, pode-se assumir que toda a potência drenada pelo conversor é entregue à carga, i.e. $\eta = \frac{P_o}{P_i} = 1$ e

Figura 38 – Forma de onda da característica de transferência estática do conversor cc-cc elevador intercalado com filtro LC de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

$$P_i = P_o, \tag{39}$$

$$V_i I_i = V_o I_o. \tag{40}$$

A corrente média circulante no interruptor de cada fase durante o armazenamento de energia é a própria corrente de entrada multiplicada pelo tempo de duração desta etapa, i.e.,

$$I_{S_{med}} = \frac{DI_i}{N} = \frac{DI_o}{N}\frac{V_o}{V_i} = \frac{DI_o}{N}M_{DC} = \frac{I_o D}{ND'}, \tag{41}$$

onde a razão cíclica, por definição, é dada pela razão entre o tempo de condução e o período de comutação:

$$D = \frac{T_{on}}{T_s} = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}}. \tag{42}$$

Da Figura 36(b) observa-se que idealmente a máxima amplitude de tensão sobre o interruptor é definido pelo potencial da tensão de saída, no entanto, em um conversor real pode haver sobretensão de amplitude consideravelmente superior.

A corrente média circulante no diodo durante a transferência de energia é a própria corrente na saída de cada fase, ou ainda, a corrente de entrada durante o período de tempo estabelecido pela razão cíclica complementar, ou seja,

$$I_{D_{med}} = \frac{I_i}{N}(1 - D) = \frac{I_o}{N}\frac{V_o}{V_i}D' = \frac{I_o}{N}. \tag{43}$$

Na Figura 36(c), nota-se que idealmente a máxima tensão reversa que o diodo bloqueia é a própria tensão de saída. Os valores eficazes das correntes nos semicondutores, admitindo pequenas ondulações de corrente, são determinados como segue.

$$I_{S_{ef}} = \frac{I_i}{N}\sqrt{D} = \frac{\sqrt{D}I_o}{N}\frac{V_o}{V_i} = \frac{\sqrt{D}I_o M_{DC}}{N}, \tag{44}$$

$$I_{D_{ef}} = \frac{I_i}{N}\sqrt{1-D} = \frac{\sqrt{D'}I_o M_{DC}}{N}. \tag{45}$$

Na etapa de armazenamento de energia no indutor de entrada, o potencial da fonte de alimentação é positivo e constante, o que resulta em uma corrente linear e crescente que evolui de um valor mínimo até atingir um máximo, com inclinação dada por V_i/L_i. Tendo isso em vista e baseado na bem conhecida equação fundamental que relaciona a tensão e a corrente em um indutor, têm-se

$$\int_{t_0=0}^{DT_s} v_{L_i}(t)dt = L_i \int_{I_{L_{i_{min}}}}^{I_{L_{i_{max}}}} di_{L_i}(t), \tag{46}$$

ou seja,

$$V_i DT_s = L_i \left(I_{L_{i_{max}}} - I_{L_{i_{min}}}\right) = L_i \Delta I_{L_i}, \tag{47}$$

e a indutância de entrada é dada por

$$L_i = \frac{V_i D}{\Delta I_{L_i} f_s}. \tag{48}$$

As amplitudes máximas e mínimas das correntes nos indutores de entrada em cada fase do conversor são determinadas por

$$I_{L_{i_{max}}} = \frac{I_i}{N} + \frac{\Delta I_{L_i}}{2} = \frac{I_o}{ND'} + \frac{V_i D}{2L_i f_s}, \tag{49}$$

$$I_{L_{i_{min}}} = \frac{I_i}{N} - \frac{\Delta I_{L_i}}{2} = \frac{I_o}{ND'} - \frac{V_i D}{2L_i f_s}, \tag{50}$$

e como são reduzidas as amplitudes das ondulações das correntes, admite-se que

$$I_{L_{i_{med}}} \simeq I_{L_{i_{ef}}} = I_{L_{i_{max}}} - \frac{\Delta I_{L_i}}{2} = I_{L_{i_{min}}} + \frac{\Delta I_{L_i}}{2} = \frac{I_i}{N} = \frac{I_o}{ND'}. \tag{51}$$

Durante a acumulação de energia no indutor de entrada, o capacitor (C_b) a montante do filtro LC fornece energia para a carga e descarrega-se com amplitude de corrente igual a corrente de saída da respectiva fase. A tensão do capacitor decresce de um valor máximo a plena carga até um mínimo, a partir do qual torna a ser recarregado na ocorrência da etapa de transferência de energia. Dessa forma, a partir da equação fundamental do capacitor, têm-se

$$\int_{t_0=0}^{DT_s} i_{C_b}(t)dt = C_b \int_{v_{C_{b_{max}}}}^{V_{C_{b_{min}}}} dv_{C_b}(t) = \frac{I_o}{N} DT_s = C_b \Delta V_{C_b}, \tag{52}$$

e a capacitância é calculada por

$$C_b = \frac{I_o D}{N \Delta V_{C_b} f_s}. \tag{53}$$

O valor eficaz da corrente nesse capacitor é determinada como segue.

$$I_{C_{b_{ef}}} = \frac{I_o}{N}\sqrt{\frac{D}{1-D}}. \tag{54}$$

Conforme a Lei de Kirchoff das Tensões no terminal de saída do conversor, têm-se

$$v_{L_o}(t) = v_{C_b}(t) - v_{C_o}(t), \tag{55}$$

e as ondulações durante o período de condução do interruptor são expressas por

$$L_o \frac{\Delta I_{L_o}}{DT_s} = \Delta V_{C_b} - \Delta V_{C_o}, \tag{56}$$

onde

$$I_{L_o} = I_{L_{o_{med}}} \simeq I_{L_{o_{ef}}} = I_{D_{med}} = \frac{I_o}{N}. \tag{57}$$

Assim, a indutância de saída necessária para atender aos limites de ondulação máxima de tensão e corrente de saída é dada por

$$L_o = \frac{D\left(\Delta V_{C_b} - \Delta V_{C_o}\right)}{\Delta I_{L_o} f_s}. \tag{58}$$

Na Tabela 8 são reunidos os parâmetros nominais para o projeto do conversor abordado, e na Tabela 9 os esforços de corrente e tensão nos componentes, os quais são verificados por cálculo e simulação numérica.

Tabela 8 – Parâmetros nominais de projeto para o conversor proposto.

Parâmetro	**Símbolo**	**Valor**
Tensão de entrada	V_i	140 V
Tensão de saída	V_o	400 V
Potência de saída	P_o	21 kW
Razão cíclica	D	0,65
Frequência de comutação	f_s	40 kHz
Ondulação de tensão no capacitor intermediário	ΔV_{C_b}	1 %
Ondulação de tensão no capacitor de saída	ΔV_{C_o}	0,5 %
Ondulação de corrente no indutor de entrada	ΔI_{L_i}	20 %
Ondulação de corrente no indutor de saída	ΔI_{L_o}	20 %
Indutância de entrada	L_i	304 μH
Indutância de saída	L_o	10 μH
Capacitância intermediária	C_b	45 μF
Capacitância de saída	C_o	$4,7\,\mu$F

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Tabela 9 – Esforços de corrente e tensão calculados e simulados para o conversor proposto.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Corrente média de entrada	I_i	150 A
Corrente média de saída	I_o	52,5 A
Correntes média e eficaz nos indutores de entrada	$I_{L_{i_{med}}} = I_{L_{i_{ef}}}$	37,5 A
Corrente máxima nos indutores de entrada	$I_{L_{i_{max}}}$	41,2 A
Corrente mínima nos indutores de entrada	$I_{L_{i_{min}}}$	33,8 A
Correntes média e eficaz nos indutores de saída	$I_{L_{o_{med}}} = I_{L_{o_{ef}}}$	13,1 A
Corrente máxima nos indutores de saída	$I_{L_{o_{max}}}$	14,4 A
Corrente mínima nos indutores de saída	$I_{L_{o_{min}}}$	11,8 A
Corrente média nos interruptores	$I_{S_{med}}$	24,4 A
Corrente eficaz nos interruptores	$I_{S_{ef}}$	30,2 A
Corrente média nos diodos	$I_{D_{med}}$	13,1 A
Corrente eficaz nos diodos	$I_{D_{ef}}$	22,2 A
Corrente eficaz nos capacitores intermediários	$I_{C_{b_{ef}}}$	18,2 A
Corrente eficaz nos capacitores de saída	$I_{C_{o_{ef}}}$	5,3 mA
Tensão máxima sobre os interruptores e capacitores	$V_{S_{max}} = V_{C_{b_{max}}} = V_{C_{o_{max}}}$	400 V
Tensão máxima sobre os diodos	$V_{D_{max}}$	-400 V

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

4.1.1 Indutores com núcleo de geometria toroidal

Para os indutores de entrada e saída do conversor proposto, optou-se por utilizar núcleos de geometria toroidal. De acordo com (KAZIMIERCZUK, 2014), a geometria desses núcleos direciona as linhas do campo magnético em laços circulares fechados, confinando grande parte do fluxo magnético ao material do núcleo, o que reduz significativamente o campo disperso e, consequentemente, a emissão eletromagnética irradiada. Além disso, esses núcleos possibilitam um comprimento de enrolamento mais curto por unidade de área, resultando em menor resistência de enrolamento e, dessa forma, menores perdas de energia por Efeito Joule. Adicionalmente, a grande área superficial de indutores toroidais promove boa remoção de calor por convecção e radiação, dado que todo o calor do núcleo deve fluir através do enrolamento, que está exposto ao ambiente. Outras possibilidades de geometrias de núcleos magnéticos, em consonância com a precedente referência, incluem:

- **Núcleo CC ou UU**: Ambos os núcleos formam caminhos magnéticos simples, o que possibilita o enrolamento dos condutores utilizando máquinas convencionais. Dessa forma, a área da janela pode ser quase totalmente preenchida com cobre, proporcionando um elevado fator de utilização da janela;

- **Núcleo PC**: Esses núcleos são ideais para indutores e transformadores de baixa

corrente e alta frequência em conversores cc-cc com potência de até 125 W, e podem suportar correntes cc e ca sem saturação. A principal vantagem é a boa blindagem eletrostática, o que reduz os índices de interferências eletromagnéticas (EMI - *Electromagnetic Interference*) e de radiofrequência (RFI - *Radio Frequency Interference*), no entanto, há dificuldades na remoção de calor — que pode ser melhorada em variantes dessa geometria, como os núcleos PQ e RM, os quais são utilizados em indutores e transformadores para conversores cc-cc, filtros estáveis e transmissão de sinais com baixa distorção;

- **Núcleo EE**: Amplamente utilizados em eletrônica, são compostos por dois núcleos E, e suportam potências até 10 kW. Esses núcleos permitem melhor fluxo de ar, reduzindo a temperatura, mas geram mais radiações EMI e RFI devido ao enrolamento não ser completamente envolvido por material magnético;

- **Núcleo Planar**: São núcleos de perfil baixo compostos por duas peças de ferrite, posicionadas acima e abaixo de um enrolamento em uma placa de circuito impresso. São projetados para indutores e transformadores compactos em fontes de alimentação de alta densidade. Devido aos enrolamentos serem gravados diretamente na PCB (*Printed Circuit Board*), são especialmente adequados para aplicações de alta frequência. São destacados na produção em massa pelo custo reduzido, capacidade para processar altas potências e eficiência na dissipação de energia.

A subsequente análise teórica e matemática de indutores toroidais é realizada de acordo com a metodologia elucidada em (KAZIMIERCZUK, 2014). Para tal, define-se um indutor toroidal de raio interno "a", externo "b" e altura "h", como pode ser observado na Figura 39. Considerando um Contorno Amperiano C de raio r pertencente ao intervalo $a \leq r \leq b$, a magnitude do campo magnético é tangente a este círculo e constante. Dessa forma, a partir da Lei de Ampère, têm-se

$$\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = N_e I, \tag{59}$$

e

$$\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_0^{2\pi} H r d\phi = 2\pi r H, \tag{60}$$

onde r é a distância do centro a um ponto qualquer interno ao toroide. Idealmente, toda a corrente ($N_e I$) circunda o caminho de integração, de modo que

$$H = \frac{N_e I}{2\pi r}, \tag{61}$$

e a densidade de fluxo magnético no interior do núcleo toroidal é dada por

$$B = \mu H = \frac{\mu N_e I}{2\pi r}, \quad \text{para } a \leq r \leq b. \tag{62}$$

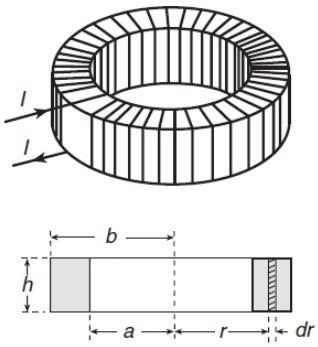
A partir disso, é possível expressar os fluxos magnéticos interno (ϕ) e total (λ) do núcleo toroidal como

$$\phi = \int\int_S BdS = \int_a^b \int_0^h \left(\frac{\mu N_e I}{2\pi r}\right)(dh)(dr) = \frac{\mu N_e I h}{2\pi} ln\left(\frac{b}{a}\right), \tag{63}$$

e

$$\lambda = N\phi. \tag{64}$$

Figura 39 – Ilustração de um indutor com núcleo de geometria toroidal.



Fonte: (KAZIMIERCZUK, 2014).

Dessa forma, por definição, determina-se indutância do núcleo

$$L_N = \frac{\lambda}{I_L} = \frac{\mu_r \mu_0 h N_e^2}{2\pi} ln\left(\frac{b}{a}\right), \tag{65}$$

onde N_e representa o número de espiras.

O fator de indutância, também denominado indutância específica, relaciona a indutância por número de espiras, conforme identificado na Equação (66).

$$A_L = \frac{L_N}{N_e^2}\left[\frac{\text{H}}{\text{espira}^2}\right]. \tag{66}$$

Esse é um dado geralmente encontrado nas especificações fornecidas por fabricantes e, a partir da indutância desejada e do material escolhido, calcula-se o número necessário de espiras

$$N_e = \frac{L_N}{A_L}, \tag{67}$$

o que também pode ser expresso por

$$N_e = \sqrt{\frac{l_N L_N}{\mu_r \mu_0 A_N}}, \tag{68}$$

onde l_N representa o comprimento do caminho magnético e A_N a área da seção transversal do núcleo.

A densidade de perdas no núcleo pode ser estimada pela equação de potência

$$P_v = kf^{\alpha}B^{\beta} = kf^{\alpha}\left(I_L\sqrt{\frac{\mu_r\mu_0 L_N}{V_N}}\right)^{\beta}, \tag{69}$$

onde k, α e β são constantes que dependem do material. A Equação de Steinmetz representa a perda média de potência no tempo por unidade de volume, considerando as perdas por histerese e correntes parasitas. Para todo o volume do núcleo, as perdas são

$$P_N = P_v V_N = kf^{\alpha}\left(I_L\sqrt{\mu_r\mu_0 L_N}\right)^{\beta} V_N^{1-\frac{\beta}{2}}. \tag{70}$$

A Equação (69) é válida para um fluxo de excitação senoidal, o que não ocorre nos indutores do conversor proposto — visto que a forma de onda da tensão apresenta formato retangular. Devido a isso, pesquisas propõem melhorias nessa equação, a fim de representar com maior acurácia as perdas no núcleo e que sejam válidas para fluxo de excitação não senoidal (REINERT; BROCKMEYER; DONCKER, 1999; MUHLETHALER et al., 2012), o que é comum em conversores eletrônicos de potência. Entretanto, o projeto desses indutores pode ser simplificado, uma vez que os fabricantes fornecem curvas que permitem determinar essas perdas a partir da densidade de fluxo magnético para diferentes faixas de frequências.

O projeto dos indutores do conversor proposto são detalhados na próxima seção.

4.1.2 Sistema de controle em malha fechada

A implementação do controle em malha fechada do conversor proposto requer o sensoreamento das correntes nos indutores de entrada, assim como a tensão e a corrente de saída. A estratégia de controle multimalhas em cascata é ilustrada no diagrama de blocos da Figura 40, a qual é concebida visando mitigar as limitações dinâmicas discorridas no precedente capítulo — que ocorrem na tentativa de controlar a corrente de saída diretamente em função da razão cíclica. Conforme elucidado em (BARBI, 2014), o projeto de controladores para fontes chaveadas deve considerar os seguintes requisitos para o atendimento aos critérios de estabilidade:

- Margem de fase (MF) entre 45° e 90°;
- Inclinação de ganho G(s)H(s) para $f = f_c$ igual a -20 dB/década;
- Frequência de cruzamento por 0 dB limitada em $f_c = \frac{f_s}{4}$.

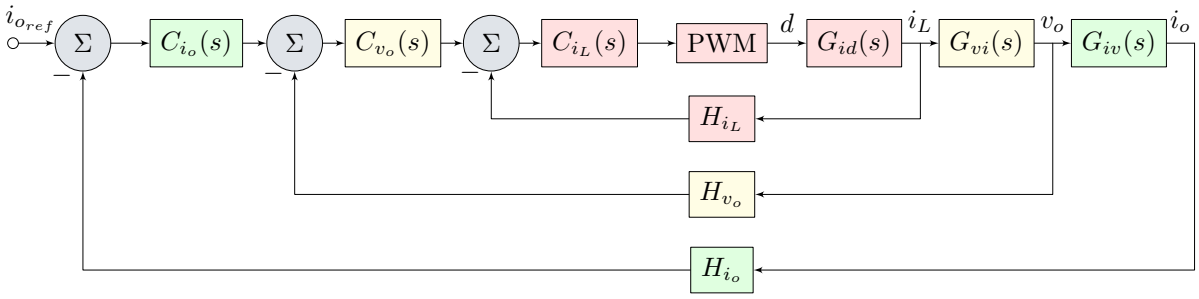
De acordo com (ERICKSON; MAKSIMOVIĆ, 2020), o teste de estabilidade analisando a margem de fase, adequado para sistemas que não possuam polos no semiplano direito, é um caso especial do Teorema de Nyquist. A margem de fase é calculada na

frequência de cruzamento por 0 dB, onde a magnitude do ganho de malha aberta é unitário. Assim, uma vez determinada a fase do sistema em f_c, a margem de fase é calculada por

$$\phi_m = 180^\circ + \angle G(j2\pi f_c). \tag{71}$$

Se houver uma única frequência f_c, o ganho em malha aberta não apresentar polos no semiplano direito e, a margem de fase calculada for positiva, então o sistema é considerado estável. Segundo (KEVICZKY et al., 2018), a MF é certamente positiva se a frequência de corte estiver localizada em uma linha reta com inclinação de -20 dB/década e, se essa inclinação for de -40 dB/década, o sistema está próximo do limite de estabilidade. Portanto, para garantir a estabilidade, a frequência de corte deve estar localizada em uma linha reta com inclinação de -20 dB/década, o que deve assegurar uma margem de fase satisfatória. Salienta-se ainda que, em termos práticos, a frequência de cruzamento por 0 dB deve estar limitada em no máximo um quarto da frequência de comutação, embora o teorema de Shannon-Nyquist admite que esse limite possa estar em um valor até a metade da frequência de comutação.

Figura 40 – Diagrama de blocos do sistema de controle multimalhas em cascata no domínio contínuo da frequência.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

O funcionamento da estratégia de controle proposta, estruturada conforme mostra o diagrama de blocos da Figura 40, descreve três etapas de operações sequenciais:

- I) A corrente de saída é sensoreada e comparada com um valor referencial, como denotado pela malha externa do diagrama. A subtração dessas duas variáveis gera um sinal de erro que é transmitido ao controlador de corrente C_{i_o}, que estabelece em sua saída um sinal de referência para a tensão de saída;

- II) Analogamente, o sinal medido da tensão de saída é comparado com a tensão de referência e o sinal de erro é recebido pelo controlador de tensão C_{v_o}, que gera em sua saída a referência para a corrente no indutor de entrada;

- III) Na malha interna ocorre a comparação entre a corrente medida no indutor e o valor referencial, cujo sinal de erro é enviado ao controlador C_{i_L}, resultando em uma ação de controle que atua na razão cíclica dos interruptores, alterando

os tempos de condução e bloqueio. Essa malha possui a maior banda passante e, consequentemente, a maior velocidade de atuação no seguimento de referência e na rejeição de distúrbios [1].

O projeto dos controladores é realizado no domínio da frequência através da resposta em frequência das plantas de interesse. Para o controle das correntes nos indutores de entrada, a planta deve relacionar a corrente em função da razão cíclica, conforme representa a função de transferência da Equação (72), a qual é obtida a partir da modelagem detalhada na subseção 3.3.1. Os coeficientes dessa planta de quarta ordem para o conversor proposto são dispostos na Tabela 10.

$$G_{i_L d}(s) = \frac{I_{Li}(s)}{D(s)} = \frac{n_4 s^4 + n_3 s^3 + n_2 s^2 + n_1 s^1 + n_0 s^0}{d_4 s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s^1 + d_0 s^0}. \tag{72}$$

Tabela 10 – Valores dos coeficientes da planta $G_{i_{Li}d}(s)$.

Parâmetro	**Valor**	**Parâmetro**	**Valor**
n_4	0	d_4	1
n_3	$1,32 \times 10^6$	d_3	$6,98 \times 10^3$
n_2	$1,02 \times 10^{10}$	d_2	$2,35 \times 10^{10}$
n_1	$3,10 \times 10^{16}$	d_1	$1,56 \times 10^{13}$
n_0	$4,08 \times 10^{19}$	d_0	$1,90 \times 10^{17}$

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

A planta para o controle da tensão de saída em função da corrente no indutor pode ser obtida considerando o circuito elétrico equivalente em estado estacionário representado na Figura 41, cuja análise de malha estabelece

$$-v_{C_b}(t) + v_{L_o}(t) + v_o(t) = 0, \tag{73}$$

$$\frac{\text{-1}}{C_b} \int i_{C_b}(t)dt + L_o \frac{di_{L_o}(t)}{dt} + v_o(t) = 0. \tag{74}$$

Aplicando a Transformada de Laplace,

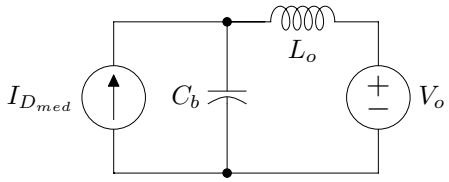
$$\frac{\text{-1}}{C_b} \frac{I_{C_b}(s)}{s} + sL_o I_{L_o}(s) + V_o(s) = 0, \tag{75}$$

e a planta é dada por

$$G_{v_o i_L}(s) = \frac{V_o(s)}{I_{Li}(s)} = \frac{D' R_{eq}}{s^2 L_o C_b + s R_{eq} C_b + 1}. \tag{76}$$

Ressalta-se que a tensão de saída nesse caso é considerada uma fonte constante. Os coeficientes da FT dessa planta são dispostos na Tabela 11.

Figura 41 – Circuito equivalente simplificado do conversor CC - CC elevador com filtro LC de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Tabela 11 – Valores dos coeficientes da planta $G_{v_o i_{Li}}(s)$.

Parâmetro	**Valor**
n_0	10,67
d_2	$4,5 \times 10^{-10}$
d_1	$1,371 \times 10^{-3}$
d_0	1

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Para o controle da corrente de saída em função da tensão de saída, a planta é dada simplesmente por

$$G_{i_o v_o}(s) = \frac{I_o(s)}{V_o(s)} = \frac{1}{R_{eq}} = \frac{1}{7,62}. \tag{77}$$

4.1.2.1 Implementação digital

O sistema de controle do conversor proposto é implementado digitalmente com um processador digital de sinais (DSP - *Digital Signal Processor*), empregando controladores do tipo Proporcional Integral (PI) projetados no domínio do tempo contínuo através da resposta em frequência. Dado que operam no domínio do tempo discreto, esses controladores precisam ser discretizados e posteriormente escritos na forma de equações a diferenças. A discretização pode ser feita pelo Método Trapezoidal (Tustin), onde conforme (BUSO; MATTAVELLI, 2015), as variáveis nos domínios da frequência e discreto relacionam-se através da expressão

$$s = \frac{2}{T_s}\frac{z-1}{z+1}, \tag{78}$$

e as equações típicas de um controlador PI nos dois domínios são dadas por

$$\mathrm{PI}(s) = K_i \frac{1 + s\frac{K_p}{K_i}}{s}, \tag{79}$$

$$\mathrm{PI}(z) = K_p + K_i T_s \frac{z}{z-1}. \tag{80}$$

[1] É coerente manter uma distância de ao menos uma década entre as frequências de corte das malhas, para que não haja interferência entre as mesmas (OGATA, 2010).

Esses controladores também podem ser representados por uma função de transferência de primeira ordem,

$$C(s) = K\,\frac{B_1 s + B_0}{A_1 s + A_0}, \tag{81}$$

e no domínio discreto

$$C(z) = \frac{b_0 - b_1 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1}}. \tag{82}$$

Na forma de equação a diferenças, o controlador é descrito como

$$c[n] = \frac{u[n]}{e[n]}, \tag{83}$$

onde $u[n]$ representa a saída estabelecida pela ação de controle, e $e[n]$ representa o erro proveniente da entrada do controlador. Dessa forma, igualando as precedentes equações, a lei de controle a ser inserida no código digital, para um controlador PI, é determinada como segue.

$$u[n] = b_0 e[n] - b_1 e[n-1] - a_1 u[n-1], \tag{84}$$

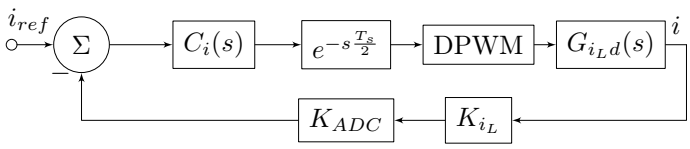
onde $[n]$ representa a amostra atual da variável e $[n-1]$ o valor anterior.

O procedimento de projeto no domínio contínuo precisa considerar o sistema discreto em sua modelagem, o que é possível através de um modelo contínuo equivalente que inclui o efeito de amostragem e interpolação (*sample and hold*), conforme ilustrado na Figura 42. O atraso na resposta do PWM digital, em média, é igual a metade do período de modulação, e pode ser modelado pela aproximação de primeira ordem de Padé, dada por

$$e^{-s\,\frac{T_s}{2}} \simeq \frac{1 - s\,\frac{T_s}{4}}{1 + s\,\frac{T_s}{4}}. \tag{85}$$

O projeto dos controladores é feito inicialmente discretizando as plantas no domínio contínuo da frequência para o domínio discreto. Em seguida, as funções de transferência são transformadas para o plano w utilizando a técnica de transformação bilinear de Tustin. Isso possibilita o projeto dos controladores discretos utilizando a análise de diagramas de Bode no plano s (OGATA, 2010).

Figura 42 – Malha de controle digital equivalente no domínio do tempo contínuo.



Fonte: Elaborado pelo autor de acordo com (BUSO; MATTAVELLI, 2015), 2024.

Tendo isso em vista, a função de transferência de laço aberto não compensada da malha interna é dada por

$$FTLA_{i_L}(s) = \left(\frac{1 - s\,\frac{T_s}{4}}{1 + s\,\frac{T_s}{4}}\right) G_{i_L d}(s) K_{i_L} K_{ADC}, \tag{86}$$

onde $K_{i_L}(s)$ e K_{ADC} representam os ganhos dos sensores de corrente e do conversor analógico digital (ADC - *Analog-to-Digital Converter*) do DSP, respectivamente. Como o efeito do atraso da amostragem já é compensado na malha interna de corrente, a FTLA da malha do controle da tensão é

$$FTLA_{v_o}(s) = \frac{1}{K_{i_L}} G_{v_o i_L}(s) K_{v_o}, \tag{87}$$

onde o termo referente ao inverso do ganho do sensor de corrente é uma aproximação da malha interna, que é válida desde que a frequência de corte dos controladores estejam suficientemente distantes. Analogamente, para a malha externa do controle da corrente de saída, têm-se

$$FTLA_{i_o}(s) = \frac{1}{K_{v_o}} G_{i_o v_o}(s) K_{i_o}. \tag{88}$$

4.2 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA

Nesta seção são apresentados os componentes selecionados para a construção do protótipo do conversor em estudo, e o procedimento de projeto dos indutores toroidais. Também são determinadas as perdas elétricas que ocorrem durante o processamento de energia, e o cálculo térmico para o dimensionamento do sistema de dissipação de calor. O layout projetado para a confecção da placa de circuito impresso do protótipo desenvolvido encontra-se no Apêndice B.

4.2.1 Semicondutores discretos

Para o interruptor selecionou-se o IGBT IKW50N65H5 INFINEON encapsulamento TO - 247, utilizando dois em paralelo para cada fase a fim de reduzir a dissipação térmica por interruptor. Os parâmetros principais desse IGBT são dados na Tabela 12, os quais são retirados do *datasheet* do fabricante. A perda em condução para cada interruptor é dada por

$$P_{S_{cond}} = V_{CE_{sat}} \frac{I_{S_{med}}}{2} = 1,2\,\frac{24,4}{2} = 14,6\,\mathrm{W}, \tag{89}$$

e as perdas por comutação durante a condução e o bloqueio

$$P_{S_{com}} = f_s\,(E_{on} + E_{off}) = 40\mathrm{k}\,(0,50\mathrm{m} + 0,25\mathrm{m}) = 30\,\mathrm{W}. \tag{90}$$

Dessa forma, a perda total aproximada em cada interruptor é calculada por

$$P_S = P_{S_{cond}} + P_{S_{com}} = 14,6 + 30 \simeq 45\,\mathrm{W}, \tag{91}$$

e como são utilizados oito interruptores, as perdas totais nesses componentes totalizam cerca de 360 W.

Tabela 12 – Parâmetros do IGBT IKW50N65H5 INFINEON.

Parâmetro	**Símbolo**	**Valor**
Tensão coletor - emissor	V_{CE}	650 V
Tensão de saturação coletor - emissor	$V_{CE_{sat}}$	1,2 V @ I_C=12,5 A / 150°C
Corrente do coletor	I_C	25 A @ 150°C
Perda de energia na entrada em condução	E_{on}	0,50 mJ @ $I_C = I_{on} = 17$ A
Perda de energia no bloqueio	E_{off}	0,25 mJ @ $I_C = I_{off} = 21$ A
Resistência térmica junção - cápsula	$R_{\theta jc}$	0,50 K/W
Resistência térmica cápsula - dissipador	$R_{\theta cd}$	1,1 K/W - TO247
Resistência térmica junção - ambiente	$R_{\theta ja}$	40 K/W
Temperatura de junção máxima	$T_{j_{max}}$	175°C

Fonte: Vide fabricante.

Para o diodo é selecionado o modelo 30ETH06 INTERNATIONAL RECTIFIER encapsulamento TO - 220AC. As perdas em condução dependem de uma parcela referente à corrente média e outro termo referente ao valor eficaz, de tal modo que

$$P_{D_{cond}} = V_{TO} I_{Dmed} + r_T I_{D_{ef}}^2 = 0,83 \cdot 13,1 + 16,7\text{m} \cdot 22,2^2 = 19,1\,\text{W}. \tag{92}$$

As perdas por comutação na entrada em condução do diodo podem ser desprezadas, enquanto no bloqueio são dadas por

$$P_{D_{com}} = Q_{rr} V_{RRM} f_s = 345\text{n} \cdot 400 \cdot 40\text{k} = 5,5\,\text{W}, \tag{93}$$

assim, a perda total no diodo de cada fase é

$$P_D = P_{D_{cond}} + P_{D_{com}} = 19,1 + 5,5 \simeq 25\,\text{W}. \tag{94}$$

Como são utilizados quatro diodos, as perdas totais nesses componentes totalizam cerca de 100 W.

Dessa forma, a potência total de dissipação nos semicondutores é aproximadamente

$$P_{semicondutores} = 4\,(2P_S + P_D) = 4(2 \cdot 45 + 25) = 460\,\text{W}. \tag{95}$$

Contabilizando essas perdas, a eficiência teórica inicialmente considerada unitária é reduzida para

$$\eta = \frac{P_o}{P_{semicondutores} + P_o} = \frac{21000}{460 + 21000} = 0,979. \tag{96}$$

Tabela 13 – Parâmetros do diodo 30ETH06 INTERNATIONAL RECTIFIER.

Parâmetro	**Símbolo**	**Valor**
Tensão reversa	V_R	600 V
Tensão reversa repetitiva de pico	V_{RRM}	400 V
Corrente direta	I_F	30 A
Voltage Threshold Offset	V_{TO}	0,83 V
Resistência série interna	r_T	$16,7\,\mathrm{m\Omega}$
Carga de recuperação reversa	Q_{rr}	345 nC @ 125°C
Resistência térmica junção - cápsula	$R_{\theta jc}$	0,7°C/W
Resistência térmica cápsula - dissipador	$R_{\theta cd}$	0,8 K/W - TO220
Resistência térmica junção - ambiente	$R_{\theta ja}$	70°C/W
Temperatura de junção máxima	$T_{j_{max}}$	175°C

Fonte: Vide fabricante.

4.2.1.1 Dissipação térmica

O cálculo térmico é necessário para garantir que a temperatura de junção (T_j) dos semicondutores não ultrapasse um valor máximo especificado por fabricantes. Há uma relação de compromisso entre essa temperatura e o tempo médio entre falhas (MTBF - *Mean Time Between Failures*), o que impacta a vida útil desses componentes (BARBI, 2014). A partir do circuito térmico equivalente representado na Figura 43, para um semicondutor discreto operando em estado estacionário a uma determinada temperatura ambiente (T_a), têm-se

$$T_j - T_a = (R_{jc} + R_{cd} + R_{da})\, P_{diss}, \tag{97}$$

onde R_{jc}, R_{cd} e R_{da} representam a resistência térmica junção - cápsula, cápsula - dissipador e dissipador - ambiente, respectivamente, e P_{diss} a potência dissipada. O dissipador insere uma baixa resistência em paralelo com a resistência cápsula - ambiente do semicondutor, o que reduz a resistência equivalente e, consequentemente, as temperaturas de junção e do encapsulamento (T_c) — por intermédio do acréscimo da capacidade de transferência de calor ocasionado por Efeito Joule.

Figura 43 – Circuito térmico equivalente para um semicondutor discreto operando em regime permanente.

Fonte: De acordo com (BARBI, 2014).

A temperatura que um interruptor e um diodo dos modelos selecionados produzem no dissipador (T_d), adotando uma temperatura de junção limitada em 90 % do valor

máximo permissível, é dada como segue.

$$T_{d_S} = 0,9\,T_{j_{max}} - (R_{jc_S} + R_{cd_S})\,P_S = 72,7\,^\circ\mathrm{C}, \tag{98}$$

$$T_{d_D} = 0,9\,T_{j_{max}} - (R_{jc_D} + R_{cd_D})\,P_D = 120\,^\circ\mathrm{C}. \tag{99}$$

Nesse projeto, todos os componentes são conectados ao mesmo dissipador e, como são sujeitos à mesma temperatura de junção, deve-se garantir que a menor temperatura (de $72,7\,^\circ\mathrm{C}$) não ultrapasse o valor calculado. Para isso, a resistência dissipador - ambiente, considerando que o conversor opera em uma temperatura ambiente $T_a = 40\,^\circ\mathrm{C}$, deve satisfazer a desigualdade

$$R_{da} \leq \frac{T_{d_S} - T_a}{P_{semicondutores}} = 0,0711\,^\circ\mathrm{C/W}, \tag{100}$$

onde $P_{semicondutores}$ representa a soma das potências dissipadas pelos oito interruptores e quatro diodos selecionados. Optou-se por utilizar o dissipador modelo KM17 AXIS, com 300 mm de comprimento e refrigeração forçada a ar com dois ventiladores, o que resulta em uma resistência térmica dissipador - ambiente de aproximadamente $0,06\,^\circ\mathrm{C/W}$.

4.2.2 Armazenadores de energia

Nesta subseção são detalhados os projetos dos indutores toroidais de entrada e saída, assim como os capacitores selecionados para o conversor proposto.

4.2.2.1 Magnéticos

Os parâmetros nominais de projeto para os indutores de entrada são dispostos na Tabela 14. O núcleo toroidal selecionado para esses componentes é constituído com o material pó de liga metálica Sendust, produzido pela fabricante MAGMATTEC, cujas características são mostradas na Tabela 15. O condutor é enrolado em dois núcleos, o que permite dobrar a indutância e reduzir o número de espiras.

Tabela 14 – Parâmetros nominais dos indutores de entrada.

Parâmetro	**Símbolo**	**Valor**
Indutância	L_i	$304\,\mu$H
Frequência	f_s	40 kHz
Valor médio de corrente	$I_{L_{i_{cc}}}$	37,5 A
Ondulação de corrente (20 %)	$I_{L_{i_{ca}}}$	7,5 A
Valor máximo de corrente	$I_{L_{i_{max}}}$	41,2 A

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Tabela 15 – Parâmetros do núcleo MMTS26T10216 MAGMATTEC.

Parâmetro	**Símbolo**	**Valor**
Permeabilidade inicial	μ_i	26
Indução de saturação	B_{sat}	1,05 T
Indutância específica	A_L	47 nH/esp^2
Área	A_N	3,523 cm^2
Área superficial	A_{sN}	301,0 cm^2
Largura	L_N	24,3 cm
Volume	V_N	85,5 cm^3
Diâmetro externo	ϕ_{ext}	101,6 mm
Diâmetro interno	ϕ_{int}	57,2 mm
Altura	H_N	16,5 mm
Peso	p_N	456,0 g

Fonte: Vide fabricante.

O número de espiras considerando dois núcleos é dado por

$$N_e = \sqrt{\frac{L_i}{2\,A_L}} = \sqrt{\frac{304 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 47 \cdot 10^{-9}}} = 57, \tag{101}$$

e o valor médio do percurso do caminho magnético

$$l_N = \pi \frac{\phi_{int} + \phi_{ext}}{2} = \pi \frac{57,2 \cdot 10^{-3} + 101,6 \cdot 10^{-3}}{2} = 499\,\text{mm}, \tag{102}$$

o que permite calcular a máxima densidade de fluxo magnético por

$$B_m = \frac{\mu_r \mu_0 N_e I_{L_{i_{max}}}}{l_N} = \frac{26 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 57 \cdot 41,2}{499 \cdot 10^{-3}} = 0,154\,\text{T}. \tag{103}$$

As perdas do núcleo são estimadas através de curvas fornecidas pelo fabricante, de onde é possível extrair o valor da densidade de perdas no núcleo, nesse caso, aproximadamente $P_v = 400\,\text{mW/cm}^3$. Dessa forma, as perdas estimadas no núcleo é

$$P_{N_i} = P_v V_N = 400 \cdot 10^{-3} \cdot 85,5 \simeq 34,2\,\text{W}. \tag{104}$$

Nesse indutor, é utilizado um fio AWG 9, de resistência por metro $R_{awg} = 0,00260\,\Omega/\text{m}$ e diâmetro $d_{awg} = 0,299\,\text{mm}$. A resistência total do condutor é dada por

$$R_w = MLT\, N_e\, R_{awg} = 128 \cdot 10^{-3} \cdot 57 \cdot 0,00260 = 18,9\,\text{m}\Omega, \tag{105}$$

onde, para um núcleo toroidal, o comprimento médio de uma espira (MTL - *Mean Turn Length*) pode ser determinado por

$$MTL = 2\,(\phi_{ext} - \phi_{int}) + 2H_N + 2d_{awg} = 2\,(101,6\text{m} - 57,2\text{m}) + 2{\cdot}16,5\text{m} + 2{\cdot}0,299\text{m} = 128\,\text{mm}. \tag{106}$$

Com isso, determinam-se as perdas por Efeito Joule no condutor

$$P_{C_i} = R_w I_{L_{i_{cc}}}^2 = 18,9 \cdot 10^{-3} \cdot 37,5^2 = 27\,\mathrm{W}, \tag{107}$$

e a perda total para cada indutor de entrada

$$P_{L_i} = P_{N_i} + P_{C_i} = 34,2 + 27 = 61,2\,\mathrm{W}. \tag{108}$$

Os parâmetros nominais para o projeto dos indutores de saída são dispostos na Tabela 16. Para esse indutor, é utilizado um núcleo toroidal constituído de pó de ferro material 026 MAGMATTEC, cujas características são dispostas na Tabela 17. Adotando os mesmos procedimentos previamente detalhados, são obtidos os resultados de cálculos determinados em subsequência.

Tabela 16 – Parâmetros nominais dos indutores de saída.

Parâmetro	**Símbolo**	**Valor**
Indutância	L_o	$10\,\mu$H
Frequência	f_s	40 kHz
Valor médio de corrente	$I_{L_{o_{cc}}}$	13,1 A
Ondulação de corrente (20 %)	$I_{L_{o_{ca}}}$	2,6 A
Valor máximo de corrente	$I_{L_{o_{max}}}$	14,4 A

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Tabela 17 – Parâmetros do núcleo MMT026T2711 MAGMATTEC.

Parâmetro	**Símbolo**	**Valor**
Permeabilidade relativa	μ_r	75
Indução de saturação	B_{sat}	1,38 T
Indutância específica	A_L	93 nH/esp^2
Área	A_N	0,659 cm^2
Área superficial	A_{sN}	31 cm^2
Largura	L_N	6,49 cm
Volume	V_N	4,28 cm^3
Diâmetro externo	ϕ_{ext}	26,9 mm
Diâmetro interno	ϕ_{int}	14,5 mm
Altura	H_N	11,1 mm
Peso	p_N	29,96 g

Fonte: Vide fabricante.

$$N_e = \sqrt{\frac{L_o}{A_L}} = \sqrt{\frac{10 \cdot 10^{-6}}{93 \cdot 10^{-9}}} = 10. \tag{109}$$

$$l_N = \pi \frac{\phi_{int} + \phi_{ext}}{2} = \pi \frac{14,5 \cdot 10^{-3} + 26,9 \cdot 10^{-3}}{2} = 65\,\text{mm}. \tag{110}$$

$$B_m = \frac{\mu_r \mu_0 N_e I_{L_{o_{max}}}}{l_N} = \frac{75 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 10 \cdot 14,4}{65 \cdot 10^{-3}} = 0,2092\,\text{T}. \tag{111}$$

A partir da densidade de fluxo magnético, determina-se por meio de curvas fornecidas pelo fabricante, o valor da densidade de perdas no núcleo $P_v = 50\,\text{mW/cm}^3$.

$$P_{N_o} = P_v V_N = 50 \cdot 10^{-3} \cdot 4,28 = 0,214\,\text{W}. \tag{112}$$

Nesse indutor, é utilizado um fio AWG 14 $R_{awg} = 0,00828\,\Omega/\text{m}$ e $d_{awg} = 0,1715\,\text{mm}$.

$$MLT = 2\left(\phi_{ext} - \phi_{int}\right) + 2H_N + 2d_{awg} = 50,4\,\text{mm}. \tag{113}$$

$$R_w = MLT\, N_e\, R_{awg} = 50,4 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 0,00828 = 4,18\,\text{m}\Omega. \tag{114}$$

$$P_{C_o} = R_w I_{L_{occ}}^2 = 4,18 \cdot 10^{-3} \cdot 13,1^2 = 0,7\,\text{W}. \tag{115}$$

Assim, a perda total em cada indutor de saída é

$$P_{L_o} = P_{N_o} + P_{C_o} = 0,214 + 0,7 \simeq 0,914\,\text{W}. \tag{116}$$

Com isso, determinam-se as perdas totais estimadas para os indutores de entrada e de saída do conversor intercalado proposto:

$$P_{indutores} = N\left(P_{L_i} + P_{L_o}\right) = 4\left(61,2 + 0,914\right) \simeq 249\,\text{W}. \tag{117}$$

Na Figura 44 são mostrados um indutor de entrada e um de saída confeccionados para o protótipo deste projeto.

Com a consideração dessas perdas, o rendimento teórico do conversor é reduzido para

$$\eta = \frac{P_o}{P_{semicondutores} + P_{indutores} + P_o} = \frac{21000}{460 + 249 + 21000} = 0,967. \tag{118}$$

As perdas nos elementos capacitivos, nas trilhas condutoras da placa de circuito impresso e outras perdas provenientes de efeitos parasitas desconsiderados são reduzidas, por isso, o rendimento estimado pode representar com boa proximidade a realidade, e pode atingir valores entre 95 % a 96 %.

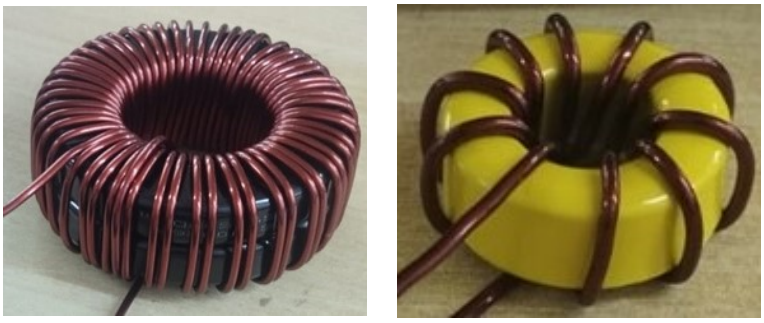
4.2.2.2 Capacitivos

Para a capacitância intermediária (C_b), são utilizados quatro capacitores de filme C4AQPEW5450M3BJ KEMET, cujas características extraídas a partir de curvas fornecidas pelo fabricante são indicadas na Tabela 18. Como filtro LC de saída (C_o) adotou-se o capacitor de filme B32674D4475K DK/EPCOS, cujas características são dadas na Tabela 19. As perdas totais nesses capacitores são calculadas por

$$P_{C_b} = N R_{rse} I_{C_{b_{ef}}}^2 = 4 \cdot 3,3 \cdot 10^{-3} \cdot 18,2^2 = 4,4\,\text{W}, \tag{119}$$

$$P_{C_o} = N R_{rse} I_{C_{o_{ef}}}^2 = 4 \cdot 7,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,009^2 = 0,0024\,\text{mW}. \tag{120}$$

Figura 44 – Indutores confeccionados para o conversor proposto.



(a) Indutor de entrada. (b) Indutor de saída.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Tabela 18 – Parâmetros do capacitor C4AQPEW5450M3BJ KEMET.

Parâmetro	**Símbolo**	**Valor**
Capacitância	C_b	$45\,\mu$F
Valor máximo de tensão	$V_{C_{b_{max}}}$	1200 V
Resistência série equivalente	R_{rse}	3,3 mΩ @ 40 kHz
Valor máximo de corrente	$I_{C_{b_{max}}}$	29,87 A @ 40 kHz

Fonte: Vide fabricante.

Tabela 19 – Parâmetros do capacitor B32674D4475K TDK/EPCOS.

Parâmetro	**Símbolo**	**Valor**
Capacitância	C_o	$4,7\,\mu$F
Valor máximo de tensão	$V_{C_{o_{max}}}$	450 V
Resistência série equivalente	R_{rse}	7,5 mΩ @ 40 kHz
Valor máximo de corrente	$I_{C_{o_{max}}}$	7,5 A @ 40 kHz

Fonte: Vide fabricante.

4.3 PROJETO DOS SISTEMAS DE COMANDO E CONTROLE

O acionamento dos interruptores é realizado utilizando quatro *drivers* isolados DRO100S25A SUPPLIER, juntamente de quatro fontes DS320 - 08A da mesma fabricante, que fornece uma forma de onda quadrada de até 500 kHz, 50 % de razão cíclica e 27 V de pico para a alimentação do secundário do circuito de acionamento. O sinal de entrada, proveniente do PWM do DSP, opera com lógica CMOS +15 V para habilitar a condução dos interruptores e 0 V para o bloqueio. Esse circuito fornece ainda proteção contra curto circuito através do monitoramento da tensão entre coletor e emissor. As principais características do *driver* podem ser conferidas na Tabela 20.

Tabela 20 – Parâmetros do *driver* DRO100S25A SUPPLIER.

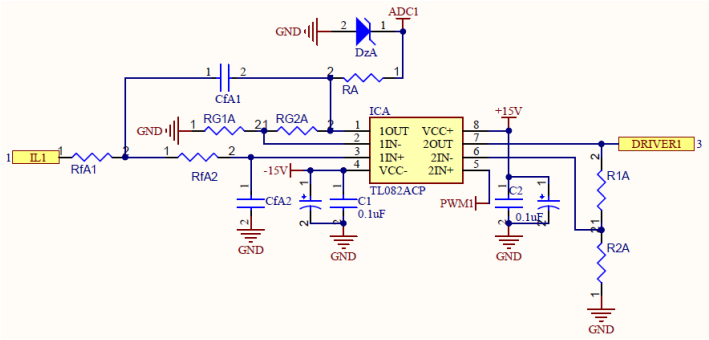
Parâmetro	**Valor**
Frequência maxima de comutação	100 kHz
Corrente máxima de saída	2,5 A
Tensão máxima de monitoramento entre coletor e emissor	1000 V
Tensão de alimentação do primário	15 V
Tensão de alimentação do secundário	25,5 V
Corrente de alimentação máxima do secundário	20 mA
Tensão de gate ligado	15 V
Tensão de gate desligado	-8 V

Fonte: Vide fabricante.

O projeto do protótipo do conversor proposto engloba o sensoreamento das correntes nos indutores de entrada, assim como a tensão e a corrente de saída. As correntes nos indutores são medidas através de sensores de Efeito Hall modelo HO40-NP LEM, o qual é alimentado com +5 V e possui saída em tensão entre 0 V e +2,5 V para medições até 40 A. O sensoriamento da corrente de saída é feito através do sensor de Efeito Hall LA55-P LEM, o qual é alimentado com fonte de tensão simétrica de ± 15 V e possui saída em corrente até 50 mA para medição até 50 A. A tensão de saída é sensoreada por um divisor resistivo.

A filtragem de ruídos e adequação de ganho dos sinais medidos que adentram o conversor ADC do DSP é implementada usando filtros ativos de segunda ordem passa baixas da topologia *Butterworth Sallen - Key*, configurado para ganho unitário (dado que a máxima amplitude de tensão proveniente dos sensores é de +2,5 V) e frequência de corte de 37 kHz. Esse circuito é implementado com o CI TL082 TEXAS INSTRUMENTS, o qual é composto por dois amplificadores operacionais. Nesse mesmo CI é projetado um ajuste de ganho do sinal PWM proveniente do DSP, que varia entre 0 V e +3,3 V, para uma amplitude de 0 V a +15 V, requerido pelo circuito de acionamento dos interruptores. O esquemático do circuito de condicionamento de sinais pode ser conferido na Figura 45.

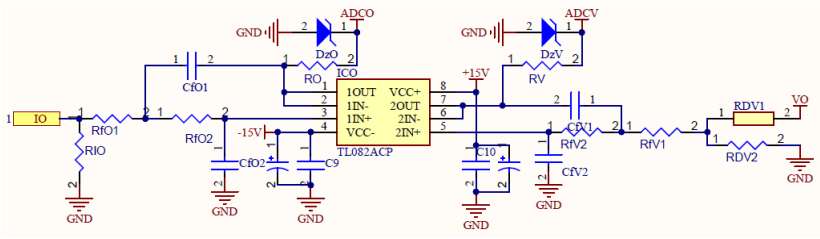
Figura 45 – Esquemático do circuito de condicionamento de sinais das correntes nos indutores de entrada e ganho para os sinais PWM.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

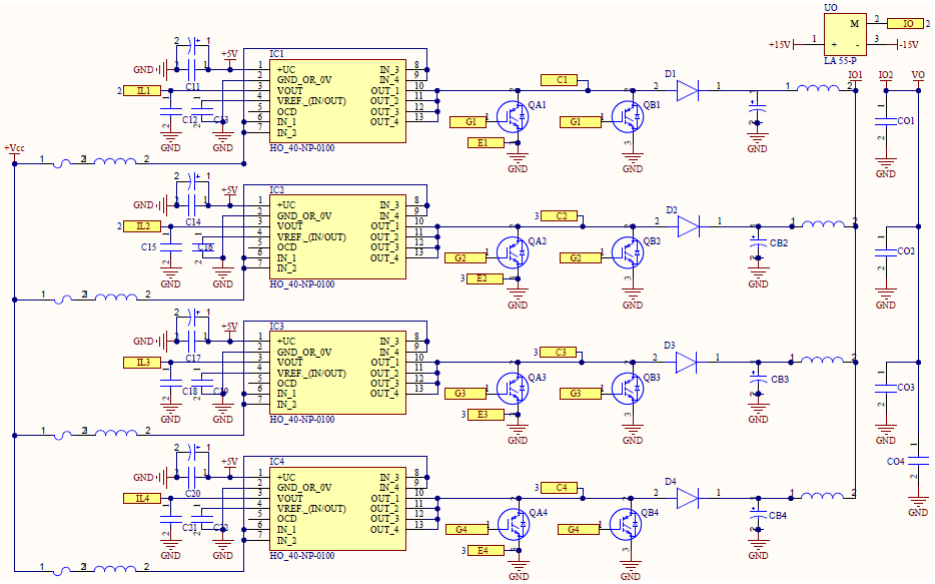
Os sinais medidos da tensão e da corrente de saída também são condicionados utilizando o CI TL082, e o esquemático do circuito é mostrado na Figura 46. O esquemático do circuito de potência juntamente dos sensores de corrente é apresentado na Figura 47.

Figura 46 – Esquemático do circuito de condicionamento de sinais da tensão e da corrente de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 47 – Esquemático do circuito de potência.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

4.3.1 Estratégia de controle multimalhas em cascata

Os controladores digitais são implementados utilizando a placa de desenvolvimento C2000 LAUNCH - F28379D TEXAS INSTRUMENTS, programada através do *software Code Composer Studio*. Esse DSP possui integração com o PSIM, por onde é possível realizar configurações e implementar a lei de controle de modo simplificado através de blocos e gerar o código para gravar no microcontrolador.

4.3.1.1 Controladores das correntes dos indutores

A frequência de corte máxima para esses controladores é limitada em $\frac{f_s}{4} = 10\,\text{kHz}$. Adotou-se nesse projeto $f_c = 1\,\text{kHz}$ e margem de fase MF $= 60°$. O controlador PI projetado possui um integrador na origem e um zero em 300 Hz, e pode ser representado por

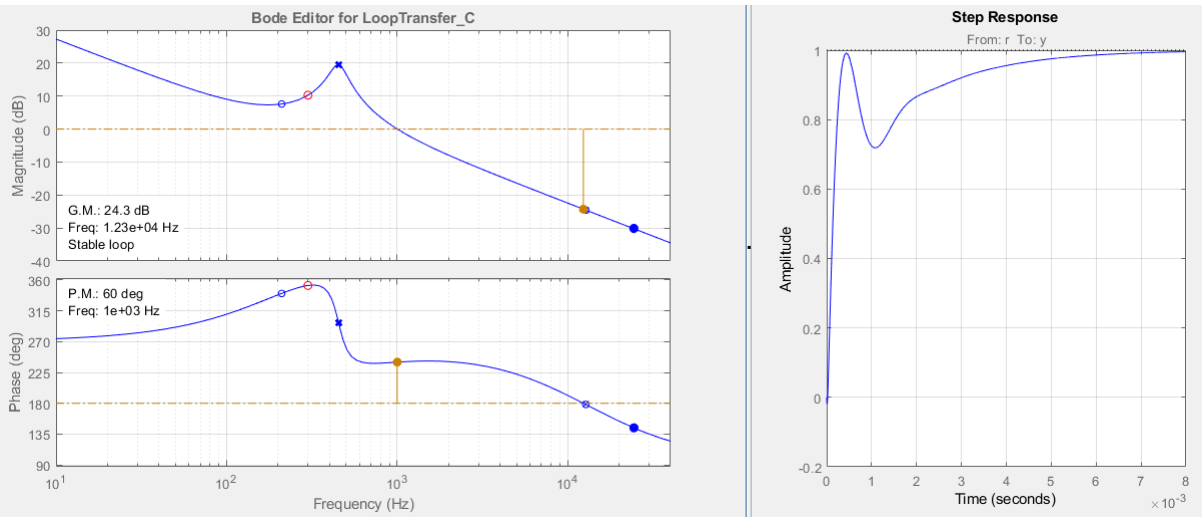
$$C_{i_{Li}}(s) = 0,0035877\,\frac{(s+1884)}{s}. \tag{121}$$

Através do método de discretização de Tustin, que utiliza a transformada bilinear, o controlador discreto é dado por

$$C_{i_{Li}}(z) = \frac{3,67\cdot 10^{-6} - 3,50\cdot 10^{-6}z^{-1}}{1-z^{-1}}. \tag{122}$$

A resposta em frequência da planta $G_{i_Ld}(s)$ compensada considerando todos os ganhos do sistema, assim como a resposta ao degrau unitário, podem ser conferidas na Figura 48.

Figura 48 – Resposta em frequência e ao degrau unitário da planta $G_{i_Ld}(s)$ compensada.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

4.3.1.2 Controlador da tensão de saída

A frequência de corte para o controlador da tensão de saída é selecionada para uma década abaixo da malha anterior, ou seja, $f_c = 100\,\text{Hz}$. Assim, adicionando um integrador na origem e alocando um zero em 460 Hz, obtém-se o controlador dado por

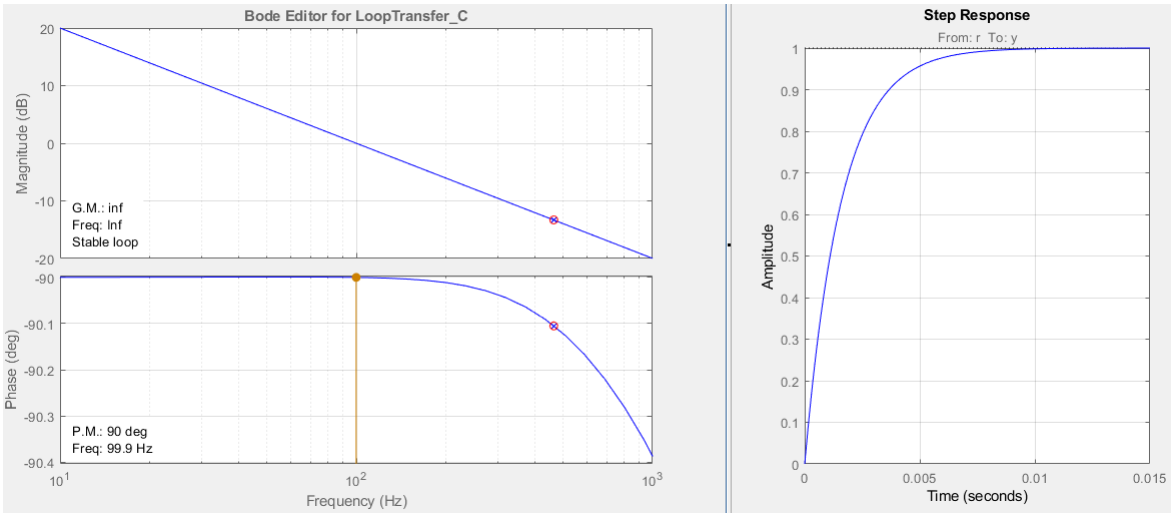
$$C_{V_o}(s) = 0,080743\,\frac{(s+2916)}{s}, \tag{123}$$

e no domínio discreto

$$C_{V_o}(z) = \frac{83,7\cdot 10^{-6} - 77,8\cdot 10^{-6}z^{-1}}{1-z^{-1}}. \tag{124}$$

A resposta em frequência e ao degrau unitário da planta $G_{v_o i_L}(s)$ compensada é apresentada na Figura 49.

Figura 49 – Resposta em frequência e ao degrau unitário da planta $G_{v_o i_L}(s)$ compensada.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

4.3.1.3 Controlador da corrente de saída

De modo análogo, a frequência de corte para o controlador da corrente de saída é selecionada para uma década abaixo da malha anterior, ou seja, $f_c = 10\,\text{Hz}$. Um simples integrador e um devido ajuste de ganho foi o suficiente para a estabilização dessa planta, cujo controlador é dado por

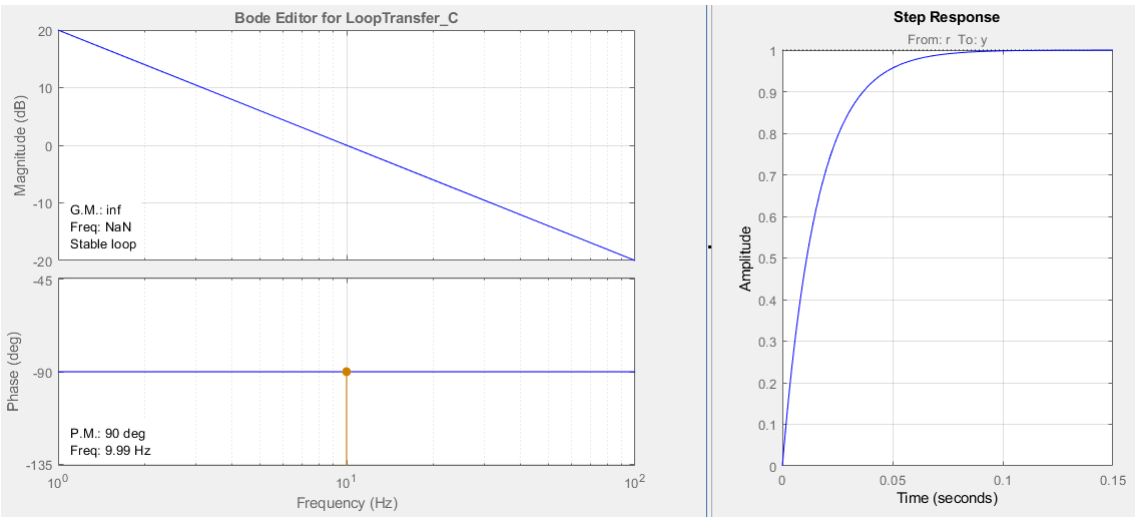
$$C_{i_o}(s) = \frac{478,48}{s}, \tag{125}$$

e

$$C_{i_o}(z) = \frac{5,98\cdot 10^{-6} + 5,98\cdot 10^{-6}z^{-1}}{1-z^{-1}}. \tag{126}$$

A resposta em frequência e ao degrau unitário da planta $G_{i_o v_o(s)}$ compensada é apresentada na Figura 50.

Figura 50 – Resposta em frequência e ao degrau unitário da planta $G_{i_o v_o(s)}$ compensada.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

4.3.1.4 Simulações numéricas

Para validar os controladores projetados são realizados testes de simulação numérica no *software* PSIM, cujos circuitos de simulação do estágio de potência e do controle digital utilizando o DSP 28379D são mostrados na Figura 51. A lei de controle desenvolvida em linguagem C pode ser encontrada no Apêndice C, e o código gerado pelo PSIM para gravar no DSP encontra-se no Apêndice D.

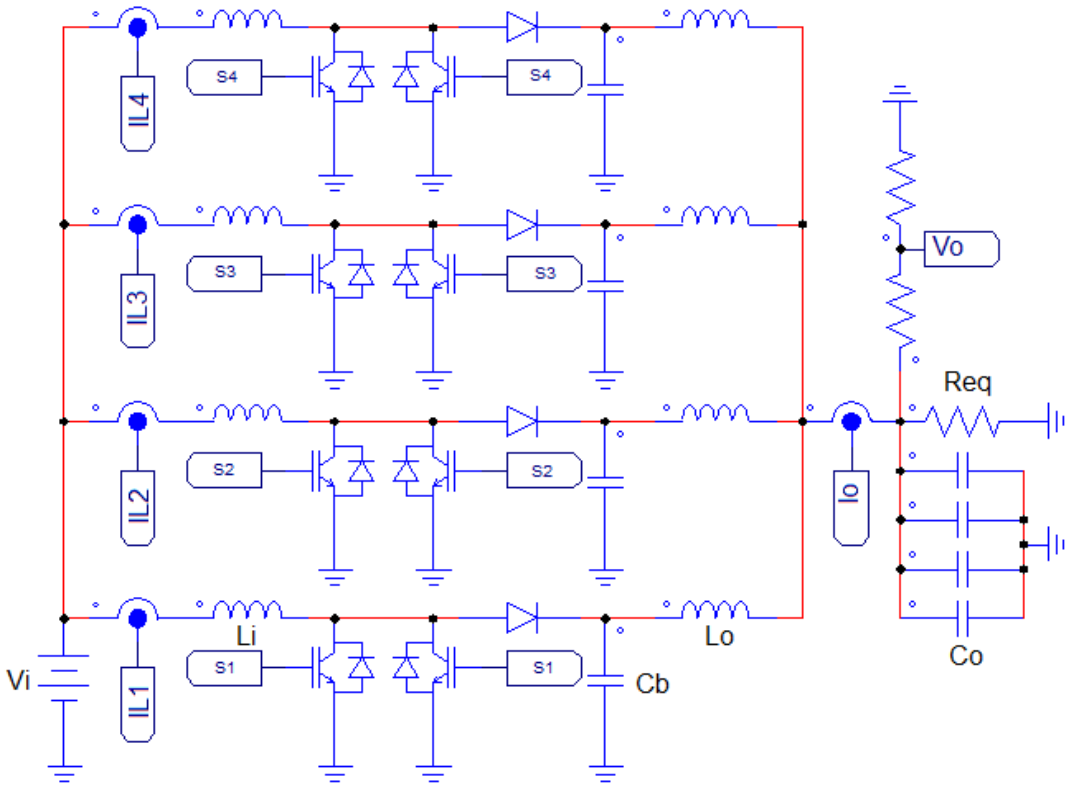
Inicialmente é aplicado um degrau de $\pm 50\,\%$ na referência da corrente de saída, primeiramente com decréscimo em $t = 100\,\text{ms}$, seguido do retorno à condição nominal em $t = 150\,\text{ms}$, conforme apresentado na Figura 52. Na Figura 52(a) é mostrada a resposta ao degrau do controlador da corrente do indutor (u01) de uma fase, cuja saída representa a razão cíclica. A resposta das correntes dos indutores nesse teste podem ser visualizadas na Figura 52(b), juntamente da ação do controlador da tensão de saída (u0v), que estabelece a referência para essas correntes. Na Figura 52(c) são mostradas as formas de onda da tensão de saída e da ação do controlador da corrente de saída (u0i) e, na Figura 52(d) a corrente de saída juntamente de sua referência.

As respostas de todas as variáveis previamente citadas para um degrau de $\pm 50\,\%$ na potência consumida pela carga podem ser vistas na Figura 53. Inicialmente o conversor opera na condição nominal de 21 kW, quando a potência drenada na saída é reduzida para 10,5 kW em $t = 100\,\text{ms}$, com posterior retorno à condição nominal. Nota-se que a referência da corrente de saída assim como as correntes dos indutores são reduzidas pela metade, enquanto a tensão de saída permanece no patamar nominal de 400 V e a razão cíclica em 65 %.

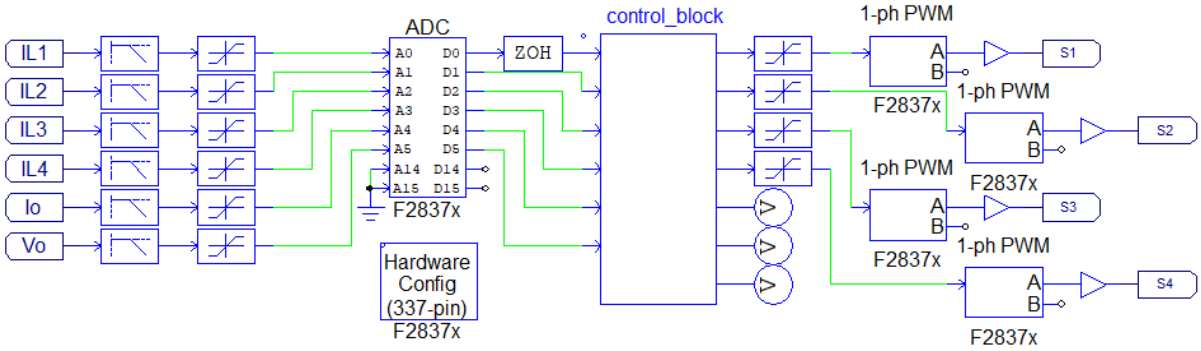
A Figura 54 mostra a reação das variáveis de interesse frente a um degrau de $\pm 20\,\%$ na amplitude da tensão de entrada, com redução de 28 V em $t = 100\,\text{ms}$ e retorno à

condição nominal de 140 V em $t = 150$ ms. Nota-se que, como houve redução na tensão de alimentação, a razão cíclica aumenta de patamar para manter as correntes dos indutores, enquanto a amplitude da tensão e da corrente de saída decrescem, conforme esperado.

Figura 51 – Circuito de simulação numérica do conversor proposto.



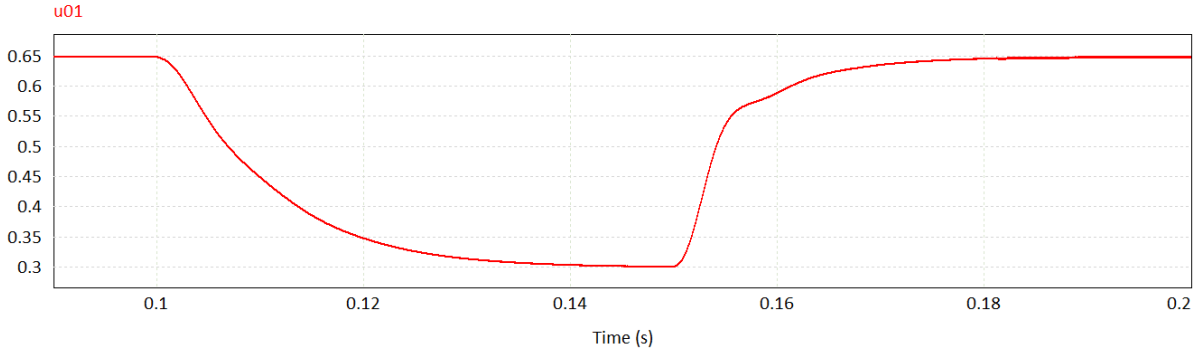
(a) Estágio de potência.



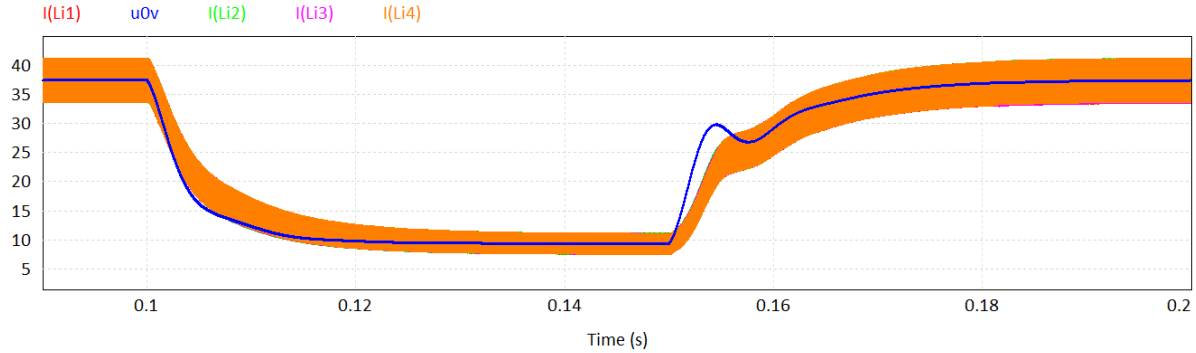
(b) Sistema de controle digital.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

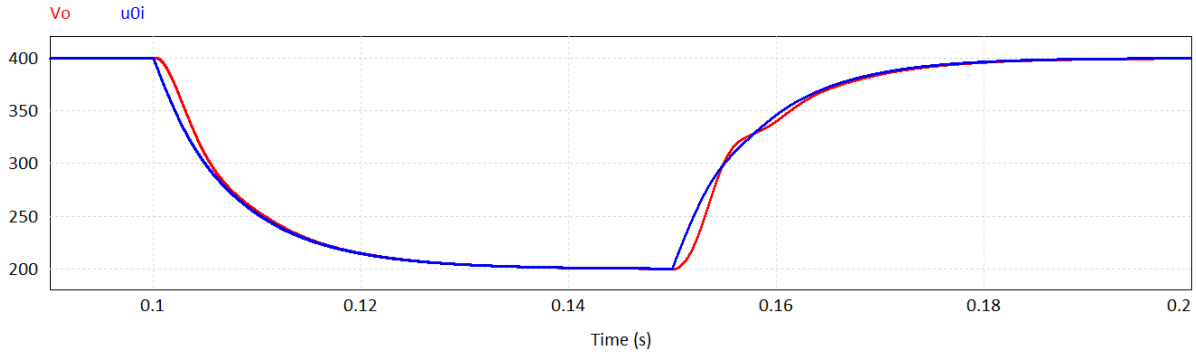
Figura 52 – Resposta dos controladores ao degrau de $\pm 50\,\%$ na referência da corrente de saída.



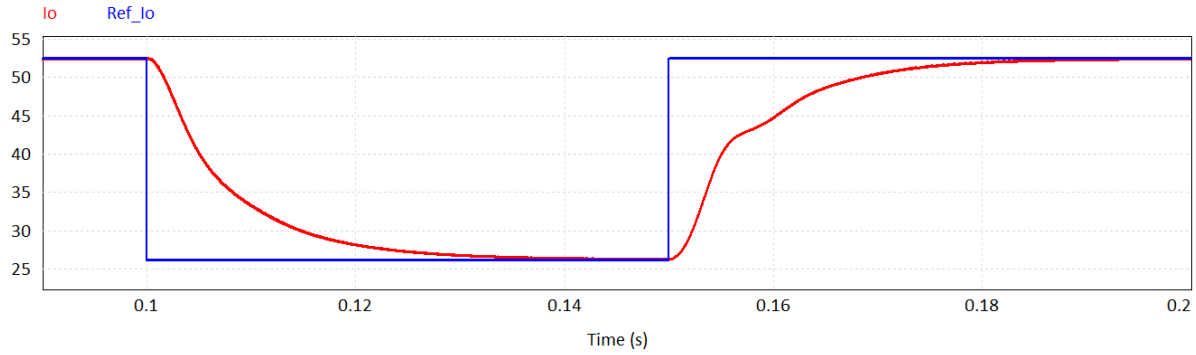
(a) Ação do controlador das correntes dos indutores.



(b) Corrente nos indutores de entrada e ação do controlador da tensão de saída.



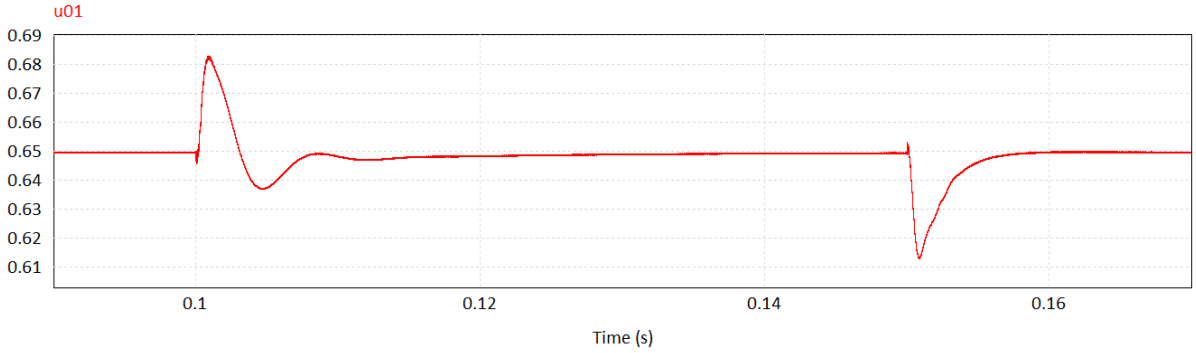
(c) Tensão de saída e ação do controlador da corrente de saída.



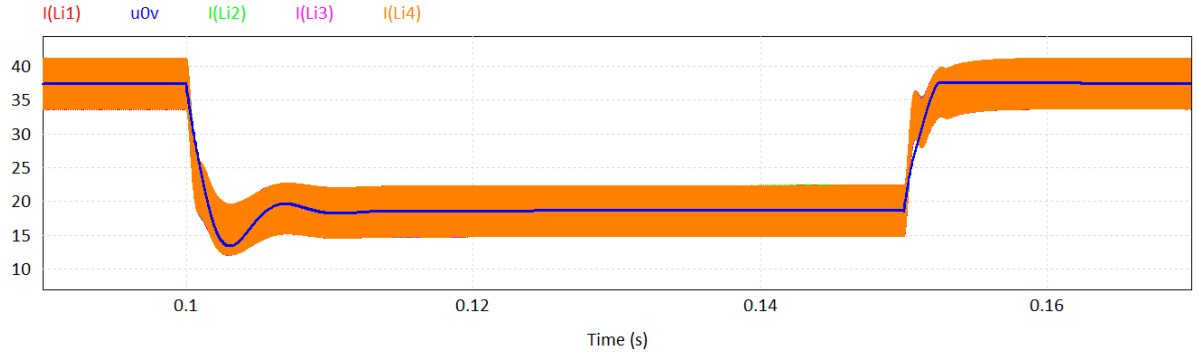
(d) Corrente de saída e referência.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

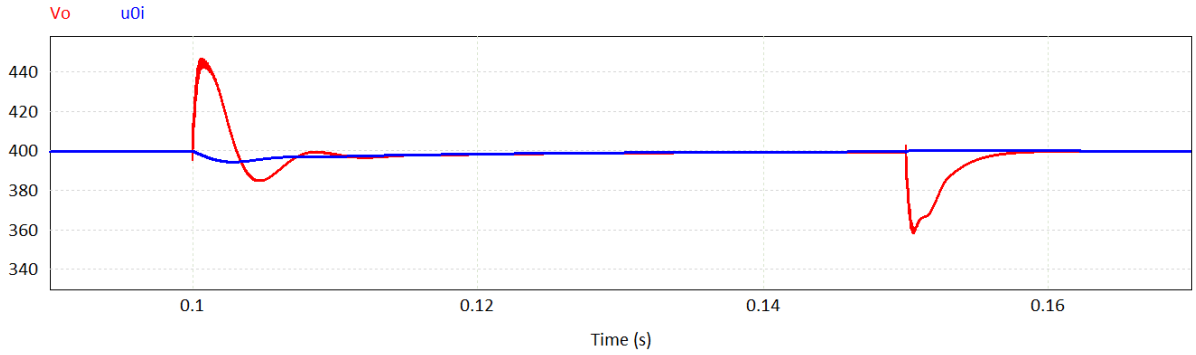
Figura 53 – Resposta dos controladores ao degrau de $\pm 50\,\%$ na potência drenada pela carga.



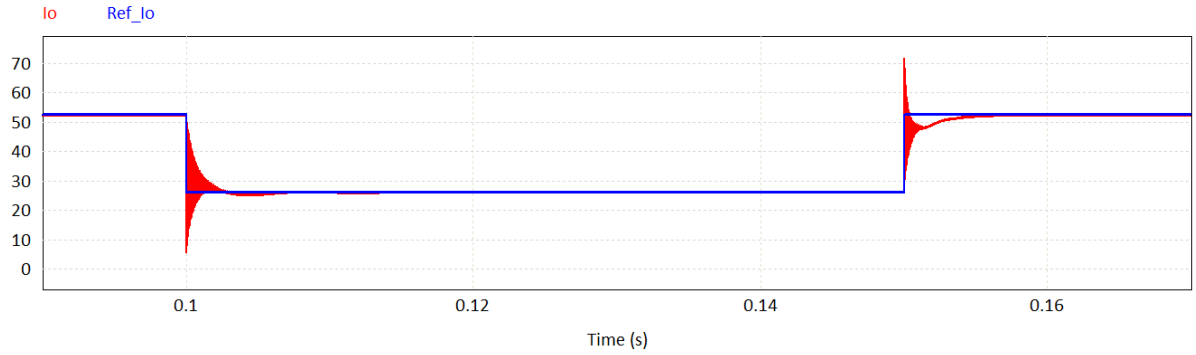
(a) Ação do controlador das correntes dos indutores.



(b) Corrente nos indutores de entrada e ação do controlador da tensão de saída.



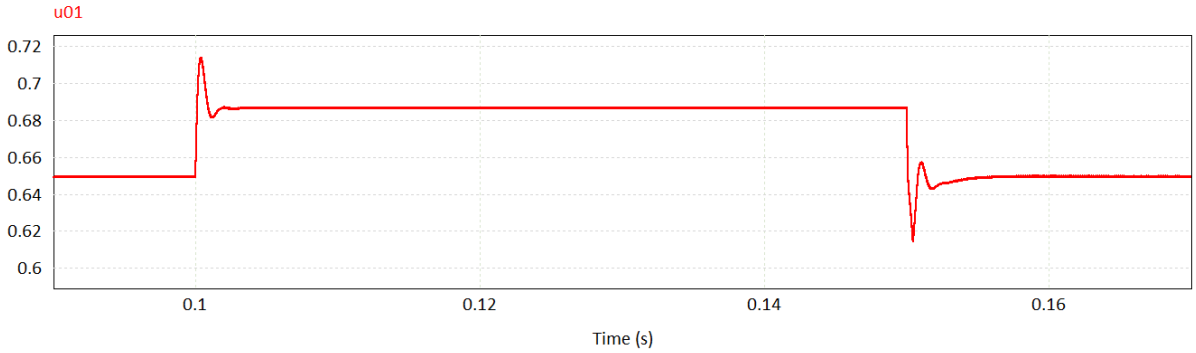
(c) Tensão de saída e ação do controlador da corrente de saída.



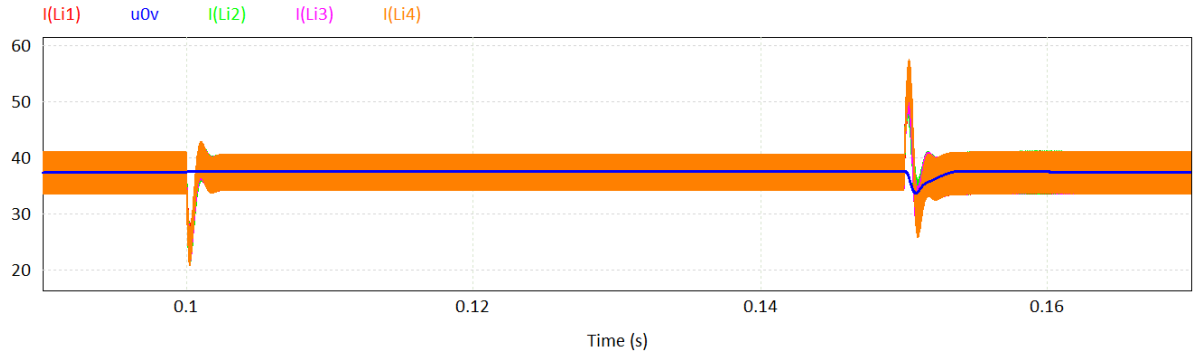
(d) Corrente de saída e referência.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

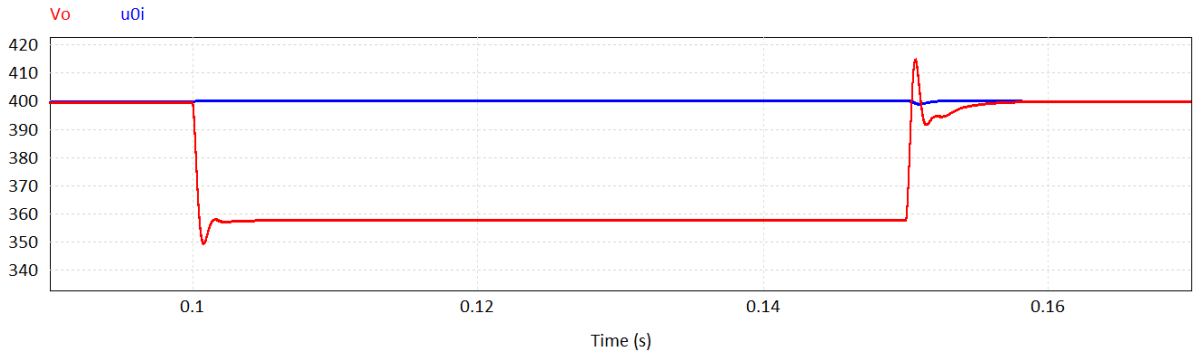
Figura 54 – Resposta dos controladores ao degrau de $\pm 20\,\%$ na tensão de entrada.



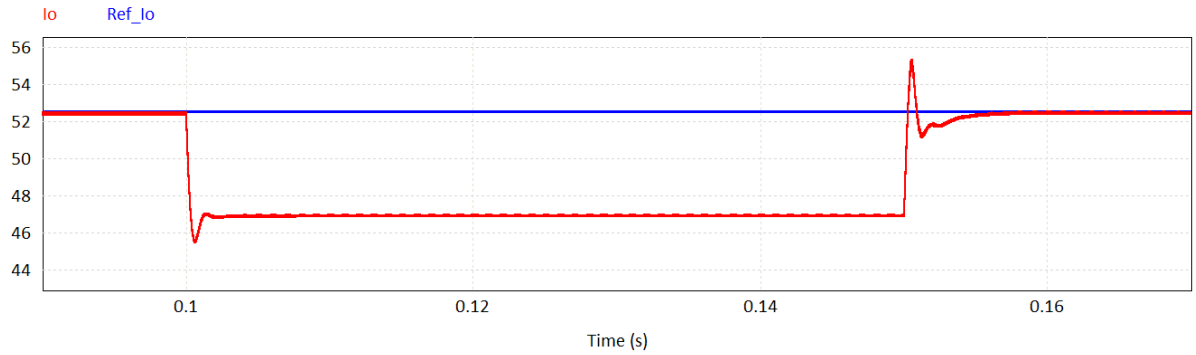
(a) Ação do controlador das correntes dos indutores.



(b) Corrente nos indutores de entrada e ação do controlador da tensão de saída.



(c) Tensão de saída e ação do controlador da corrente de saída.



(d) Corrente de saída e referência.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

4.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A análise teórica do conversor proposto demonstra o atendimento aos requisitos de reduzidas ondulações das correntes drenada na entrada e fornecida na saída, o que é alcançado através da técnica de intercalação empregando a modulação PS-PWM. A topologia do conversor cc-cc intercalado elevador com filtro LC de saída possibilita a divisão das correntes nos semicondutores, no entanto, a partir de um certo patamar, a complexidade de implementação torna-se mais significativa frente ao benefício de selecionar semicondutores para menores níveis de corrente. Neste projeto, quatro fases são suficientes para uma boa divisão das correntes nos interruptores, onde são utilizados dois componentes em paralelo para cada fase, a fim de minimizar os estresses térmicos.

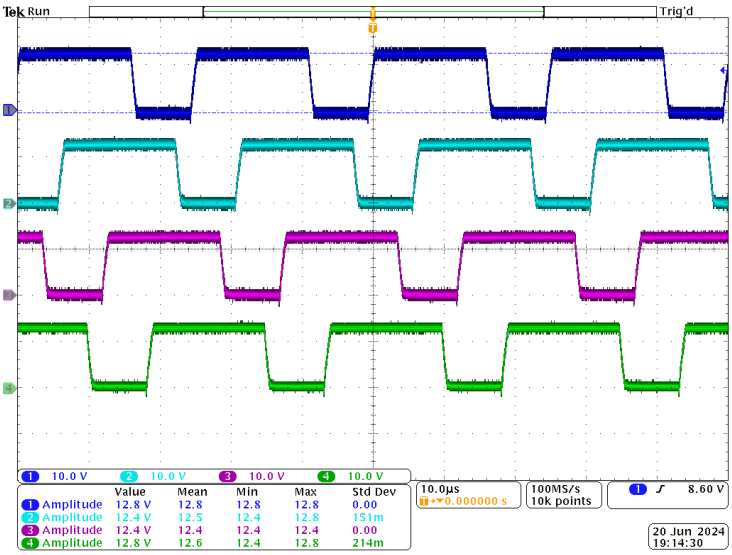
Entre as perdas elétricas calculadas, prevalecem as que ocorrem nos semicondutores (460 W), majoritariamente nos interruptores. Não distante, as perdas nos núcleos e nos enrolamentos dos indutores toroidais (249 W) representam outra significativa parcela das perdas totais do conversor proposto, em que estima-se cerca de 95 % a 96 % de rendimento, o que totaliza 709 W de perdas à condição nominal de 21 kW. Um maior rendimento da conversão de energia pode ser alcançado através de técnicas de comutação suave e utilizando semicondutores de tecnologias mais recentes, como GaN e SiC, assim como um projeto otimizado dos magnéticos.

Para o controle do conversor proposto, são sensoreadas as correntes nos indutores de entrada, assim como a tensão e a corrente de saída. Por meio da modelagem previamente detalhada no capítulo anterior, são projetados controladores do tipo Proporcional Integral (PI) no domínio da frequência, posteriormente discretizados e escritos na forma de equações de recorrência, para a implementação do sistema de controle digital no domínio do tempo discreto. Apesar da limitação dinâmica do conversor, foi possível projetar controladores com boa velocidade de atuação, os quais mostraram-se adequados no seguimento de referência e na rejeição de distúrbios, adotando uma técnica de controle multimalhas em cascata. Resultados experimentais do conversor proposto obtidos em laboratório são apresentados no subsequente capítulo.

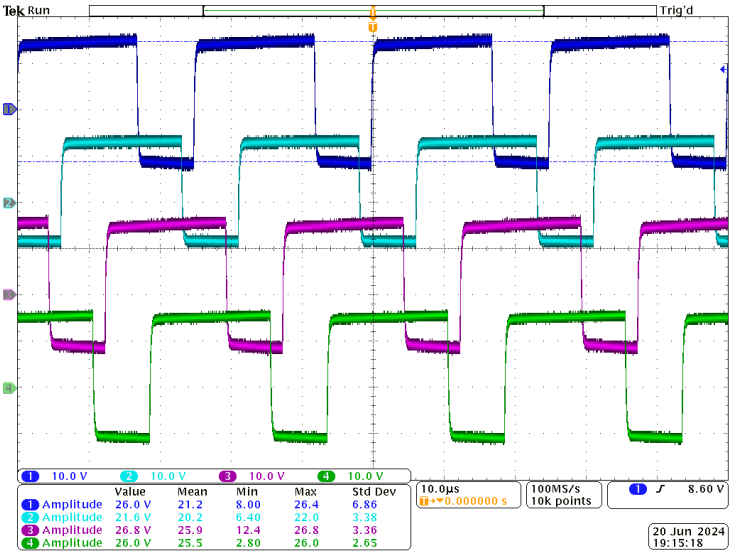
5 EXPERIMENTAÇÃO LABORATORIAL

Neste capítulo são apresentados resultados experimentais do conversor proposto, obtidos em laboratório no Núcleo de Processamento de Energia Elétrica - nPEE. Os testes iniciais referem-se ao devido acionamento dos interruptores, cujo sinal PWM é oriundo do DSP com amplitude de 3,3 V. Na Figura 55(a) são mostrados os sinais PWM defasados em 90° e amplitude de aproximadamente 15 V, ganho proporcionado pelo circuito de condicionamento de sinais. Esses sinais são transmitidos para a entrada dos *drivers*, que habilitam a condução dos interruptores com tensão positiva próxima de 15 V e bloqueiam com -12 V, conforme Figura 55(b).

Figura 55 – Pulsos de comando para o acionamento dos interruptores.



(a) Sinal PWM proveniente do DSP e com ajuste de ganho.



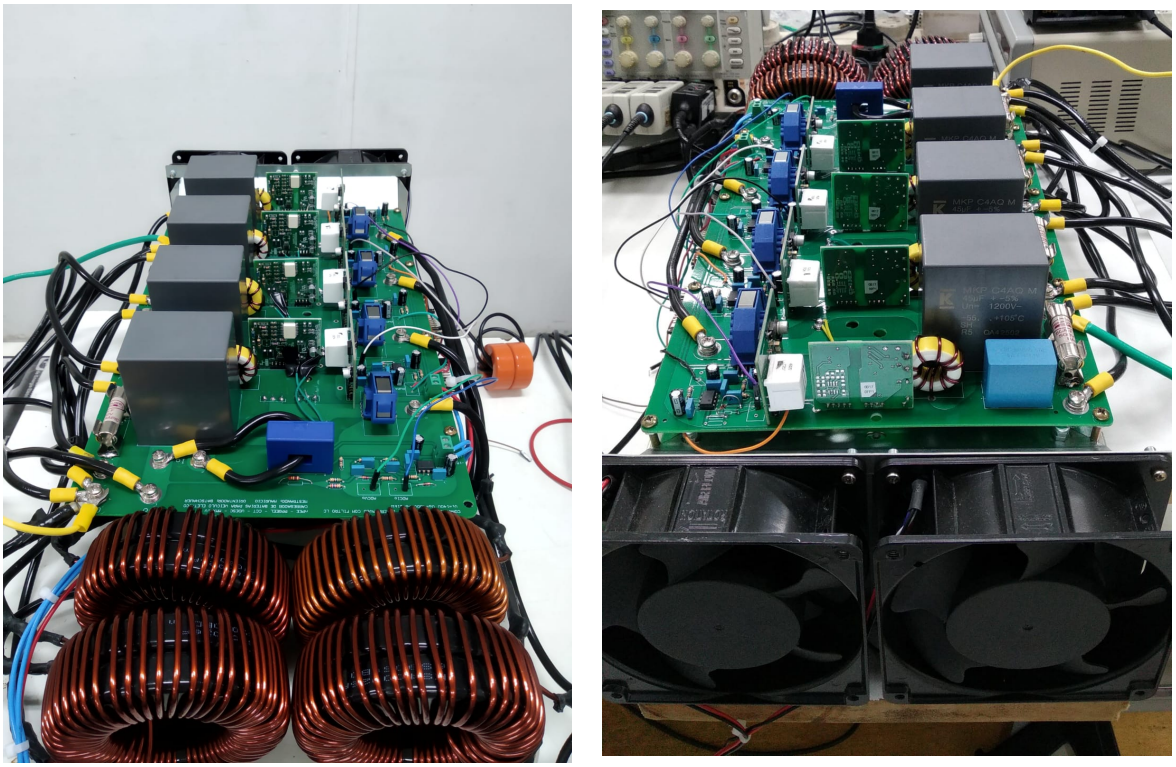
(b) Sinal de gatilho proveniente do *driver*.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

5.1 TESTES EM MALHA ABERTA

Para testar a funcionalidade do conversor proposto, utilizou-se a fonte de energia RP7972A KEYSIGHT, que fornece até 1000 V, 60 A e 20 kW em corrente contínua. O protótipo implementado é apresentado na Figura 56. Inicialmente é aplicada uma carga com resistência equivalente de aproximadamente 22,5 Ω, obtida através da associação de bancos de resistores de potência, com a fonte de alimentação fornecendo aproximadamente 134 V e 58,9 A, o que resulta em cerca de 7893 W de potência drenada pelo conversor.

Figura 56 – Protótipo implementado.

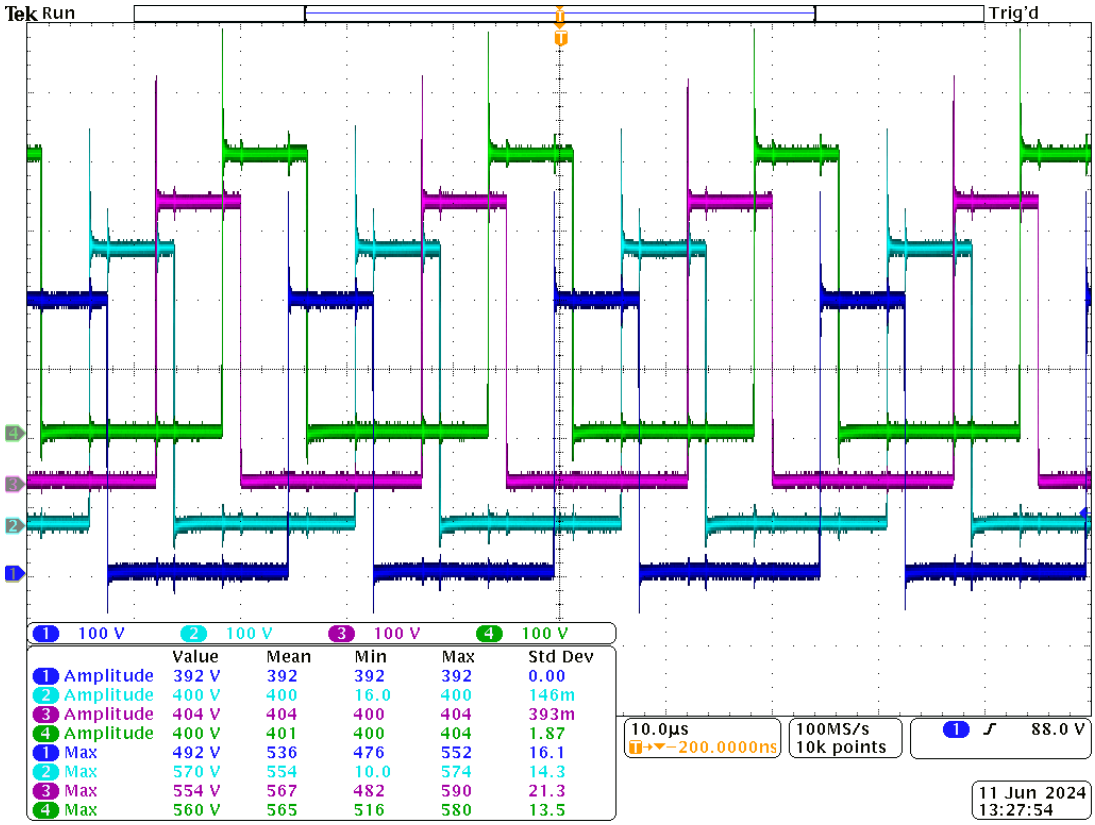


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

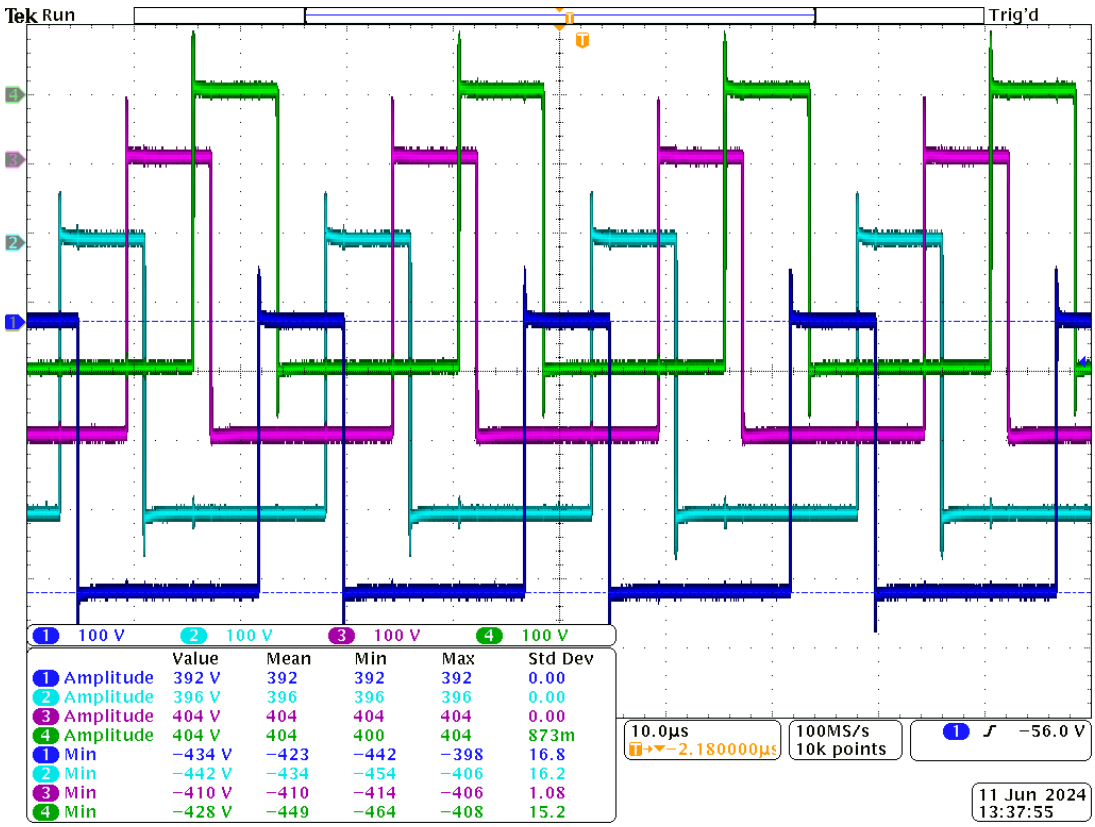
As formas de onda das tensões nos interruptores e nos diodos das quatro fases do protótipo podem ser vistas na Figura 57. Notam-se acentuadas ocorrências de sobretensões nos interruptores, atingindo cerca de 550 V a uma amplitude de 400 V de tensão na saída, enquanto nos diodos o valor máximo das tensões reversas bloqueadas são próximos -440 V. A entrada em condução e o bloqueio nos semicondutores de uma fase podem ser conferidos em detalhes nas Figuras 58 e 59; as demais fases apresentaram comportamento semelhante.

Ressalta-se que nenhuma medida de cautela foi implementada para amenizar a sobretensão nos interruptores, o que pode ser necessário nos testes em maiores níveis de potência. Entre as opções, citam-se o emprego de circuitos *snnubers* dissipativos, ou ainda, alterar o valor do resistor de gatilho, diminuindo a velocidade de acionamento e, consequentemente, a sobretensão; no entanto, as perdas elétricas são incrementadas, o que deve ser avaliado do ponto de vista de dissipação térmica.

Figura 57 – Formas de onda das tensões nos semicondutores.



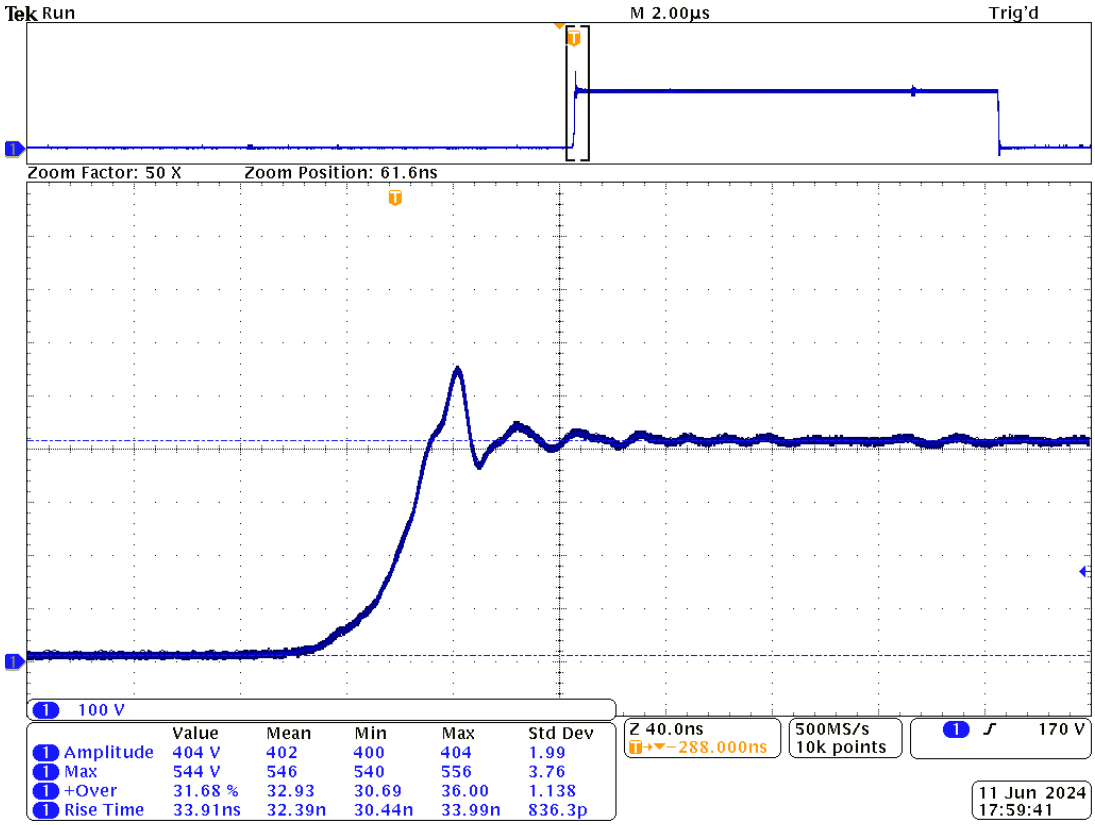
(a) Interruptores.



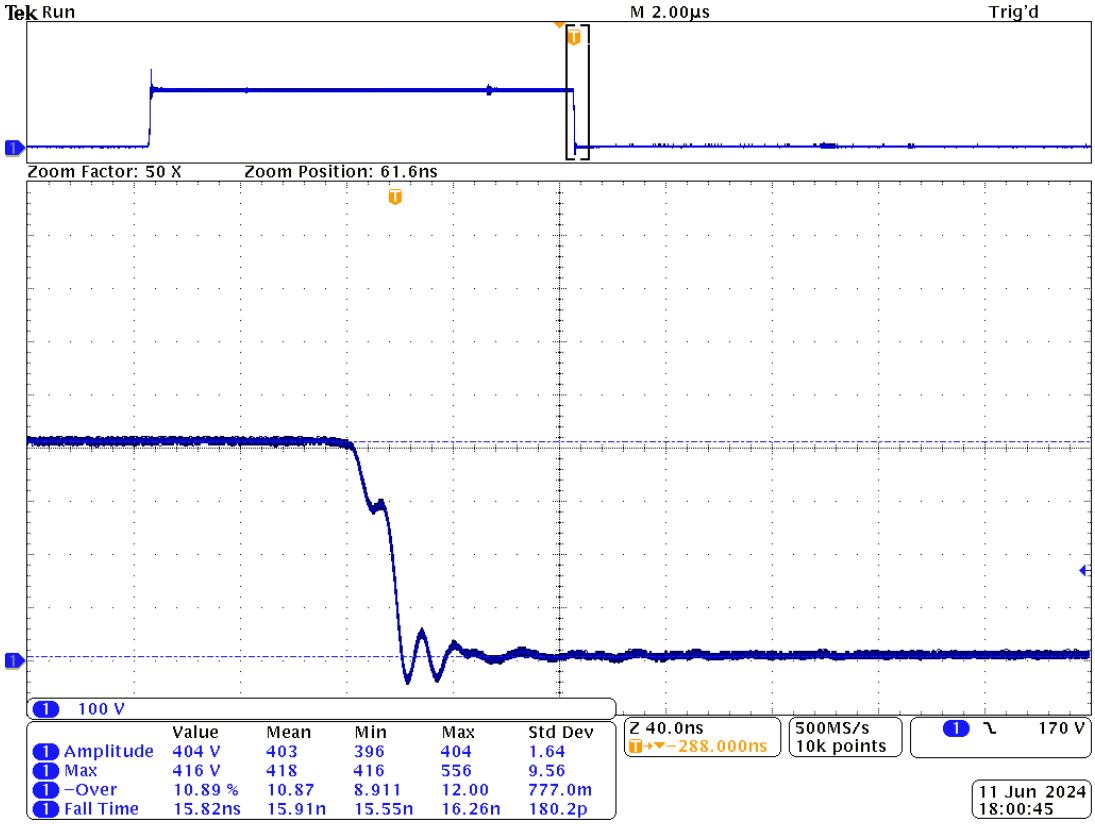
(b) Diodos (em módulo).

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 58 – Formas de onda da tensão nos interruptores de uma fase.



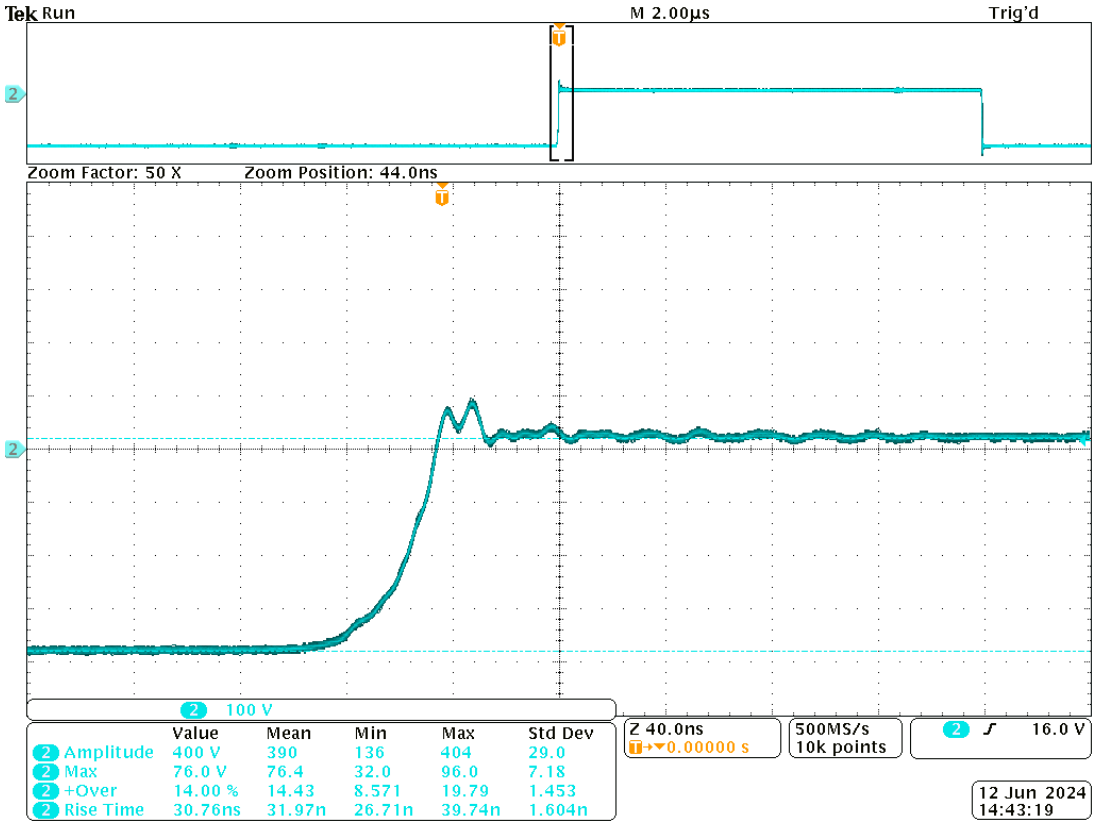
(a) Bloqueio.



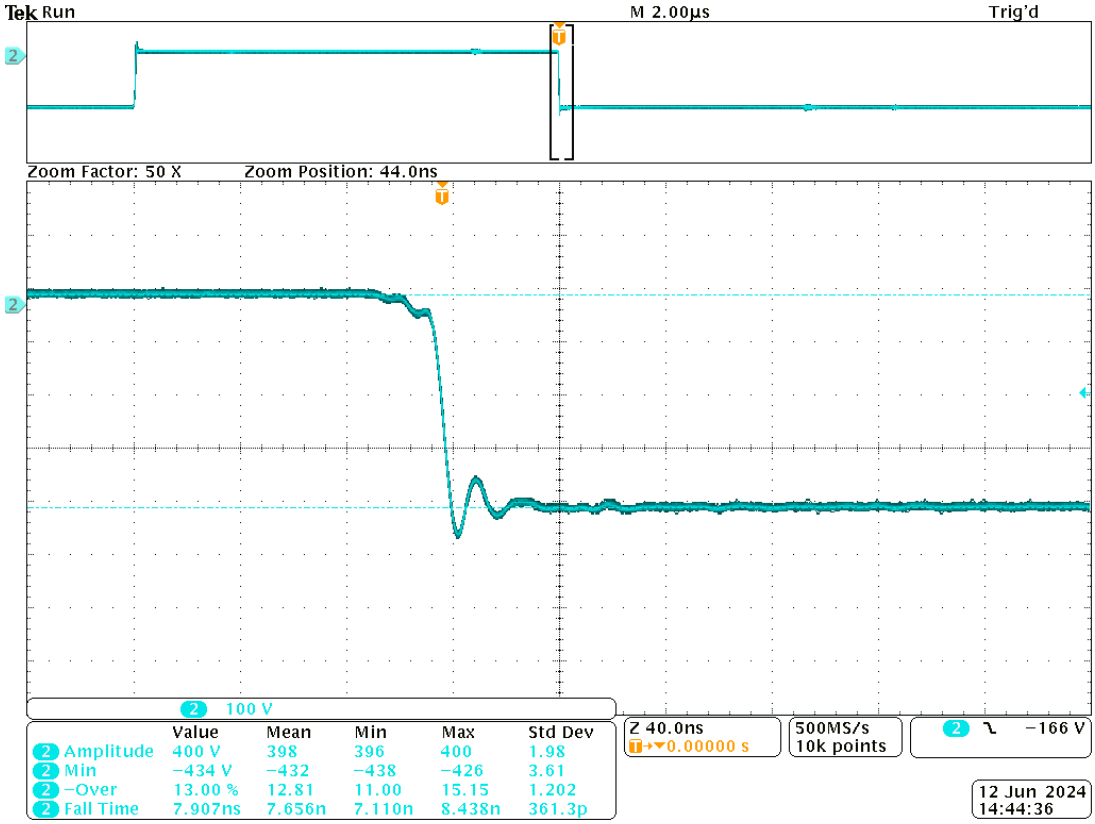
(b) Entrada em condução.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 59 – Formas de onda da tensão no diodo de uma fase.



(a) Entrada em condução.

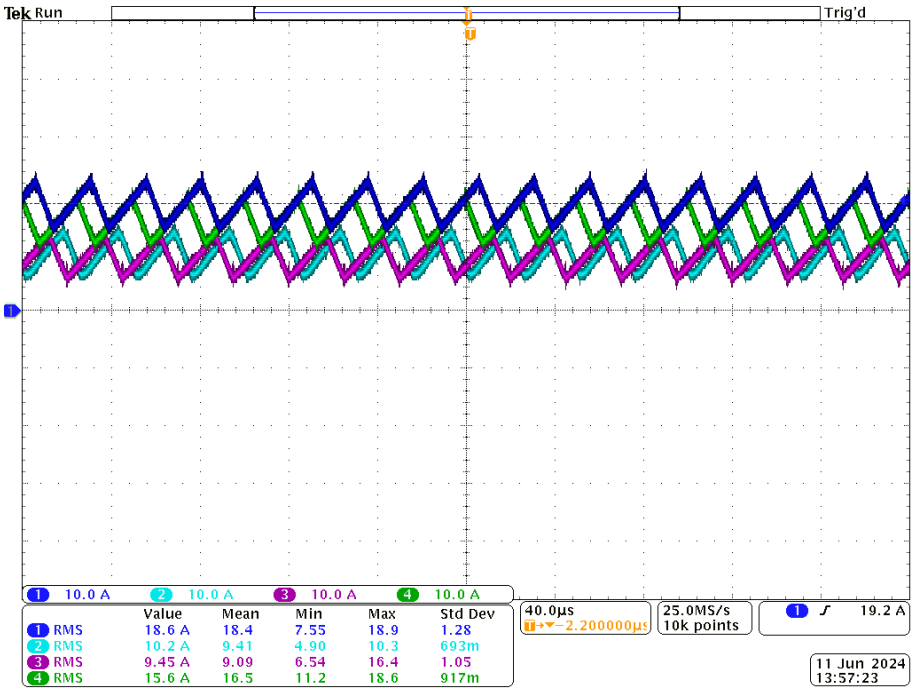


(b) Bloqueio.

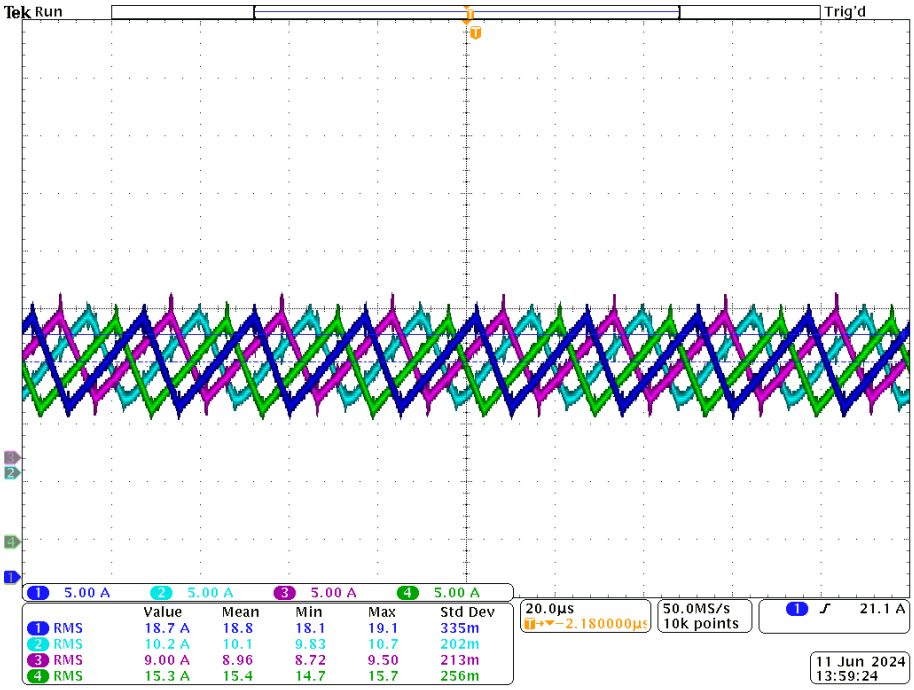
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Na Figura 60 são mostradas as correntes nos indutores de entrada das quatro fases. Na Figura 60(a), nota-se um desbalanço de corrente entre as fases, o que é esperado visto que o conversor opera em malha aberta. Na Figura 60(b) deslocou-se o nível médio das correntes a fim de enfatizar o deslocamento de 90° entre cada uma das fases.

Figura 60 – Formas de onda das correntes nos indutores de entrada.



(a)

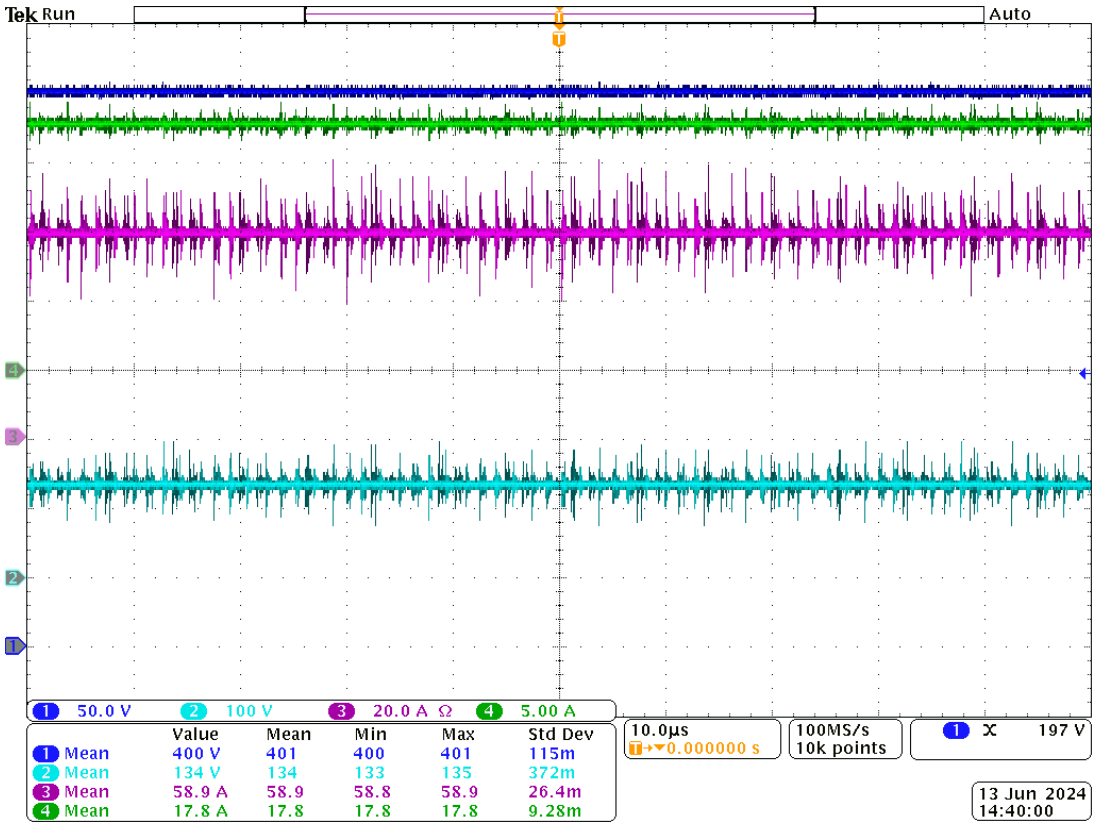


(b)

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Na Figura 61 pode ser observado que o conversor opera em estado estacionário, a tensão de saída permanece estabelecida no valor nominal de 400 V com uma corrente de saída de 17,8 A, totalizando uma potência de 7120 W consumida pela carga e 773 W de perdas elétricas. Diante disso, o rendimento calculado para este ponto de operação, com uma potência em cerca de 38 % da capacidade nominal do conversor, é de aproximadamente 90,2 %, dado que a potência drenada é cerca de 7893 W.

Figura 61 – Formas de onda da tensão de saída em azul, corrente de saída em verde, tensão de entrada em ciano e corrente de entrada em rosa.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

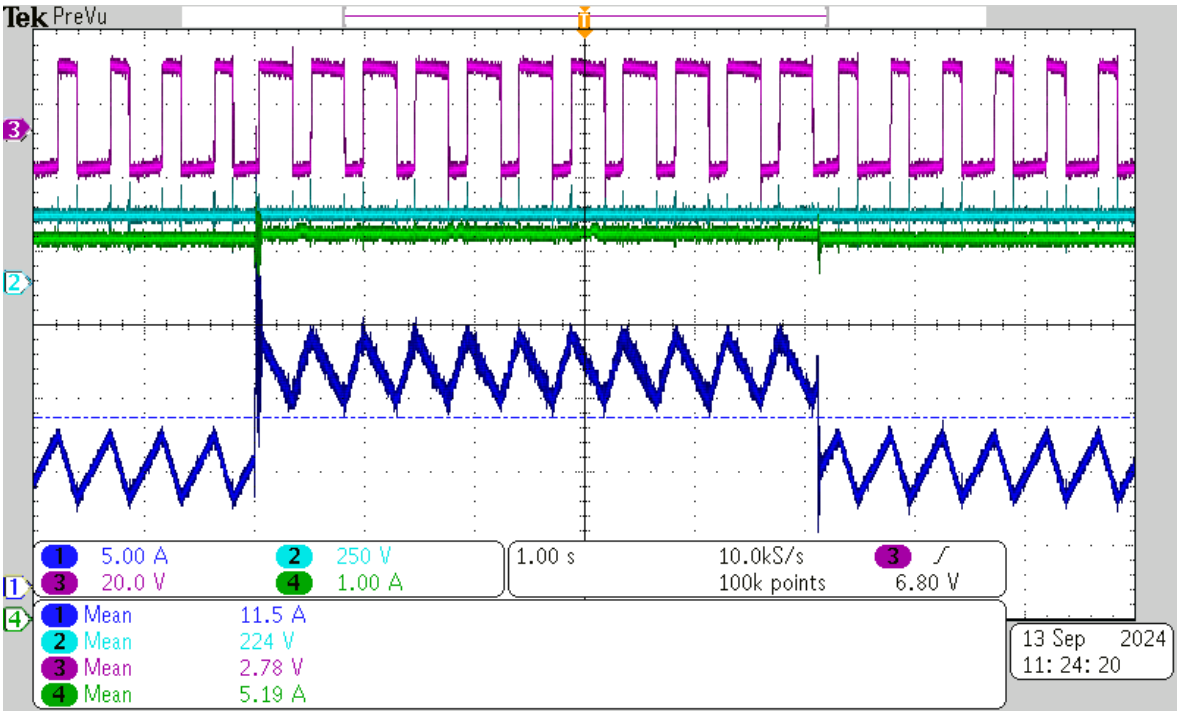
5.2 TESTES EM MALHA FECHADA

Os testes com o conversor operando em malha fechada são realizados com uma resistência equivalente de carga de 45 Ω, o que representa 3555 W de potência processada à condição nominal de 400 V na tensão de saída. Na Figura 62 são apresentados os resultados das variáveis controladas a um degrau de ±60 V na fonte de alimentação, reduzindo para 80 V com posterior retorno à condição nominal de 140 V. A forma de onda em azul representa a corrente em um indutor de entrada e, pode ser observado que, como a tensão de entrada reduziu, a amplitude dessa corrente elevou-se para compensar esse decréscimo. Nota-se que a corrente de saída em verde apresenta um pequeno erro em

regime permanente, no entanto, muito próximo ao valor de referência estabelecido em 5 A para esse teste.

Observa-se ainda que a tensão de saída em ciano permanece constante com amplitude próxima de 220 V. Em rosa pode ser observado o sinal de comando dos interruptores que, como esperado, incrementou a razão cíclica durante a redução da amplitude da tensão de entrada. A Figura 63 mostra em detalhes a resposta das variáveis em período transitório.

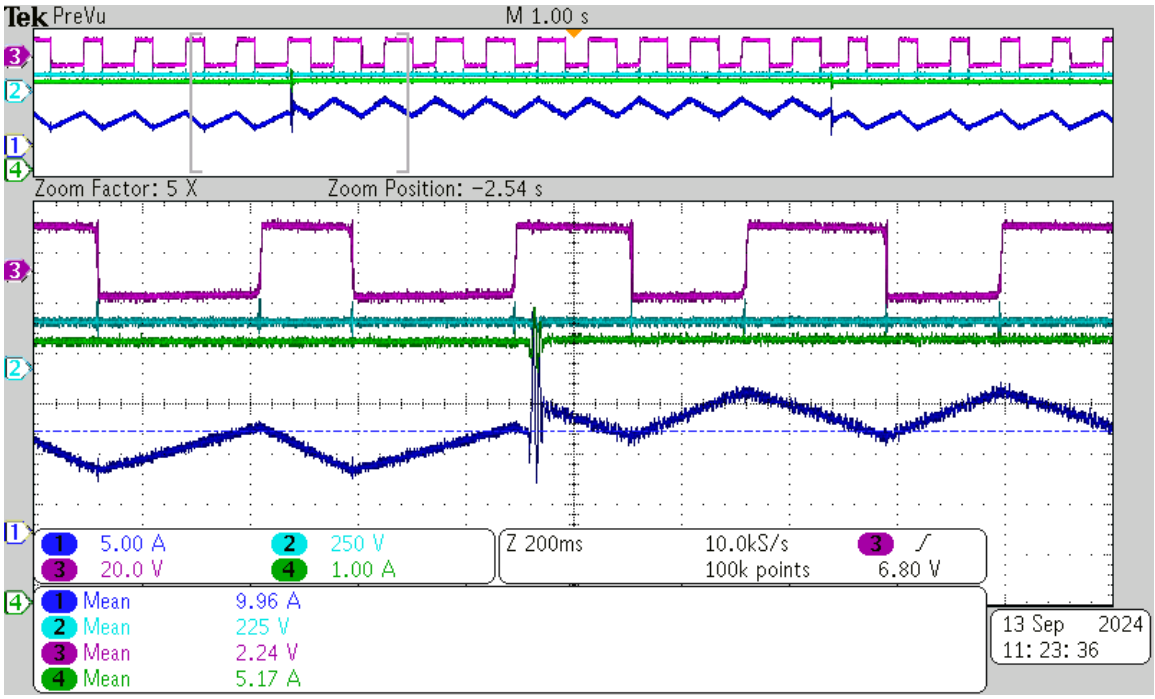
Figura 62 – Formas de onda da corrente no indutor de uma fase (azul), tensão (ciano) e corrente de saída (verde), e sinal de comando dos interruptores (rosa), a um degrau de ±60 V na fonte de alimentação.



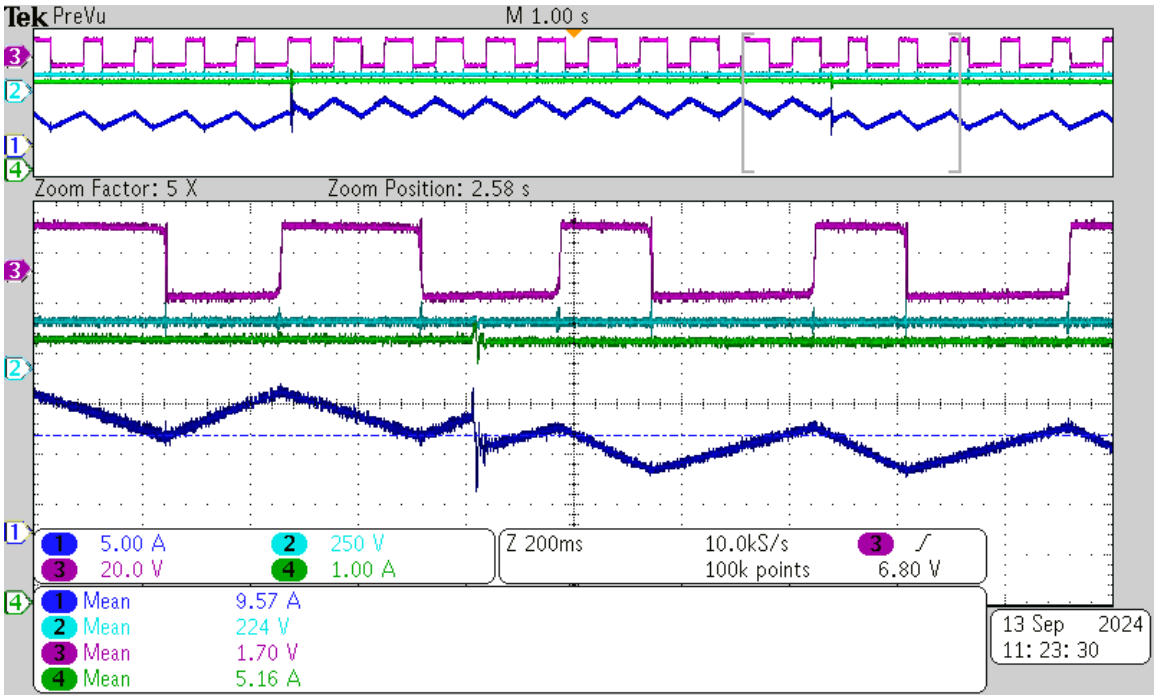
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Um teste de variação de carga pode ser conferido na Figura 64, e tal como no teste anterior, a referência da corrente de saída é estabelecida em 5 A. Inicialmente acrescentou-se cerca de 500 W carga e, consequentemente, a tensão de saída elevou-se, dado que a referência de corrente permaneceu em 5 A. Nota-se que a corrente de saída decresce em regime transitório, e retorna a um valor próximo do referencial com um pequeno erro estacionário, o que pode ser corrigido através de ajustes do controlador. A Figura 65 mostra em detalhes a resposta das variáveis durante o período transitório.

Figura 63 – Formas de onda da corrente no indutor de uma fase (azul), tensão (ciano) e corrente de saída (verde), e sinal de comando dos interruptores (rosa), a um degrau de ±60 V na fonte de alimentação.



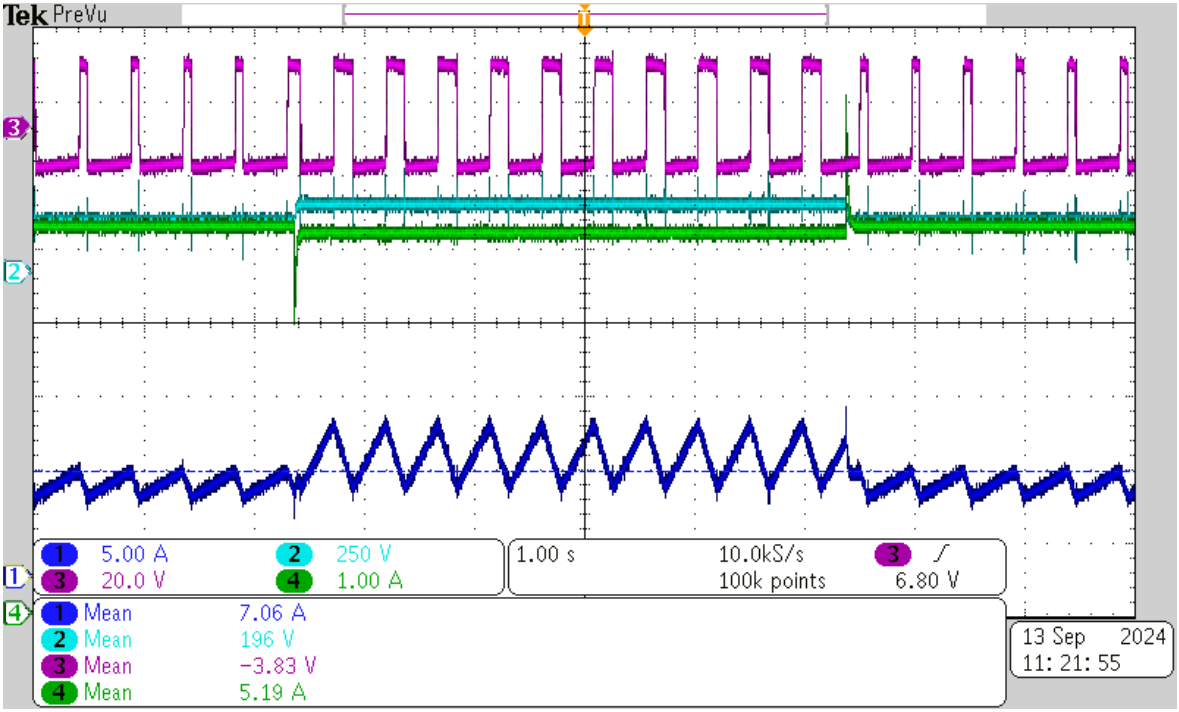
(a) Momento da redução da tensão de alimentação.



(b) Momento do acréscimo da tensão de alimentação.

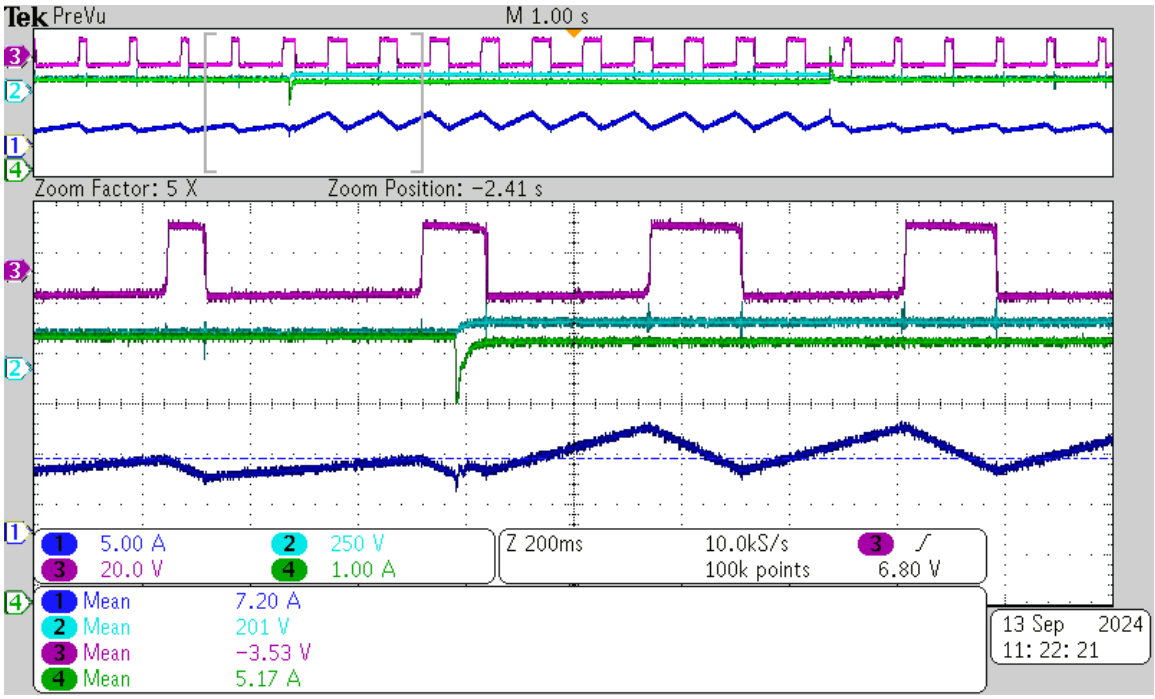
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 64 – Formas de onda da corrente no indutor de uma fase (azul), tensão (ciano) e corrente de saída (verde), e sinal de comando dos interruptores (rosa), a um degrau de ±500 W de potência.

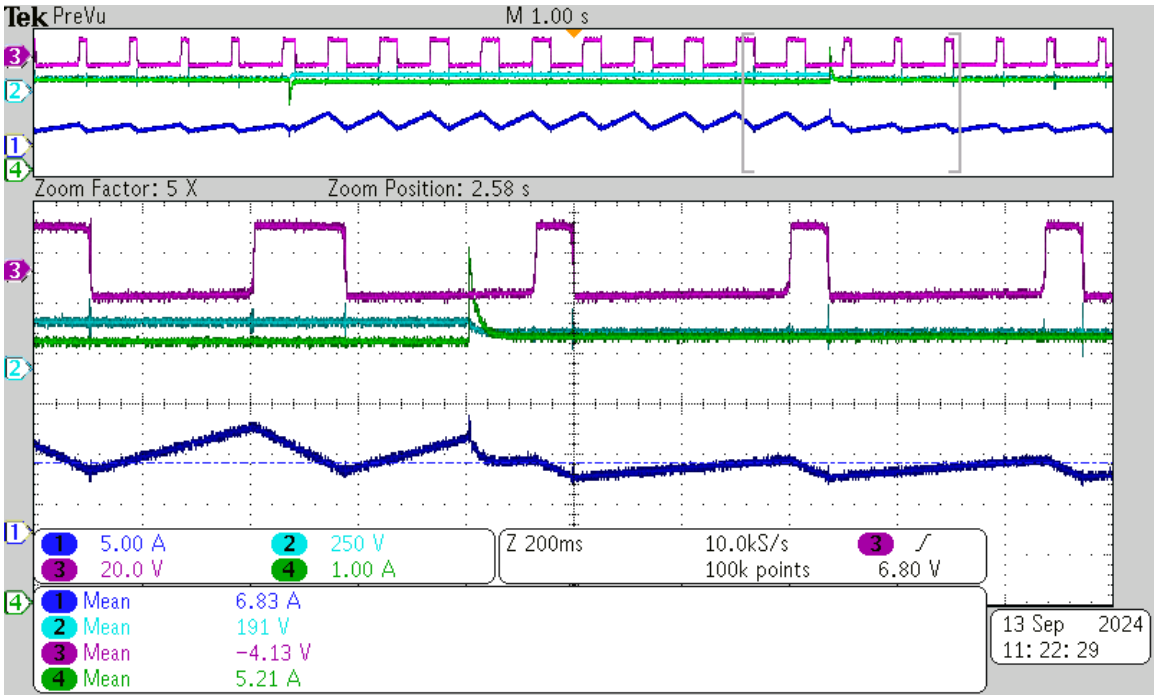


Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 65 – Formas de onda da corrente no indutor de uma fase (azul), tensão (ciano) e corrente de saída (verde), e sinal de comando dos interruptores (rosa), a um degrau de ±500 W de potência.



(a) Momento do acréscimo de carga.



(b) Momento do descréscimo de carga.

Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

6 CONCLUSÕES GERAIS

Cerca de cem anos depois, a eletrificação de veículos de transporte retorna aos holofotes, agora, motivada por uma agenda ambiental estabelecida por políticas de estado dos principais países do mundo e com grandes avanços tecnológicos. No entanto, apesar das significativas evoluções, ainda prevalecem preocupações que remetem ao início do século passado, as quais estão relacionadas ao sistema de baterias, infraestrutura de recarga e autonomia do VE. Através de uma revisão bibliográfica compreendendo conceitos básicos relacionados à essa tecnologia, constatou-se que o modo mais rápido de recarga ocorre através do carregamento em corrente contínua, onde o OBC do VE, que possui limitações de potência, não processa nenhuma energia — a qual é transferida diretamente para a bateria de alta tensão por meio de carregadores externos.

O Estado da Arte de carregadores para baterias de veículos elétricos engloba atualmente predominantemente eletropostos conectados à rede elétrica. Os dados expostos nesse texto evidenciam a crescente difusão dos VEs ao redor do mundo. Esse movimento também é observado no Brasil, enquanto a proporção de estações principalmente de recarga rápida ainda é reduzida e, por isso, problemas de pane seca podem se tornar comuns — visto que ainda não há uma infraestrutura de carregamento bem estabelecida no território Brasileiro, continental, as viagens de carro podem compreender grandes distâncias.

Diante disso, a concepção de carregadores móveis portáteis de caráter emergencial são de suma importância e um possível produto a ser absorvido pelo mercado de VEs. Nesse intuito, esta dissertação propõe um conversor estático eletrônico de potência constituído por uma topologia cc-cc elevadora não isolada com reduzidas ondulações nas correntes drenada na entrada e fornecida na saída — o que é conveniente dado que o conversor é intermediário entre dois sistemas de baterias eletroquímicas, que atualmente nos VEs são predominantemente de íons de lítio. As especificações de projeto do conversor proposto são baseadas em um carregador alimentado por um banco de baterias e que seja capaz de fornecer uma autonomia de aproximadamente 50 km em 30 minutos, a uma potência de 21 kW e para um VE leve com consumo médio de 200 Wh/km.

Para auxiliar a definir qual topologia utilizar, uma análise comparativa entre três conversores demonstra resultados similares de ondulações de correntes. Figuras de mérito conflituosas entre si, peso e volume $\times$ dinâmica de alta velocidade, basearam a decisão na escolha do conversor cc-cc elevador com filtro de saída que, apesar das limitações da banda passante dos controladores, proporcionou reduzidas ondulações de correntes com menor energia requisitada pelos indutores e, consequentemente, menor peso e volume. Essa é uma característica mais desejada nessa proposta, porém, a técnica de acoplamento magnético também pode ser implementada no protótipo desenvolvido, dado que os indutores não são embarcados na PCB e podem ser substituídos por indutores acoplados. Assim, a característica de fase não mínima do conversor pode ser contornada,

possibilitando aumentar a frequência de corte e a velocidade de atuação dos controladores.

O filtro indutivo capacitivo (LC) incluído na saída do conversor cc-cc elevador convencional garante uma corrente de saída contínua com baixa ondulação, em contraponto à topologia clássica. Além disso, isso proporciona o controle dessa corrente, o que é necessário para a implementação do método CC-CV para a recarga das baterias de veículos elétricos. Observou-se por meio de uma análise dinâmica, que a planta que relaciona a corrente de saída em função da razão cíclica possui limitações de banda passante, devido ao zero no semi plano direito, característica inerente à essa topologia que se enquadra como um sistema de fase não mínima.

Para o conversor proposto e implementado, um controle multimalhas em cascata é projetado para contornar o inconveniente da limitação dinâmica, através do controle das correntes dos indutores de entrada em função da razão cíclica, da tensão de saída em função da corrente dos indutores e, externamente, uma terceira malha para o controle da corrente de saída em função da tensão de saída. Para isso, são sensoreadas as correntes dos indutores, assim com a tensão e a corrente de saída. A fim de garantir reduzidas ondulações e também melhorar a distribuição de corrente nos semicondutores, é empregada uma técnica *Interleaved* com quatro fases, onde o conversor opera de modo intercalado através da modulação por largura de pulsos com as portadoras em deslocamento de fase (PS-PWM).

Os resultados experimentais do conversor proposto demonstram o seu funcionamento e o cumprimento do objetivo estabelecido em desenvolver um conversor para compor um carregador móvel de recarga emergencial para baterias de veículos elétricos — com entrada e saída em corrente contínua e desconectado da rede elétrica. Por ora, testes com maiores níveis de potência demandam adequações laboratoriais. Testes em malha fechada do controle digital estão sendo aprimorados, e devem ser publicados em um artigo para revista. Como sugestões para trabalhos futuros, destacam-se:

- Realizar testes do conversor na potência nominal de operação;
- Aprimorar testes do conversor em malha fechada com o controle digital;
- Projetar controladores com maior banda passante;
- Implementação de um método de comutação suave para os interruptores;
- Projeto otimizado dos componentes magnéticos;
- Inclusão de uma rede de amortecimento para amenizar as oscilações de tensão nos interruptores.

REFERÊNCIAS

ACHARIGE, Sithara S. G. et al. Review of electric vehicle charging technologies, standards, architectures, and converter configurations. **IEEE Access**, v. 11, p. 41218–41255, 2023. Citado 3 vezes nas páginas 22, 23 e 36.

AHMAD, Adnan et al. An overview on medium voltage grid integration of ultra-fast charging stations: Current status and future trends. **IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society**, v. 3, p. 420–447, 2022. Citado na página 22.

AL-KARAKCHI, Ahmed A. Abdullah; PUTRUS, Ghanim; DAS, Ridoy. Smart EV charging profiles to extend battery life. In: **2017 52nd International Universities Power Engineering Conference (UPEC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–4. Citado na página 38.

ARETXABALETA, Iker et al. High-voltage stations for electric vehicle fast-charging: Trends, standards, charging modes and comparison of unity power-factor rectifiers. **IEEE Access**, v. 9, p. 102177–102194, 2021. Citado na página 31.

BARBI, Ivo. **Projetos de Fontes Chaveadas**. 3. ed. Florianópolis, Brasil: INEP - Instituto de Eletrônica de Potência, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 74 e 81.

BARBI, Ivo; MARTINS, Denizar C. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 4. ed. Florianópolis, Brasil: INEP - Instituto de Eletrônica de Potência, 2011. Citado na página 51.

BLAABJERG, Frede et al. Reliability of power electronic systems for EV/HEV applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 109, n. 6, p. 1060–1076, 2021. Citado na página 39.

BURTON, N. **A History of Electric Cars**. Crowood Press UK, 2013. ISBN 9781847974617. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=zKGIlgEACAAJ>. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.

BUSO, Simone; MATTAVELLI, Paolo. **Digital Control in Power Electronics**. 2nd. ed. [S.l.]: Morgan & Claypool Publishers, 2015. ISBN 1627057536. Citado 2 vezes nas páginas 77 e 78.

CALVENTE, J. et al. Using magnetic coupling to eliminate right half-plane zeros in boost converters. **IEEE Power Electronics Letters**, v. 2, n. 2, p. 58–62, 2004. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 48.

DIAZ, D. et al. Analysis and design considerations for the right half -plane zero cancellation on a boost derived dc/dc converter. In: **2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 3825–3828. Citado na página 47.

DUSMEZ, Serkan; COOK, Andrew; KHALIGH, Alireza. Comprehensive analysis of high quality power converters for level 3 off-board chargers. In: **2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–10. Citado na página 36.

ERICKSON, R.W.; MAKSIMOVIĆ, D. **Fundamentals of Power Electronics**. Springer International Publishing, 2020. ISBN 9783030438814. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=fXUmyQEACAAJ>. Citado na página 74.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. Dordrecht, Netherlands: Springer, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 53.

FARMANN, Alexander et al. Critical review of on-board capacity estimation techniques for lithium-ion batteries in electric and hybrid electric vehicles. **Journal of power sources**, Elsevier B.V, AMSTERDAM, v. 281, p. 114–130, 2015. ISSN 0378-7753. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 37.

FONT, J.; MARTINEZ, L. Modelling and analysis of a bidirectional boost converter with output filter. In: **[1991 Proceedings] 6th Mediterranean Electrotechnical Conference**. [S.l.: s.n.], 1991. p. 1380–1383 vol.2. Citado na página 47.

FOROUZESH, Mojtaba et al. Step-up dc–dc converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, 2017. Citado 4 vezes nas páginas 42, 43, 44 e 46.

GIANNELLI, Pietro et al. The zetaboost: A step-up dc/dc topology derived from the zeta converter. In: **2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–10. Citado na página 49.

GORJI, Saman A.; SAHEBI, Hosein G.; HOLAKOOIE, Mohammad Hosein. Fourth-order minimum-phase boost converters using reverse-coupled inductors. In: **2020 IEEE Electric Power and Energy Conference (EPEC)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–8. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 56.

GU, Yu; ZHANG, Donglai; ZHAO, Zhongyang. Input/output current ripple cancellation and rhp zero elimination in a boost converter using an integrated magnetic technique. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 2, p. 747–756, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 49.

HABIB, Salman et al. A comprehensive study of implemented international standards, technical challenges, impacts and prospects for electric vehicles. **IEEE Access**, v. 6, p. 13866–13890, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 38.

HOAGG, Jesse B.; BERNSTEIN, Dennis S. Nonminimum-phase zeros - much to do about nothing - classical control - revisited part ii. **IEEE Control Systems Magazine**, v. 27, n. 3, p. 45–57, 2007. Citado na página 43.

HOSSAIN, Eklas et al. A comprehensive review on second-life batteries: Current state, manufacturing considerations, applications, impacts, barriers & potential solutions, business strategies, and policies. **IEEE Access**, v. 7, p. 73215–73252, 2019. Citado na página 36.

HOW, Dickson N. T. et al. State of charge estimation for lithium-ion batteries using model-based and data-driven methods: A review. **IEEE Access**, v. 7, p. 136116–136136, 2019. Citado na página 37.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 61851-23: Electric vehicle conductive charging system - Part 23: DC electric vehicle charging station**. 2014. Disponível em: <https://webstore.iec.ch/publication/6032>. Citado na página 35.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 61851-1: Electric vehicle conductive charging system - Part 1: General requirements**. 2017. Disponível em: <https://webstore.iec.ch/publication/33644>. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 33.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **Global EV Outlook 2024: Moving towards increased affordability**. 2024. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/global-ev-outlook-2024>. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 27.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **World Energy Investment 2024**. 2024. Disponível em: <https://www.iea.org/reports/world-energy-investment-2024>. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 26.

KAZIMIERCZUK, Marian K. **High-Frequency Magnetic Components**. 2. ed. Chichester, UK: John Wiley and Sons, Ltd, 2014. Citado 3 vezes nas páginas 71, 72 e 73.

KEVICZKY, L. et al. **Control Engineering**. Springer Nature Singapore, 2018. (Advanced Textbooks in Control and Signal Processing). ISBN 9789811082962. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=Kk3KsgEACAAJ>. Citado na página 75.

KHALID, Mohd Rizwan et al. A comprehensive review on structural topologies, power levels, energy storage systems, and standards for electric vehicle charging stations and their impacts on grid. **IEEE Access**, v. 9, p. 128069–128094, 2021. Citado 3 vezes nas páginas 30, 36 e 38.

KHALIGH, Alireza; D'ANTONIO, Michael. Global trends in high-power on-board chargers for electric vehicles. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 68, n. 4, p. 3306–3324, 2019. Citado na página 34.

KUMAR, Bussa Vinod; SINGH, R. K.; MAHANTY, R. A modified non-isolated bidirectional dc-dc converter for ev/hev's traction drive systems. In: **2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6. Citado na página 48.

LEE, Dae-Woo et al. New combined OBC and LDC system for electric vehicles with 800 V battery. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 69, n. 10, p. 9938–9951, 2022. Citado na página 34.

LIU, Chunhua et al. Opportunities and challenges of vehicle-to-home, vehicle-to-vehicle, and vehicle-to-grid technologies. **Proceedings of the IEEE**, v. 101, n. 11, p. 2409–2427, 2013. Citado na página 23.

LIU, He; ZHANG, Donglai. Two-phase interleaved inverse-coupled inductor boost without right half-plane zeros. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 3, p. 1844–1859, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 49.

LIU, Jialong et al. Capacity fading mechanisms and state of health prediction of commercial lithium-ion battery in total lifespan. **Journal of Energy Storage**, v. 46, 2022. Citado na página 37.

MARTINEZ-LASERNA, Egoitz et al. Technical viability of battery second life: A study from the ageing perspective. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 3, p. 2703–2713, 2018. Citado na página 36.

MEHER, Soumya Ranjan; SINGH, Rajeev Kumar; LAL, Vivek Nandan. An adaptable feedback clamped optimal battery charger using fourth-order minimum-phase bidirectional dc-dc converter. In: **IECON 2022 – 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–6. Citado na página 48.

MEZAROBA, Mateus Nava. **Eletroposto Móvel Para Carga de Baterias de Veículos Elétricos Alimentadas em Corrente Contínua e Alternada**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2021. Citado na página 40.

MOHAMMED, Sadeq Ali Qasem; JUNG, Jin-Woo. A comprehensive state-of-the-art review of wired/wireless charging technologies for battery electric vehicles: Classification/common topologies/future research issues. **IEEE Access**, v. 9, p. 19572–19585, 2021. Citado na página 30.

MUHLETHALER, Jonas et al. Improved core-loss calculation for magnetic components employed in power electronic systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 2, p. 964–973, 2012. Citado na página 74.

NGUYEN, Van Ha et al. A novel minimum-phase dual-inductor hybrid boost converter with pwm voltage-mode controller. In: **2021 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–5. Citado na página 49.

NGUYEN, Van Sang et al. Analysis of the output ripple of the dc-dc boost charger for li-ion batteries. **Journal of Power Electronics**, v. 14, 01 2014. Citado na página 47.

NICOLLI, Natan Bernardo. **Carregador rápido de bateria para bateria de íon lítio para aplicações automotivas**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2019. Citado na página 40.

OGATA, K. **Engenharia de Controle Moderno**. Pearson Universidades, 2010. ISBN 9788576058106. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=iL3FYgEACAAJ>. Citado 2 vezes nas páginas 77 e 78.

PLATAFORMA NACIONAL DE MOBILIDADE ELÉTRICA. **3º Anuário Brasileiro da Mobilidade Elétrica: Rumo à expansão do mercado, políticas e tecnologias no Brasil**. 2023. Disponível em: <https://pnme.org.br/biblioteca/3o-anuario-brasileiro-da-mobilidade-eletrica/>. Citado 3 vezes nas páginas 26, 27 e 28.

RAHIMI-EICHI, Habiballah et al. Battery management system: An overview of its application in the smart grid and electric vehicles. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 7, n. 2, p. 4–16, 2013. Citado na página 36.

REINERT, J.; BROCKMEYER, A.; DONCKER, R.W. De. Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified steinmetz equation. In: **Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)**. [S.l.: s.n.], 1999. v. 3, p. 2087–2092 vol.3. Citado na página 74.

RIVERA, Sebastian et al. Charging infrastructure and grid integration for electromobility. **Proceedings of the IEEE**, v. 111, n. 4, p. 371–396, 2023. Citado na página 40.

RIVERA, Sebastian et al. Electric vehicle charging infrastructure: From grid to battery. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 15, n. 2, p. 37–51, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.

RUEDA, P.; GHANI, S.; PEROL, P. A new energy transfer principle to achieve a minimum phase & continuous current boost converter. In: **2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 3, p. 2232–2236 Vol.3. Citado na página 47.

SA, Francieli Lima de et al. A new dc-dc double zeta quadratic converter. In: **2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 426–431. Citado na página 49.

SAFAYATULLAH, Md et al. A comprehensive review of power converter topologies and control methods for electric vehicle fast charging applications. **IEEE Access**, v. 10, p. 40753–40793, 2022. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 31.

SHRIVASTAVA, Prashant et al. Review on technological advancement of lithium-ion battery states estimation methods for electric vehicle applications. **Journal of energy storage**, Elsevier Ltd, v. 64, p. 107159, 2023. ISSN 2352-152X. Citado na página 37.

SINGH, R. K.; MISHRA, Santanu. A magnetically coupled feedback-clamped optimal bidirectional battery charger. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 2, p. 422–432, 2013. Citado na página 48.

SOUSA, Tiago J. C. et al. New perspectives for vehicle-to-vehicle (V2V) power transfer. In: **IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 5183–5188. Citado na página 24.

TAGGART, John. Ambient temperature impacts on real-world electric vehicle efficiency and range. **IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)**, p. 186–190, 2017. Citado na página 36.

TRAN, Van-Long et al. Design of a nonisolated fuel cell boost charger for lithium polymer batteries with a low output ripple. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 30, n. 2, p. 605–614, 2015. Citado na página 45.

VAN KAN, Rafael Felipe. **Conversor CA-CC Trifásico Bidirecional e Isolado de Único Estágio para Aplicação em Carregadores Veiculares Multifuncionais**. Tese (Doutorado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, 2023. Disponível em: <http://www.udesc.br/cct>. Acesso em: 28 abril. 2023. Citado na página 24.

VIDAL, Carlos et al. xEV li-ion battery low-temperature effects—review. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 68, n. 5, p. 4560–4572, 2019. Citado na página 36.

WANG, Shengdong et al. Multifunction capability of SiC bidirectional portable chargers for electric vehicles. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 9, n. 5, p. 6184–6195, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 34.

WETZ, David Alan et al. Capacity fade of 26650 lithium-ion phosphate batteries considered for use within a pulsed-power system's prime power supply. **IEEE**

Transactions on Plasma Science, v. 43, n. 5, p. 1448–1455, 2015. Citado na página 22.

WILLIAMS, Barry W. Dc-to-dc converters with continuous input and output power. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 5, p. 2307–2316, 2013. Citado na página 45.

YUAN, Jiaqi et al. A review of bidirectional on-board chargers for electric vehicles. **IEEE Access**, v. 9, p. 51501–51518, 2021. Citado na página 34.

APÊNDICE A – CÓDIGO PARA OBTENÇÃO DE FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA A PARTIR DA REPRESENTAÇÃO NO ESPAÇO DE ESTADOS

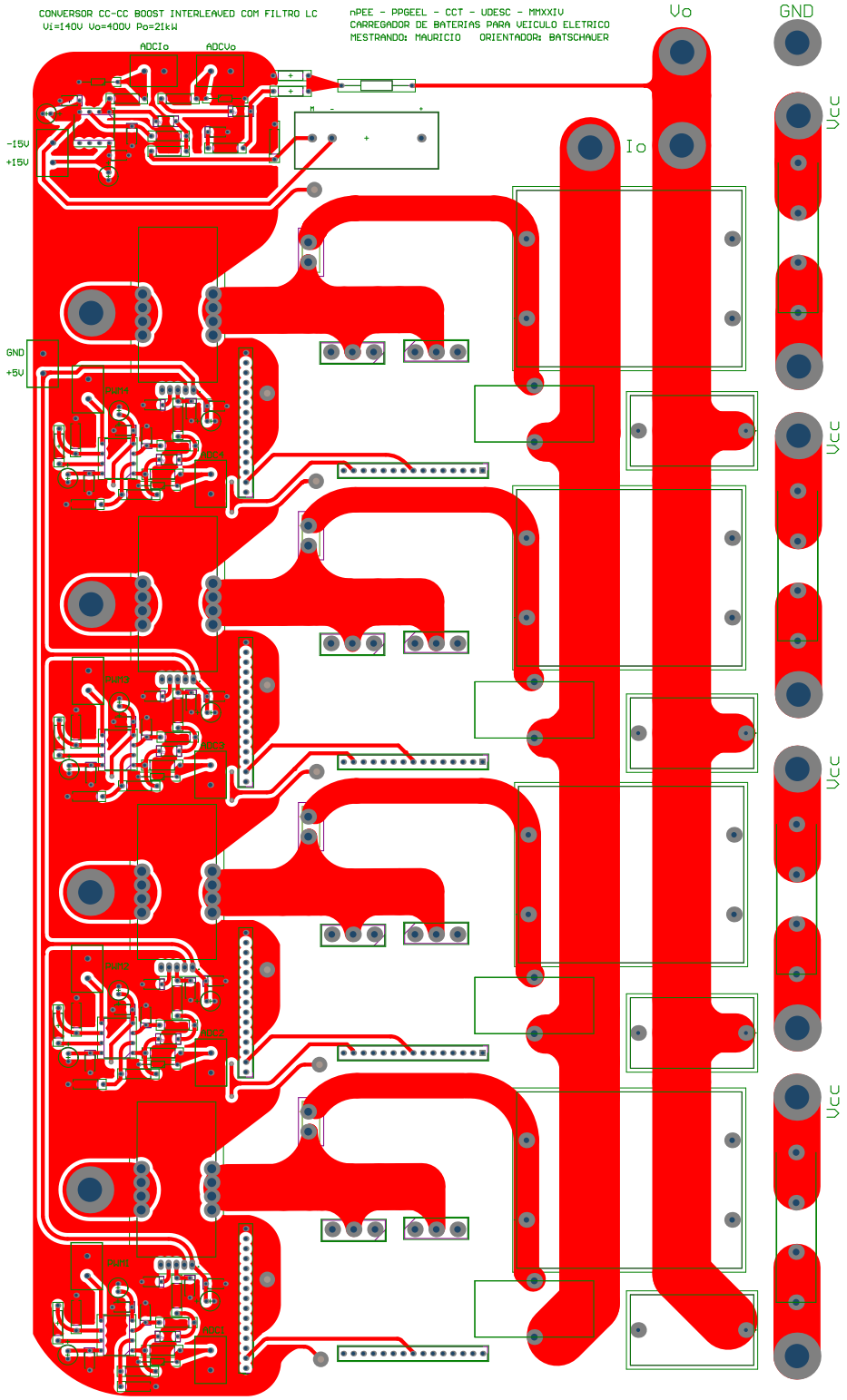
```
Vi = 140; % tensao de alimentacao
Vo = 400; % tensao de saida
Po = 21e3; % potencia de saida
R = Vo^2/Po; % resistencia equivalente de carga
Dc = 1-Vi/Vo; % razao ciclica
dc = 1-Dc; % razao ciclica complementar

% Para o conversor elevador com filtro LC
Li = 76e-6; % indutancia de entrada
Lo = 8e-6; % indutancia de saida
Cb = 107e-6; % capacitancia intermediaria
Co = 3.2e-6; % capacitancia de saida

% matriz para a primeira etapa de operacao
A1 = [0 0 0 0;
      0 0 1/Lo -1/Lo;
      0 -1/Cb 0 0;
      0 1/Co 0 -1/(R*Co)];

% matriz para a segunda etapa de operacao
A2 = [0 0 -1/Li 0;
      0 0 1/Lo -1/Lo;
      1/Cb -1/Cb 0 0;
      0 1/Co 0 -1/(R*Co)];

B1 = [1/Li; 0; 0; 0];
B2 = B1;
C1 = [0 1 0 0];
C2 = C1;
D1 = [0];
D2 = D1;
```

```
% matrizes medias
A = A1*Dc+A2*dc;
B = B1*Dc+B2*dc;
C = C1*Dc+C2*dc;
D = D1*Dc+D2*dc;

% valores da tensao de alimentacao e dos estados em s.s.
U = [Vi];
X = -inv(A)*B*U;

% modelo medio CA de pequenos sinais
Ap = A;
Bp = [B (A1-A2)*X + (B1-B2)*U];
Cp = C;
Dp = [D (C1-C2)*X + (D1-D2)*U];
[num,den]=ss2tf(Ap,Bp,Cp,Dp,2);
G = tf(num,den) % funcao de transferencia iLo(s)/d(s)
bode(G)

% Para o conversor com acoplamento magnetico
Li = 211e-6;
Lo = 3000e-6;
k = 0.8;
M = k*sqrt(Li*Lo);
Cb = 53e-6;
Co = 3.2e-6;
A = [0 0 (1-Dc)/Cb -1/Cb;
     0 -1/(R*Co) 0 1/Co;
     (M-Lo*(1-Dc))/(Li*Lo-M^2) -M/(Li*Lo-M^2) 0 0;
     (Li-M*(1-Dc))/(Li*Lo-M^2) -Li/(Li*Lo-M^2) 0 0];
B = [-Vo/(R*Cb*(1-Dc)) 0;
     0 0;
     Lo*Vo/(Li*Lo-M^2) Lo/(Li*Lo-M^2);
     M*Vo/(Li*Lo-M^2) M/(Li*Lo-M^2)];
C = [0 0 0 1];
D = [0 0];
[num, den] = ss2tf(A, B, C, D,1);
G = tf(num, den)
bode(G)
```

```
% Para o conversor ZetaBoost
Li = 117e-6;
Lo = 289e-6;
Cb = 107e-6;
Co = 3.2e-6;
A1 = [0 0 0 0;
      0 0 1/Lo -1/Lo;
      0 -1/Cb 0 0;
      0 1/Co 0 -1/(R*Co)];
A2 = [0 0 -1/Li 0;
     0 0 0 -1/Lo;
     1/Cb 0 0 0;
     0 1/Co 0 -1/(R*Co)];
B1 = [1/Li; 1/Lo; 0; 0];
B2 = B1;
C1 = [0 1 0 0];
C2 = C1;
D1 = [0];
D2 = D1;
A = A1*Dc+A2*dc;
B = B1*Dc+B2*dc;
C = C1*Dc+C2*dc;
D = D1*Dc+D2*dc;
U = Vi;
X = -inv(A)*B*U;
Ap = A;
Bp = [B (A1-A2)*X + (B1-B2)*U];
Cp = C;
Dp = [D (C1-C2)*X + (D1-D2)*U];
[num,den]=ss2tf(Ap,Bp,Cp,Dp,2);
G = tf(num,den)
bode(G)
```

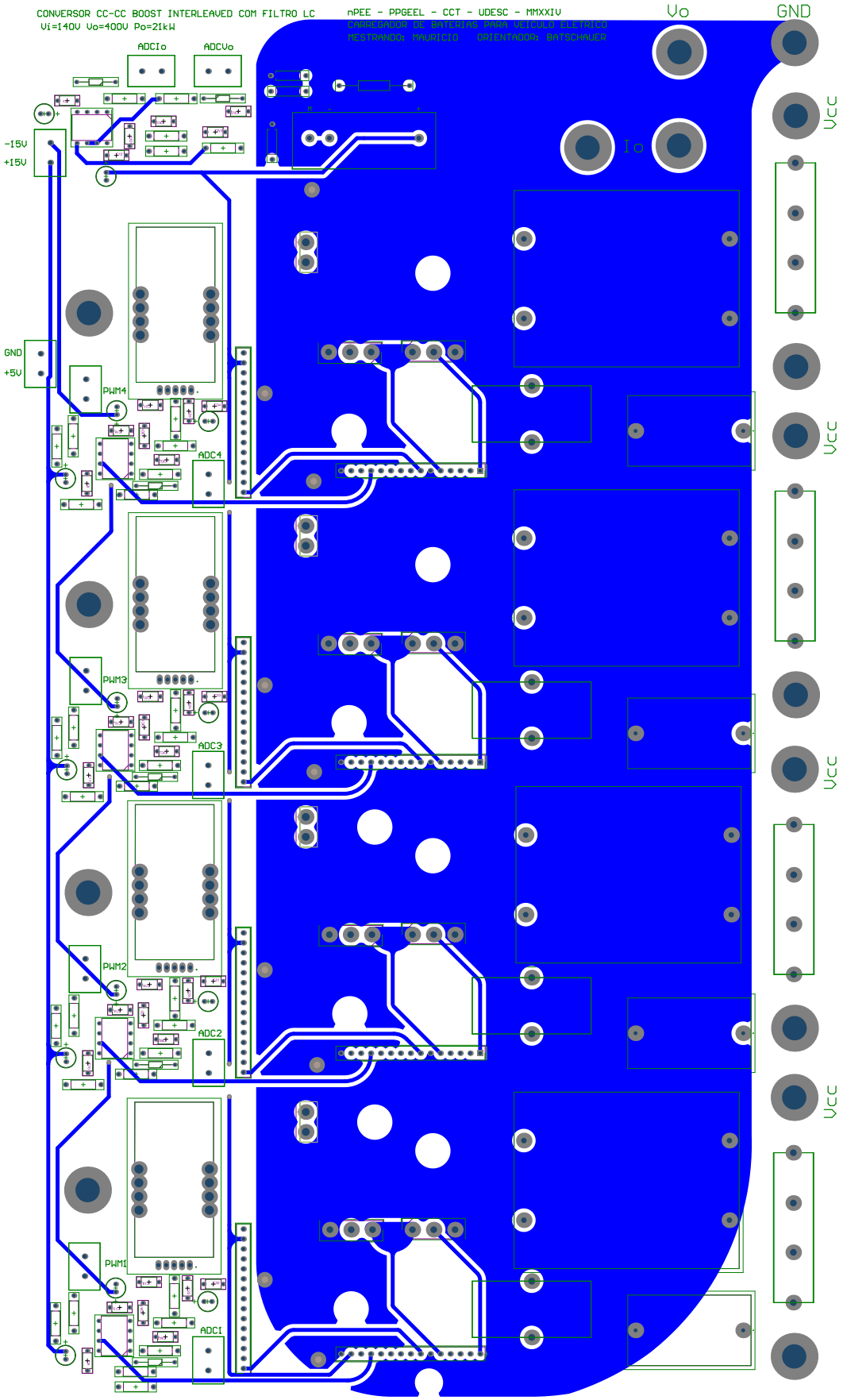
APÊNDICE B – PLACA DE CIRCUITO IMPRESSO

Figura 66 – Camada superior da PCB gerada pelo Altium Designer.



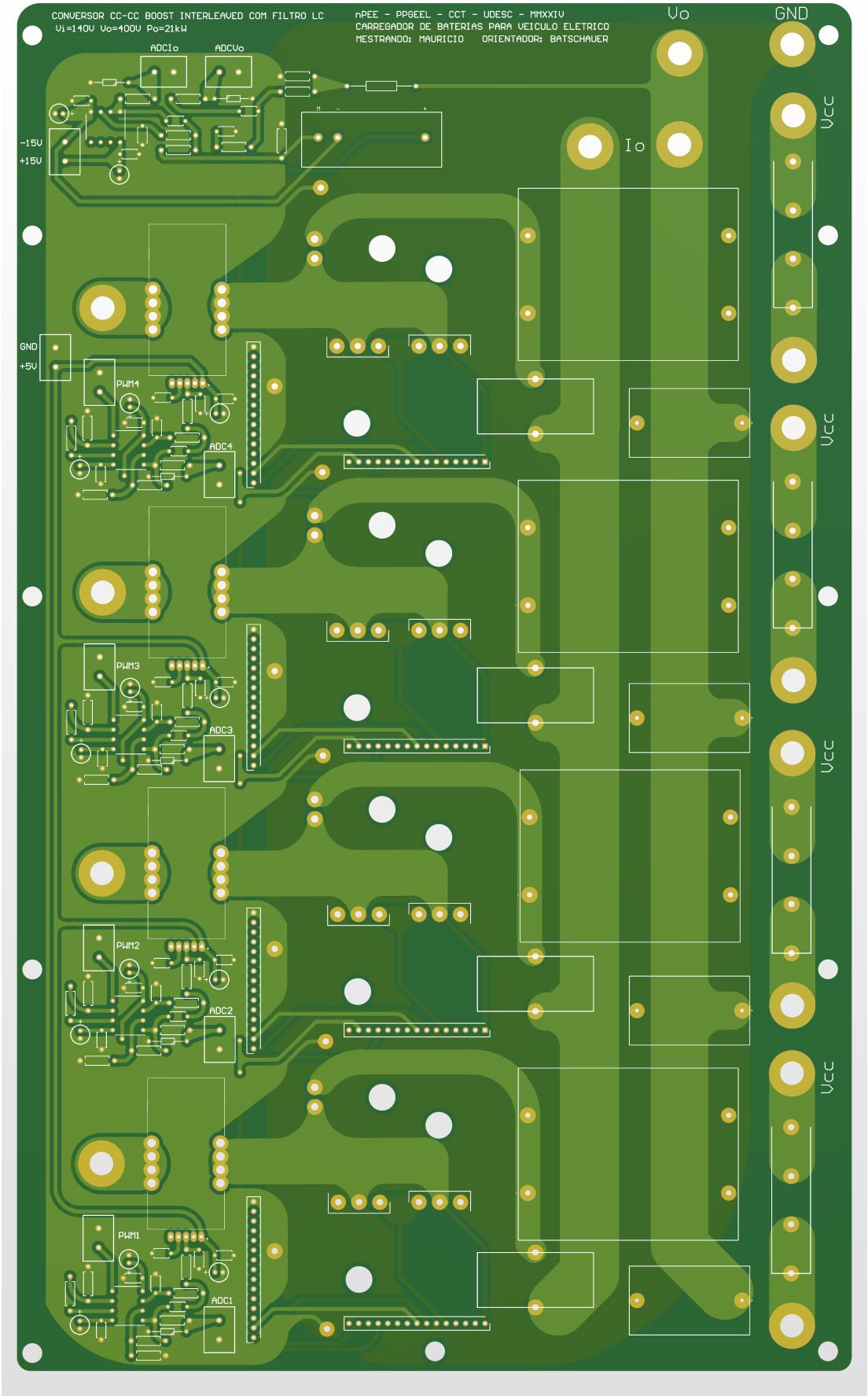
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 67 – Camada inferior da PCB gerada pelo Altium Designer.



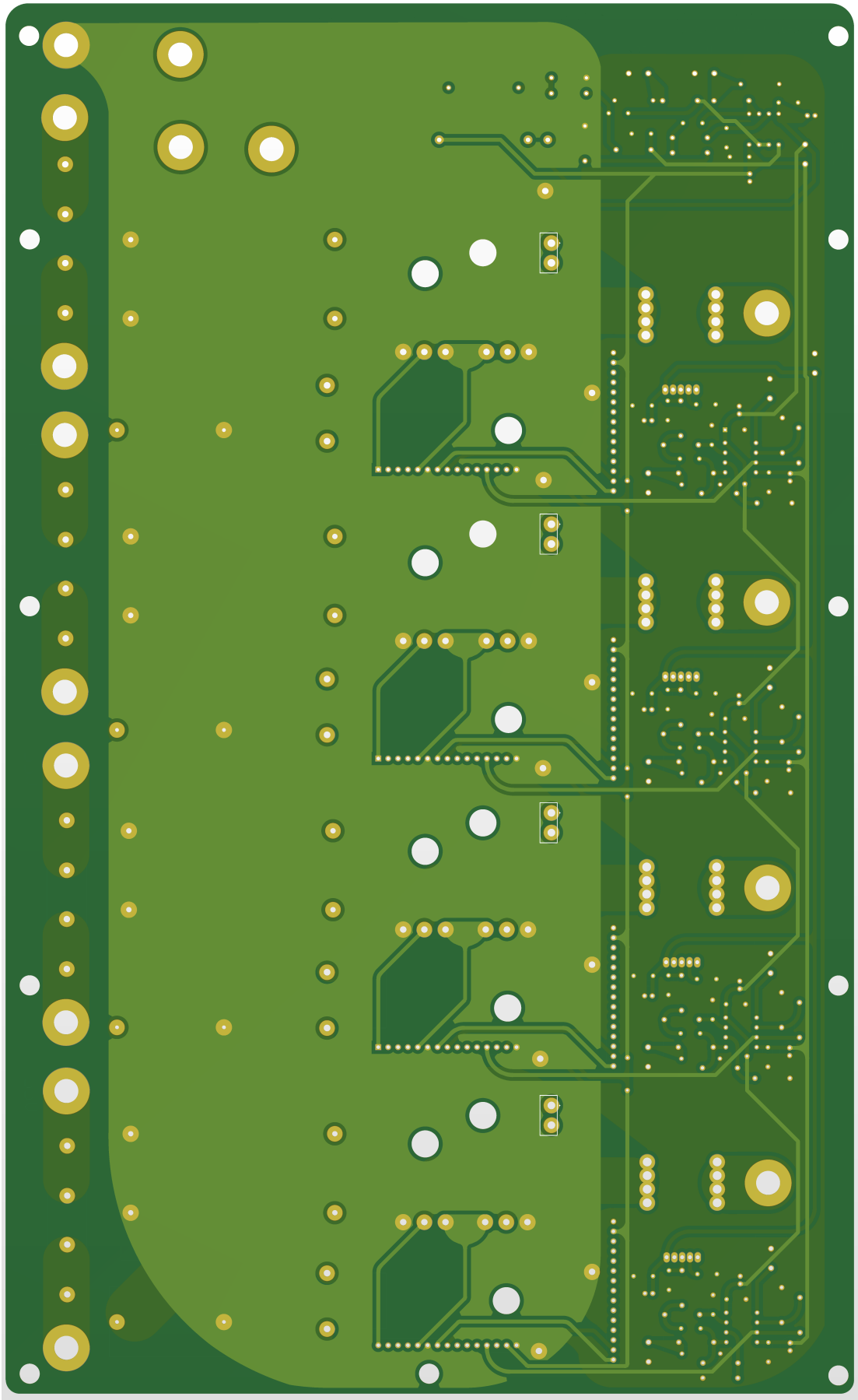
Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 68 – Vista superior da PCB gerada pelo Altium Designer.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

Figura 69 – Vista inferior da PCB gerada pelo Altium Designer.



Fonte: Elaborado pelo autor, 2024.

APÊNDICE C – CÓDIGO EM C PARA O CONTROLE DIGITAL MULTIMALHAS EM CASCATA

```
static double
u01=0., u11=0., e01=0., e11=0.,
u02=0., u12=0., e02=0., e12=0.,
u03=0., u13=0., e03=0., e13=0.,
u04=0., u14=0., e04=0., e14=0.,
u0v=0., u1v=0., e0v=0., e1v=0.,
u0i=0., u1i=0., e0i=0., e1i=0.;

e0i=x7-x5; %erro atual de Io
u0i= (b0i*e0i)+(b1i*e1i)-(a1i*u1i);   // acao de controle Io
if(u0i>u0imax)
u0i=u0imax;
else if (u0i<0)
u0i=0;
e0v=u0i-x6; %erro atual de Vo
u0v= (b0v*e0v)+(b1v*e1v)-(a1v*u1v);   // acao de controle Vo
if(u0v>u0vmax)
u0v=u0vmax;
else if (u0v<0)
u0v=0;
e01=u0v-x1;  %erro atual de IL1
u01= (b0*e01)+(b1*e11)-(a1*u11);   // acao de controle IL1
if(u01>u0max)
u01=u0max;
else if (u01<0)
u01=0;
e02=u0v-x2;  %erro atual de IL2
u02= (b0*e02)+(b1*e12)-(a1*u12);   // acao de controle IL2
if(u02>u0max)
u02=u0max;
else if (u01<0)
u02=0;
e03=u0v-x3;  %erro atual de IL3
u03= (b0*e03)+(b1*e13)-(a1*u13);   // acao de controle IL3
if(u03>u0max)
u03=u0max;
```

```
else if (u03<0)
u03=0;
e04=u0v-x4;  %erro atual de IL4
u04= (b0*e04)+(b1*e14)-(a1*u14);   // acao de controle IL4
if(u04>u0max)
u04=u0max;
else if (u04<0)
u04=0;
y1=u01; %saida dos controladores
y2=u02;
y3=u03;
y4=u04;
y5=u0i; %medicoes
y6=u0v;
y7=u01;
y8=x7-x1;
y9=x7;
%atualizacao dos valores
e1i=e0i;
u1i=u0i;
e1v=e0v;
u1v=u0v;
e11=e01;
u11=u01;
e12=e02;
u12=u02;
e13=e03;
u13=u03;
e14=e04;
u14=u04;
```

APÊNDICE D – CÓDIGO DE CONTROLE GERADO PELO PSIM

```
% This code is created by SimCoder Version 2021a0.5 for
   F2837x Hardware Target
% SimCoder is copyright by Powersim Inc., 2009-2019
% Date: July 04, 2024 02:04:51

#include        <math.h>
#include        "PS_bios.h"
#define GetCurTime() PS_GetSysTimer()
#define PWM_IN_CHECK    % To lower PWM value setting time,
   comment out this line if PWM duty cycle values are
   strictly limited in the range.

% TI digital motor control functions
#define __fmin(A,B) ((A) > (B) ? (B) : (A))
#define __fmax(A,B) ((A) < (B) ? (B) : (A))
#define MATH_TYPE 1 % floating point
#include "IQmathLib.h"



interrupt void Task();
interrupt void Task_1();

#ifdef _FLASH
#pragma DATA_SECTION(PSK_SysClk, "copysections")
#endif
const Uint16 PSK_SysClk = 200;  % MHz
extern  DefaultType     fGblu0i;
extern  DefaultType     fGblu0v;
extern  DefaultType     fGblu01;
extern  DefaultType     fGblerro_IL;
extern  DefaultType     fGblref;
extern  DefaultType     fGblLIM2;
extern  DefaultType     fGblLIM3;
extern  DefaultType     fGblLIM4;
extern  DefaultType     fGblLIM5;
```

```
%Parameter list for main subcircuit
#define c_block_b0       0.0036317664
#define c_block_b1       (-0.0035472336)
#define c_block_b0v      0.082214541
#define c_block_b1v      (-0.079271459)
#define c_block_a1v      (-1)
#define c_block_u0vmax   37.5
#define c_block_u0max    0.95
#define c_block_u0imax   400
#define c_block_b0i      0.005981
#define c_block_b1i      0.005981
#define c_block_a1i      (-1)
#define c_block_ref_Vo   400
#define c_block_ref_Io   52.5
#define c_block_ref_IL   37.5
#define c_block_a1       (-1)
%Parameters in parameter file _ParamFile1
#define Vi       140.0
#define fs       40000.0
#define Vo       400.0
#define Po       21000.0
#define R        7.6190476
#define Li       0.000304
#define Lo       (1e-05)
#define Cb       (4.5e-05)
#define Co       (4.7e-06)
DefaultType      fGblu0i = 0;
DefaultType      fGblu0v = 0;
DefaultType      fGblu01 = 0;
DefaultType      fGblerro_IL = 0;
DefaultType      fGblref = 0;
DefaultType      fGblLIM2 = 0;
DefaultType      fGblLIM3 = 0;
DefaultType      fGblLIM4 = 0;
DefaultType      fGblLIM5 = 0;
interrupt void Task()
{
DefaultType      fP5, fVDC24, fc_block_8, fc_block_7,
   fc_block_6, fc_block_5;
```

```
DefaultType     fc_block_4, fc_block_3, fc_block_2,
   fc_block_1, fc_block, fF2837x_ADC1_6;
DefaultType     fF2837x_ADC1_5, fF2837x_ADC1_4,
   fF2837x_ADC1_3, fF2837x_ADC1_2;
DefaultType     fF2837x_ADC1_1, fZOH1, fF2837x_ADC1;
ADC_CLR(0) = 1<<(1-1);
CPU_PIEACK |= M__INT1;
fF2837x_ADC1 = ADC_RESULT(0, 0) * (16 * 3.3 / 4096.0);
fZOH1 = fF2837x_ADC1;
fF2837x_ADC1_1 = ADC_RESULT(0, 1) * (16 * 3.3 / 4096.0);
fF2837x_ADC1_2 = ADC_RESULT(0, 2) * (16 * 3.3 / 4096.0);
fF2837x_ADC1_3 = ADC_RESULT(0, 3) * (16 * 3.3 / 4096.0);
fF2837x_ADC1_4 = ADC_RESULT(0, 4) * (1.0/0.047 * 3.3 /
   4096.0);
fF2837x_ADC1_5 = ADC_RESULT(0, 5) * (1.0/0.00571 * 3.3 /
   4096.0);
fF2837x_ADC1_6 = ADC_RESULT(0, 6) * (52.5/2.7 * 3.3 / 4096.0)
   ;
{
static double
u01=0., u11=0., e01=0., e11=0.,
u02=0., u12=0., e02=0., e12=0.,
u03=0., u13=0., e03=0., e13=0.,
u04=0., u14=0., e04=0., e14=0.,
u0v=0., u1v=0., e0v=0., e1v=0.,
u0i=0., u1i=0., e0i=0., e1i=0.;
e0i=fF2837x_ADC1_6-fF2837x_ADC1_4; %erro atual de Io
u0i= (c_block_b0i*e0i)+(c_block_b1i*e1i)-(c_block_a1i*u1i);
     %acao de controle Io
if(u0i>c_block_u0imax)
u0i=c_block_u0imax;
else if (u0i<0)
u0i=0;
e0v=u0i-fF2837x_ADC1_5; %erro atual de Vo
u0v= (c_block_b0v*e0v)+(c_block_b1v*e1v)-(c_block_a1v*u1v);
     %acao de controle Vo
if(u0v>c_block_u0vmax)
u0v=c_block_u0vmax;
else if (u0v<0)
```

```
u0v=0;
e01=u0v-fZOH1;  //erro atual de IL1
u01= (c_block_b0*e01)+(c_block_b1*e11)-(c_block_a1*u11);   %
   acao de controle IL1
if(u01>c_block_u0max)
u01=c_block_u0max;
else if (u01<0)
u01=0;
e02=u0v-fF2837x_ADC1_1;  //erro atual de IL2
u02= (c_block_b0*e02)+(c_block_b1*e12)-(c_block_a1*u12);   %
   acao de controle IL2
if(u02>c_block_u0max)
u02=c_block_u0max;
else if (u01<0)
u02=0;
e03=u0v-fF2837x_ADC1_2;  %erro atual de IL3
u03= (c_block_b0*e03)+(c_block_b1*e13)-(c_block_a1*u13);   %
   acao de controle IL3
if(u03>c_block_u0max)
u03=c_block_u0max;
else if (u03<0)
u03=0;
e04=u0v-fF2837x_ADC1_3;  %erro atual de IL4
u04= (c_block_b0*e04)+(c_block_b1*e14)-(c_block_a1*u14);   %
   acao de controle IL4
if(u04>c_block_u0max)
u04=c_block_u0max;
else if (u04<0)
u04=0;
fc_block=u01; %saida dos controladores
fc_block_1=u02;
fc_block_2=u03;
fc_block_3=u04;
fc_block_4=u0i;
fc_block_5=u0v;
fc_block_6=u01;
fc_block_7=fF2837x_ADC1_6-fZOH1;
fc_block_8=fF2837x_ADC1_6;
%atualizacao dos valores
```

```
e1i=e0i;
u1i=u0i;
e1v=e0v;
u1v=u0v;
e11=e01;
u11=u01;
e12=e02;
u12=u02;
e13=e03;
u13=u03;
e14=e04;
u14=u04;
        }
#ifdef  _DEBUG
        fGblu0i = fc_block_4;
#endif
#ifdef  _DEBUG
        fGblu0v = fc_block_5;
#endif
#ifdef  _DEBUG
        fGblu01 = fc_block_6;
#endif
#ifdef  _DEBUG
        fGblerro_IL = fc_block_7;
#endif
#ifdef  _DEBUG
        fGblref = fc_block_8;
#endif
fGblLIM2 = (fc_block > 0.95) ? 0.95 : ((fc_block < 0) ? 0 :
   fcblock);
fGblLIM3 = (fc_block_1 > 0.95) ? 0.95 : ((fc_block_1 < 0) ? 0
    : fc_block_1);
fGblLIM4 = (fc_block_2 > 0.95) ? 0.95 : ((fc_block_2 < 0) ? 0
    : fc_block_2);
fGblLIM5 = (fc_block_3 > 0.95) ? 0.95 : ((fc_block_3 < 0) ? 0
    : fc_block_3);
fVDC24 = 0.5;
fP5 = fVDC24;
%Start of changing PWM5(1ph) registers
```

```
%Set Duty Cycle
{
DefaultType _val = __fsat(fP5, 1 + 0, 0);
_val = PWM_TBPRD(5) * ((_val - 0) * (1.0 / 1));
PWM_CMPA(5) = (int)_val;
}
% End of changing PWM5(1ph) registers
}
interrupt void Task_1()
{
PSM_PwmIntrEntry(1);
% Start of changing PWM4(1ph) registers
% Set Duty Cycle
{
DefaultType _val = __fsat(fGblLIM5, 1 + 0, 0);
_val = PWM_TBPRD(4) * ((_val - 0) * (1.0 / 1));
PWM_CMPA(4) = (int)_val;
}
% End of changing PWM4(1ph) registers
% Start of changing PWM3(1ph) registers
% Set Duty Cycle
{
DefaultType _val = __fsat(fGblLIM4, 1 + 0, 0);
_val = PWM_TBPRD(3) * ((_val - 0) * (1.0 / 1));
PWM_CMPA(3) = (int)_val;
}
% End of changing PWM3(1ph) registers
% Start of changing PWM2(1ph) registers
% Set Duty Cycle
{
DefaultType _val = __fsat(fGblLIM3, 1 + 0, 0);
_val = PWM_TBPRD(2) * ((_val - 0) * (1.0 / 1));
PWM_CMPA(2) = (int)_val;
}
% End of changing PWM2(1ph) registers
% Start of changing PWM1(1ph) registers
% Set Duty Cycle
{
DefaultType _val = __fsat(fGblLIM2, 1 + 0, 0);
```

```
_val = PWM_TBPRD(1) * ((_val - 0) * (1.0 / 1));
PWM_CMPA(1) = (int)_val;
}
% End of changing PWM1(1ph) registers
}
void Initialize(void)
{PS_SysInit(2, 10);
PS_PwmStartStopClock(0);        // Stop Pwm Clock
PS_TimerInit(0, 0);
% Set initial states for those GPIO output ports.
PSM_GpioSetOutput(18, 0);       % Reset GPIO18
PS_GpioSetFunc(18, 0, eSync1Samp, eGpioOutPullup, 0);   %
   Initialize GPIO18
PSM_GpioSetOutput(19, 0);       % Reset GPIO19
PS_GpioSetFunc(19, 0, eSync1Samp, eGpioOutPullup, 0);   %
   Initialize GPIO19
PSM_GpioSetOutput(22, 0);       % Reset GPIO22
PS_GpioSetFunc(22, 0, eSync1Samp, eGpioOutPullup, 0);   %
   Initialize GPIO22
PSM_GpioSetOutput(60, 0);       % Reset GPIO60
PS_GpioSetFunc(60, 0, eSync1Samp, eGpioOutPullup, 0);   %
   Initialize GPIO60
PSM_GpioSetOutput(67, 0);       % Reset GPIO67
PS_GpioSetFunc(67, 0, eSync1Samp, eGpioOutPullup, 0);   %
   Initialize GPIO67
PSM_GpioSetOutput(111, 0);      % Reset GPIO111
PS_GpioSetFunc(111, 0, eSync1Samp, eGpioOutPullup, 0);  %
   Initialize GPIO111
{
int i, preAdcNo = -1;
 /* PST_AdcAttr: Adc No., Channel No., Soc No., Trig Src,
    SampleTime(clock) */
 const PST_AdcAttr aryAdcInit[7] = {
{0, 0, 0, ADCTRIG_PWM5, 2500},
{0, 1, 1, ADCTRIG_PWM5, 2500},
{0, 2, 2, ADCTRIG_PWM5, 2500},
{0, 3, 3, ADCTRIG_PWM5, 2500},
{0, 4, 4, ADCTRIG_PWM5, 5000},
{0, 5, 5, ADCTRIG_PWM5, 5000},
```

```
{0, 14, 6, ADCTRIG_PWM5, 5000}};
const PST_AdcAttr *p = aryAdcInit;
for (i = 0; i < 7; i++, p++) {
if (preAdcNo != p->nAdcNo) {
PS_AdcInit(p->nAdcNo);
preAdcNo = p->nAdcNo;
 }
        PS_AdcSetChn(p->nAdcNo, p->nChnNo, p->nSocNo, p->
           nTrigSrc, p->nWindSz);
 }
}
        PS_PwmInit(1, 0, 1, 1.e6/(40000*1.0), ePwmUseA,
           ePwmStartHigh1, ePwmComplement, HRPWM_DISABLE); %
           pwmNo, pinSel, waveType, period, outtype, PwmA,
           PWMB, UseHRPwm
        PS_PwmSetDeadBand(1, 0, 2, 3, 0, 0, 0);
        PS_PwmSetIntrType(1, ePwmNoAdc, 1, 0);
        PS_PwmSetIntrVector(1, Task_1);
        PS_PwmSetTripAction(1, eTzHiZ, eTzHiZ);
        PWM_CMPA(1) = (0 - 0) / (1.0 * 1) * PWM_TBPRD(1);
        PSM_PwmStart(1);

        PS_PwmInit(2, 0, 1, 1.e6/(40000*1.0), ePwmUseA,
           ePwmStartHigh1, ePwmComplement, HRPWM_DISABLE); %
           pwmNo, pinSel, waveType, period, outtype, PwmA,
           PWMB, UseHRPwm
        PS_PwmSetDeadBand(2, 0, 2, 3, 0, 0, 0);
        PS_PwmSetPhaseDelay(2, 1, (-90) * (1.0 / 360.0));
        PS_PwmSetIntrType(2, ePwmNoAdc, 1, 0);
        PS_PwmSetTripAction(2, eTzHiZ, eTzHiZ);
        PWM_CMPA(2) = (0 - 0) / (1.0 * 1) * PWM_TBPRD(2);
        PSM_PwmStart(2);

        PS_PwmInit(3, 0, 1, 1.e6/(40000*1.0), ePwmUseA,
           ePwmStartHigh1, ePwmComplement, HRPWM_DISABLE); %
           pwmNo, pinSel, waveType, period, outtype, PwmA,
           PWMB, UseHRPwm
        PS_PwmSetDeadBand(3, 0, 2, 3, 0, 0, 0);
        PS_PwmSetPhaseDelay(3, 1, (-180) * (1.0 / 360.0));
```

```
        PS_PwmSetIntrType(3, ePwmNoAdc, 1, 0);
        PS_PwmSetTripAction(3, eTzHiZ, eTzHiZ);
        PWM_CMPA(3) = (0 - 0) / (1.0 * 1) * PWM_TBPRD(3);
        PSM_PwmStart(3);

        PS_PwmInit(4, 0, 1, 1.e6/(40000*1.0), ePwmUseA,
           ePwmStartHigh1, ePwmComplement, HRPWM_DISABLE); %
           pwmNo, pinSel, waveType, period, outtype, PwmA,
           PWMB, UseHRPwm
        PS_PwmSetDeadBand(4, 0, 2, 3, 0, 0, 0);
        PS_PwmSetPhaseDelay(4, 1, (-270) * (1.0 / 360.0));
        PS_PwmSetIntrType(4, ePwmNoAdc, 1, 0);
        PS_PwmSetTripAction(4, eTzHiZ, eTzHiZ);
        PWM_CMPA(4) = (0 - 0) / (1.0 * 1) * PWM_TBPRD(4);
        PSM_PwmStart(4);

        PS_PwmInit(5, 0, 1, 1.e6/(80000*1.0), ePwmUseA,
           ePwmStartHigh1, ePwmComplement, HRPWM_DISABLE); %
           pwmNo, pinSel, waveType, period, outtype, PwmA,
           PWMB, UseHRPwm
        PS_PwmSetDeadBand(5, 0, 2, 3, 0, 0, 0);
        PS_PwmSetIntrType(5, ePwmIntrAdc, 1, 0);
        PS_AdcSetIntr(0, 1, 6, Task); // AdcNo, IntrNo, SocNo
           , Interrupt Vector
        PS_PwmSetTripAction(5, eTzHiZ, eTzHiZ);
        PWM_CMPA(5) = (0 - 0) / (1.0 * 1) * PWM_TBPRD(5);
        PSM_PwmStart(5);

        PS_PwmStartStopClock(1);        // Start Pwm Clock
}


void main()
{
        Initialize();
        PSM_EnableIntr();   // Enable Global interrupt INTM
        PSM_EnableDbgm();
        for (;;) {
        }}
```